П. Хоровиц, У. Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

Издание 5-е, переработанное

Перевод с английского
Б. Н. Бронина, А. И. Коротова,
М. Н. Микшиса, Л. В. Поспелова,
О. А. Соболевой, Ю. В. Чечёткина



Москва «Мир» 1998

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие. *Перевод О. А. Соболевой* 5
Предисловие к первому изданию.
Перевод О. А. Соболевой 6

ГЛАВА 1. **ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ.**
Перевод О. А. Соболевой.....8
Введение 8
Напряжение, ток и сопротивление 8
Сигналы 22
Конденсаторы и цепи переменного тока.....27
Индуктивности и трансформаторы.....35
Полное и реактивное сопротивление.....36
Диоды и диодные схемы 50
Другие пассивные компоненты.....61
Дополнительные упражнения 66

ГЛАВА 2. **ТРАНЗИСТОРЫ.**
Перевод О.А. Соболевой.....68
Введение 68
Некоторые основные транзисторные схемы 70
Модель Эберса – Молла для основных транзисторных схем 87
Некоторые типы усилительных каскадов 99
Некоторые типичные транзисторные схемы 114
Схемы, не требующие пояснений 116
Дополнительные упражнения.....120

ГЛАВА 3. **ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.**
Перевод Б.Н. Бронина 121
Введение.....121
Основные схемы на ПТ 132
Ключи на ПТ 149
Схемы. не требующие пояснений 180

ГЛАВА 4. **ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ.**
Перевод О.А. Соболевой.....181
Введение.....181
Основные схемы включения операционных усилителей.....184
Калейдоскоп схем на операционных усилителях 190
Подробный анализ работы операционных усилителей 196
Подробный анализ работы некоторых схем на операционных усилителях.....227
Диэлектрическое поглощение 235
Работа ОУ с одним источником питания.....240
Компараторы и триггер Шмитта 245
Обратная связь и усилители с конечным усилением 248
Некоторые типичные схемы с операционными усилителями 255
Частотная коррекция усилителей с обратной связью 260
Схемы, не требующие пояснений 268
Дополнительные упражнения.....268

ГЛАВА 5. **АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ.**
Перевод М.Н. Микшиса 278
Активные фильтры 278
Схемы активных фильтров.....288
Генераторы.....300
Схемы, не требующие пояснений 321
Дополнительные упражнения.....323

ГЛАВА 6. **СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ.**
Перевод А.И. Коротова 324
Базовые схемы стабилизаторов на основе классической ИМС 723 324
Проектирование теплоотвода мощных схем 329
Нестабилизированные источники питания.....343
Источники опорного напряжения.....349
Трехвыводные и четырехвыводные стабилизаторы 360
Источники питания специального назначения 389
Схемы, не требующие пояснений 405
Дополнительные упражнения.....411

ГЛАВА 7. **ПРЕЦИЗИОННЫЕ СХЕМЫ И МАЛОШУМЯЩАЯ АППАРАТУРА.**
Перевод Б.Н. Бронина 412
Разработка прецизионной аппаратуры на операционных усилителях.....412
Дифференциальные и измерительные усилители.....445
Шумы усилителей 454
Измерение шума и источники шума 473
Помехи: экранирование и заземление 479

Схемы, не требующие пояснений 489
Дополнительные упражнения.....493

ГЛАВА 8. **ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ**. *Перевод Ю.В. Чечёткина*.....495
Основные логические понятия.....495
Логические уровни 497
ТТЛ и КМОП.....507
Комбинационная логика.....515
Последовательная логика 529
Моностабильные мультивибраторы.....540
Последовательностные функции, реализуемые на стандартных ИМС.....547
Некоторые типовые цифровые схемы.....567
Патология в логических схемах 574
Схемы, не требующие пояснений.....580
Дополнительные упражнения 583

ГЛАВА 9. **СОПРЯЖЕНИЕ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ.**
Перевод Л.В. Поспелова 590
Сопряжение логических КМОП и ТТЛ-элементов.....590
Цифровые сигналы и длинные цепи 626
Аналого-цифровое преобразование 640
Примеры А/Ц-преобразования 664
Схемы фазовой автоподстройки частоты.....671
Псевдослучайные двоичные последовательности и генераторы шума 684
Схемы, не требующие пояснений 697
Дополнительные упражнения.....700

Научное издание

Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

Издание 5-е, переработанное
Заведующая редакцией Т.Г. Хохлова
Ведущий редактор А.Г. Шемятенков
Художественный редактор Н.В. Дубова
Технический редактор Л.П. Бирюкова
Лицензия ЛР № 010174 от 20.05.97 г.

Подписано к печати 29.09.98. Формат 70 × $100^{1}/_{16}$. Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура таймс. Объем 22 бум. л. Усл. печ. л. 57,20. Уч.-изд. л. 63.03. Изд. № 6/8013. Тираж 5000 экз. Зак. 626. С018.

Издательство «Мир» Государственного комитета Российской Федерации по печати. 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., 2.

Отпечатано в полном соответствии с качеством предоставленных диапозитивов в ОАО «Можайский полиграфический комбинат». 143200, г. Можайск, ул. Мира, 93.

ГЛАВА 1

ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ

ВВЕДЕНИЕ

Электроника имеет короткую, но богатую событиями историю. Первый ее период связан с простейшими передатчиками ключевого действия и способными воспринимать их сигналы приемниками, которые появились в начале нашего века. Затем наступила эпоха вакуумных ламп, которая ознаменовала собой возможность претворения в жизнь смелых идей. Сейчас мы являемся свидетелями нового этапа развития электроники, связанного с появлением элементов на твердом теле и характеризующегося неиссякаемым потоком новых ошеломляющих достижений. Технология изготовления больших интегральных схем (БИС) дает возможность производить такие кристаллы кремния, на основе которых создают калькуляторы, вычислительные машины и даже «говорящие машины» со словарным запасом в несколько сотен слов. Развитие технологии сверхбольших интегральных схем открывает возможность создания еще более замечательных устройств.

Наверное, стоит сказать и о том, что в истории развития электроники наблюдается тенденция уменьшения стоимости устройств при увеличении объема их производства. Стоимость электронной микросхемы, например, постоянно уменьшается по отношению к единице ее первоначальной стоимости по мере совершенствования процесса производства (см. рис. 8.87). На самом деле зачастую панель управления и корпус прибора стоят дороже, чем его электронная часть.

Если вас заинтересовали успехи электроники и если у вас есть желание самостоятельно конструировать всевозможные хитроумные вещи, которые были бы надежны, недороги, просты и красивы, то эта книга – для вас. В ней мы попытались раскрыть предмет электроники, показать, как он интересен и в чем состоят его секреты.

Первую главу мы посвящаем изучению законов, практических правил и хитростей, составляющих в нашем понимании основу искусства электроники. Начинать всегда следует с самого начала, поэтому мы выясним, что такое напряжение, ток, мощность и из каких компонентов состоит электронная схема. На первых порах, пока вы не научитесь видеть, слышать, осязать и ощущать электричество, вам придется столкнуться с определенными абстрактными понятиями (их особенно много в гл. 1), а также увязать свои представления о них с показаниями таких визуальных приборов, как осциллографы и вольтметры. Первая глава содержит в себе много математики, больше, чем другие главы, несмотря на то, что мы старались свести математические выкладки к минимуму и хотели бы способствовать развитию интуитивного понимания построения и работы электронных схем.

Раз уж мы занялись основами электроники, нам следует прежде всего начать с так называемых активных схем (усилителей, генераторов, логических схем и т. п.), благодаря которым электроника и вызывает к себе такой интерес. Читатель, у которого уже есть некоторые знания по электронике, может эту главу пропустить. Она предназначена для тех, кто прежде электроникой никогда не занимался. Итак, приступим к делу.

НАПРЯЖЕНИЕ, ТОК И СОПРОТИВЛЕНИЕ

1.01. Напряжение и ток

Напряжение и ток – это количественные понятия, о которых следует помнить всегда, когда дело касается электронной схемы. Обычно они изменяются во времени,

в противном случае работа схемы не представляет интереса.

Напряжение (условное обозначение U, иногда E). Напряжение между двумя точкми – это энергия (или работа), которая затрачивается на перемещение единичного положительного заряда из точки с низким потенциалом в точку с высоким потенциалом (т. е. первая точка имеет более отрицательный потенциал по сравнению со второй). Иначе говоря, это энергия, которая высвобождается, когда единичный заряд «сползает» от высокого потенциала к низкому. Напряжение называют также *разностью потенциалов или электродвижущей силой* (э.д.с.). Единицей измерения напряжения служит вольт. Обычно напряжение измеряют в вольтах (В), киловольтах (1 кВ = 10^3 В), милливольтах (1 мВ = 10^{-3} В) или микровольтах (1 мкВ = 10^{-6} В) (см. разд. «Приставки для образования кратных и дольных единиц измерения», напечатанный мелким шрифтом). Для того чтобы переместить заряд величиной 1 кулон между точками, имеющими разность потенциалов величиной 1 вольт, необходимо совершить работу в 1 джоуль. (Кулон служит единицей измерения электрического заряда и равен заряду приблизительно $6 \cdot 10^{18}$ электронов.) Напряжение, измеряемое в нановольтах (1 нВ = 10^{-9} В) или в мегавольтах (1 мВ = 10^6 В), встречается редко; вы убедитесь в этом, прочитав всю книгу.

Ток (условное обозначение I). Ток – это скорость перемещения электрического заряда в точке. Единицей измерения тока служит ампер. Обычно ток измеряют в амперах (А), миллиамперах (1 мА = $= 10^{-3}$ А), микроамперах (1 мкА = $= 10^{-6}$ А), наноамперах (1 нА = 10^{-9} А) и иногда в пикоамперах (1 пкА = 10^{-12} А). Ток величиной 1 ампер создается перемещением заряда величиной 1 кулон за время, равное 1 с. Условились считать, что ток в цепи протекает от точки с более положительным потенциалом к точке с более отрицательным потенциалом, хотя электрон перемещается в противоположном направлении.

Запомните: напряжение всегда измеряется *между* двумя точками схемы, ток всегда протекает *через* точку в схеме или через какой-нибудь элемент схемы.

Говорить «напряжение в резисторе» нельзя – это неграмотно. Однако часто говорят о напряжении в какой-либо точке схемы. При этом всегда подразумевают напряжение между этой точкой и «землей», т. е. такой точкой схемы, потенциал которой всем известен. Скоро вы привыкните к такому способу измерения напряжения.

Напряжение создается путем воздействия на электрические заряды в таких устройствах, как батареи (электрохимические реакции), генераторы (взаимодействие магнитных сил), солнечные батареи (фотогальванический эффект энергии фотонов) и т. п. Ток мы *получаем*, прикладывая напряжение между точками схемы.

Здесь, пожалуй, может возникнуть вопрос, а что же такое напряжение и ток на самом деле, как они выглядят? Для того чтобы ответить на этот вопрос, лучше всего воспользоваться таким электронным прибором, как осциллограф. С его помощью можно наблюдать напряжение (а иногда и ток) как функцию, изменяющуюся во времени. Мы будем прибегать к показаниям осциллографов, а также вольтметров для характеристики сигналов. Для начала советуем посмотреть приложение А, в котором идет речь об осциллографе, и разд. «Универсальные измерительные приборы», напечатанный мелким шрифтом.

В реальных схемах мы соединяем элементы между собой с помощью проводов, металлических проводников, каждый из которых в каждой своей точке обладает одним и тем же напряжением (по отношению, скажем, к земле). В области высоких частот или низких полных сопротивлений это утверждение не совсем справедливо, и в свое время мы обсудим этот вопрос. Сейчас же примем это допущение на веру. Мы упомянули об этом для того, чтобы вы поняли, что реальная схема не обязательно должна выглядеть как ее схематическое изображение, так как провода можно соединять по-разному

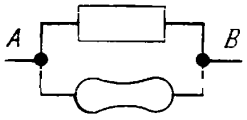


Рис. 1.1.

Запомните несколько простых правил, касающихся тока и напряжения.

1. Сумма токов, втекающих в точку, равна сумме токов, вытекающих из нее (сохранение заряда). Иногда это правило называют законом Кирхгофа для токов. Инженеры любят называть такую точку схемы *узлом*. Из этого правила вытекает следствие: в последовательной цепи (представляющей собой группу элементов, имеющих по два конца и соединенных этими концами один с другим) ток во всех точках одинаков.

2. При параллельном соединении элементов (рис. 1.1) напряжение на каждом из элементов одинаково. Иначе говоря, сумма падений напряжения между точками *A* и *B*, измеренная по любой ветви схемы, соединяющей эти точки, одинакова и равна напряжению между точками *A* и *B*. Иногда это правило формулируется так: сумма падений напряжения в любом замкнутом контуре схемы равна нулю. Это закон Кирхгофа для напряжений.

3. Мощность (работа, совершенная за единицу времени), потребляемая схемой, определяется следующим образом:

$$P = UI.$$

Вспомним, как мы определили напряжение и ток, и получим, что мощность равна: (работа/заряд)·(заряд/время). Если напряжение U измерено в вольтах, а ток I – в амперах, то мощность P будет выражена в ваттах. Мощность величиной 1 ватт – это работа в 1 джоуль, совершенная за 1 с (1 Вт = 1 Дж/с).

Мощность рассеивается в виде тепла (как правило) или иногда затрачивается на механическую работу (моторы), переходит в энергию излучения (лампы, передатчики) или накапливается (батареи, конденсаторы). При разработке сложной системы одним из основных является вопрос определения ее тепловой нагрузки (возьмем, например, вычислительную машину, в которой побочным продуктом нескольких страниц результатов решения задачи становятся многие киловатты электрической энергии, рассеиваемой в пространство в виде тепла).

В дальнейшем при изучении периодически изменяющихся токов и напряжений нам придется обобщить простое выражение $P = UI$ для того, чтобы определять среднее значение мощности. В таком виде оно справедливо для определения мгновенного значения мощности.

Кстати, запомните, что не нужно называть ток силой тока – это неграмотно. Нельзя также называть резистор сопротивлением. О резисторах речь пойдет в следующем разделе.

1.02. Взаимосвязь напряжения и тока: резисторы

Тема эта очень обширна и интересна. В ней заключена суть электроники. Если попытаться изложить ее в двух словах, то она посвящена тому, как можно сделать элемент, имеющий ту или иную характеристику, выраженную определенной зависимостью между током и напряжением, и как его использовать в схеме. Примерами таких элементов служат резисторы (ток прямо пропорционален напряжению), конденсаторы (ток пропорционален скорости изменения напряжения), диоды (ток протекает только в одном направлении), термисторы (сопротивление зависит от температуры), тензорезисторы (сопротивление зависит от деформации) и т. д. Постепенно мы познакомимся с некоторыми экзотическими представителями этой плеяды; а сейчас рассмотрим самый нехитрый и наиболее распространенный элемент – резистор (рис. 1.2).

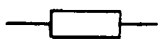


Рис. 1.2.

ПРИСТАВКИ ДЛЯ ОБРАЗОВАНИЯ КРАТНЫХ И ДОЛЬНЫХ ЕДИНИЦ ИЗМЕРЕНИЯ

Следующие приставки приняты для образования кратных и дольных единиц измерения в научной и инженерной практике:

Множитель	Приставка	Обозначение
10^{12}	тера	Т
10^{9}	гига	Г
10^{6}	мега	М
10^{9}	кило	К
10^{-3}	милли	м
10^{-6}	микро	мк
10^{-9}	нано	н
10^{-12}	пико	пк
10^{-15}	фемто	ф

При сокращенном обозначении дольных единиц измерения соответствующая приставка и условное обозначение единицы пишутся слитно. Обратите внимание на использование прописных и строчных букв, особенно м и М в приставках и обозначениях единиц 1 мВт – это 1 милливатт, или тысячная доля ватта; 1 МГц – это 1 миллион герц. Полные наименования единиц измерения всегда пишутся со строчной буквы, даже если они образованы от имен собственных. Полное наименование единицы измерения с приставкой также всегда пишется со строчной буквы. Прописные буквы используются для условных сокращений единиц измерения. Например: герц и килогерц, но Гц и кГц; ватт, милливатт и мегаватт, но Вт, мВт и МВт.

Сопротивление и резисторы. Интересно, что ток, протекающий через металлический проводник (или другой материал, обладающий некоторой проводимостью), пропорционален напряжению, приложенному к проводнику. (Что касается провода, который используется в качестве проводников в схемах, то его обычно берут достаточно большого сечения, чтобы можно было пренебречь падениями напряжения, о которых мы говорили выше.) Это ни в коем случае не обязательно для всех случаев жизни. Например, ток, протекающий через неоновую лампу, представляет собой нелинейную функцию от приложенного напряжения (он сохраняет нулевое значение до критического значения напряжения, а в критической точке резко возрастает). То же самое можно сказать и о целой группе других элементов – диодах, транзисторах, лампах и др. Если вас интересует, почему металлические проводники ведут себя именно так, советуем прочитать курс физики Berkeley Physics Course, том II, разд. 4.3–4.7 (см. библиографию). Резисторы изготавливают из проводящего материала (графита, тонкой металлической или графитовой пленки или провода, обладающего невысокой проводимостью). К каждому концу резистора прикреплен провод. Резистор характеризуется величиной сопротивления

$$R = U/I;$$

сопротивление R измеряется в омах, если напряжение U выражено в вольтах, а ток I в амперах. Это соотношение носит название «закон Ома». Резисторы наиболее распространенного типа – углеродистые композиционные – имеют сопротивление от 1 ома (1 Ом) до 22 мегаом (22 МОм). Резисторы характеризуются также мощностью, которую они рассеивают в пространство (наиболее распространены резисторы с мощностью рассеяния 1/4 Вт) и такими параметрами, как допуск (точность), температурный коэффициент, уровень шума, коэффициент напряжения (показывающий, в какой степени сопротивление зависит от приложенного напряжения), стабильность во времени, индуктивность и пр. Более подробную информацию о резисторах содержит разд. «Резисторы», напечатанный мелким шрифтом, а также приложения Б и Г в конце второго тома.

Грубо говоря, резисторы используются для преобразования напряжения в ток и наоборот. Этот вывод может показаться банальным, но скоро вы поймете, что имеется в виду.

Последовательное и параллельное соединение резисторов. Из определения сопротивления следует несколько выводов:

1. Сопротивление двух последовательно соединенных резисторов (рис. 1.3) равно: $R = R_1 + R_2$.

При последовательном соединении резисторов всегда получаем *большее* сопротивление, чем сопротивление отдельного резистора.

2. Сопротивление двух параллельно соединенных резисторов (рис. 1.4) равно $R = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ или $R = 1/(1/R_1 + 1/R_2)$.

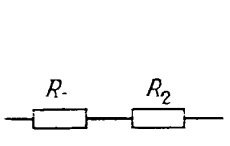


Рис. 1.3.

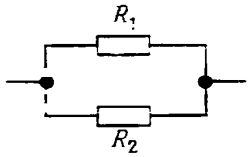


Рис. 1.4.

При параллельном соединении резисторов всегда получаем меньшее сопротивление, чем соединение отдельных резисторов. Сопротивление измеряется в омах (Ом). На практике, когда речь идет о резисторах с сопротивлением более 1000 Ом (1 кОм), иногда оставляют только приставку, опуская в обозначении «Ом», т. е. резистор с сопротивлением 10 кОм иногда обозначают как 10 К, а резистор с сопротивлением 1 МОм – как 1 М. На схемах иногда опускают и обозначение «Ом», оставляя только число. Может быть, все это кажется вам не очень интересным? Немного терпения, и мы перейдем к интересным практическим примерам.

РЕЗИСТОРЫ

Резисторы поистине вездесущи. Типы резисторов почти столь же многочисленны, как и схемы, в которых они применяются. Резисторы используются в усилителях, в качестве нагрузки для активных устройств, в схемах смещения и в качестве элементов обратной связи. Вместе с конденсаторами они используются для задания постоянной времени и работают как фильтры. Они служат для установки величин рабочих токов и уровней сигналов. В схемах питания резисторы используются для уменьшения напряжения за счет рассеяния мощности, для измерения токов и для разряда конденсаторов после снятия питания. В прецизионных схемах они помогают устанавливать нужные токи, обеспечивать точные коэффициенты пропорциональности для напряжения, устанавливать точные коэффициенты усиления. В логических схемах резисторы выступают в качестве конечных элементов линий и шин, «повышающих» и «понижающих» элементов. В высоковольтных схемах резисторы служат для измерения напряжений, для выравнивания токов утечки через диоды или коиденсаторы, соединенные последовательно. На радиочастотах они используются даже в качестве индуктивностей.

Промышленность выпускает резисторы с сопротивлением от 0,01 Ом до 10^{12} Ом и мощностью от 1/8 до 250 Вт с допуском от 0,005 до 20%. Резисторы изготавливают из графитовых смесей, металлических пленок, проводов, накрученных на каркас, или на основе полупроводниковых элементов, подобных полевым транзисторам. Наиболее распространены углеродистые композиционные резисторы, имеющие мощность 1/4 или 1/2 Вт. Существует стандартный диапазон значений сопротивлений – от 1 Ом до 100 МОм, причем для резисторов с допуском на сопротивление, равным 5%, выпускается в два раза больше значений сопротивлений, чем для резисторов с допуском 10% (см. приложение В). Мы рекомендуем использовать резисторы фирмы Allen Bradley типа AB (1/4 Вт, 5%), так как они имеют понятную маркировку, стабильные характеристики и надежное соединение с проводниками выводов.

Резисторы настолько просты в обращении, что очень часто их принимают как нечто само собой разумеющееся. Между тем они не идеальны, и стоит обратить внимание на некоторые их недостатки. Возьмем, например, получившие широкое распространение резисторы композиционного типа с допуском 5%. Они хороши почти для любых схем с некритичными параметрами, но невысокая стабильность этих резисторов не позволяет использовать их в прецизионных схемах. Следует помнить об ограничениях, свойственных этим элементам, чтобы в один прекрасный день не оказаться разачарованным. Основной недостаток состоит в изменении сопротивления во времени под действием температуры, напряжения, влажности. Другие недостатки связаны с индуктивными свойствами (они существенно сказываются на высоких частотах), с наличием термальных точек в мощных схемах или шумов в усилителях с низким уровнем шума. Ниже приводятся параметры резисторов в самых жестких условиях эксплуатации; обычно условия бывают лучше, но правильнее рассчитывать на худшее.

ХАРАКТЕРИСТИКИ РЕЗИСТОРОВ ФИРМЫ ALLEN BRADLEY, (СЕРИЯ AB, ТИП CB)

Стандартный допуск в номинальных условиях составляет 5%. Максимальная мощность при температуре окружающей среды 70 °С составляет 0,25 Вт, при этом внутренняя температура повышается до 150 °С. Максимальное приложенное напряжение составляет $(0{,}25\ R)^{1/2}$ или 250 В (меньшее из двух значений). И это на самом деле так! (см. рис. 6.53). Однократное превышение напряжения до 400 В в течение 5 с вызывает необратимое изменение сопротивления на 2%.

	Изменение сопротивления, %		Необратимое?
	(R = 1 кОм)	(R = 10 МОм)	
Пайка (350 °С на расстоянии 3 мм)	±2	±2	Да
Циклическая нагрузка (50 циклов ВКЛ/ВЫКЛ за 1000 ч)	+4–6	+4–6	»
Вибрация (20 g) и удар (100 g)	±2	±2	»
Влажность (95%-ная отн. влажность при 40 °С)	+6	+10	Нет
Коэффициент напряжения (изменение, равное 10 В)	−0,15	−0,3	»
Температура (от 25 до −15 °С)	+2,5	+4,5	»
Температура (от 25 до 85 °С)	+3,3	+5,9	»

В схемах, где требуется высокая точность или стабильность, следует использовать резисторы из металлической пленки с допуском 1% (см. приложение Г). Они обеспечивают стабильность не хуже 0,1% в нормальных условиях и не хуже 1% в самых жестких условиях. Прецизионные проволочные резисторы способны удовлетворить наиболее высоким требованиям.

Если ожидается, что мощность, рассеиваемая в схеме, будет составлять более 0,1 Вт, то следует выбрать резистор с большим значением рассеиваемой мощности. Композиционные углеродистые резисторы характеризуются мощностью до 2 Вт, а мощные проволочные резисторы – более высокими значениями. Для мощных схем наилучшие характеристики обеспечивает резистор с отводом тепла. Резисторы этого типа выпускаются с допуском 1% и могут надежно работать при собственной температуре до 250 °С в течение длительного периода времени. Допустимая рассеиваемая мощность зависит от воздушного потока, температурных условий на выводах и плотности схемы; следовательно, мощность на резисторе следует рассматривать как грубую ориентировочную величину. Отметим также, что мощность резистора связана со средним значением мощности, рассеиваемой в схеме, и может существенно превышаться в короткие интервалы времени (в зависимости от «тепловой массы» эти интервалы могут длиться несколько секунд или более).

Упражнение 1.1. Возьмем два резистора сопротивлением 5 и 10 кОм. Чему равно сопротивление при (а) последовательном и (б) параллельном их соединении?

Упражнение 1.2. Какую мощность будет рассеивать в пространство резистор с сопротивлением 1 Ом, подключенный к батарее автомобиля с напряжением 1 В?

Упражнение 1.3. Докажите справедливость формул для сопротивления последовательного и параллельного соединения резисторов.

Упражнение 1.4. Покажите, что сопротивление нескольких параллельно соединенных резисторов определяется следующим образом:

$$R = \frac{1}{1/R_1 + 1/R_2 + 1/R_3 + \ldots}.$$

Секрет резисторов, соединенных параллельно: начинающие часто приступают к сложным алгебраическим выкладкам или углубляются в законы электроники, а здесь как раз лучше всего воспользоваться интуитивным правилом. Приступим теперь к освоению интуитивных правил и развитию интуиции.

Правило 1. Сопротивление двух резисторов, один из которых обладает большим сопротивлением, а другой малым, соединенных между собой последовательно (параллельно), приблизительно равно большему (меньшему) из двух сопротивлений.

Правило 2. Допустим, вы хотите узнать, чему равно сопротивление двух параллельно соединенных резисторов, обладающих сопротивлением 5 и 10 кОм. Если вообразить, что резистор сопротивлением 5 кОм представляет собой параллельное соединение двух резисторов сопротивлением 10 кОм, то схема будет представлена параллельным соединением трех резисторов с сопротивлением 10 кОм. Так как сопротивление одинаковых параллельно соединенных резисторов равно $1/n$-й части сопротивления одного из них, то ответ в нашей задаче будет 10 кОм/3, или 3,33 кОм. Это правило полезно усвоить, так как с его помощью можно быстро проанализировать схему «в уме». Мы хотим, чтобы вы научились решать стоящие перед вами задачи, имея под рукой минимум – оборотную сторону почтового конверта и ручку. Тогда блестящие идеи, возникшие у вас в любой момент, не будут встречать препятствий на пути своего развития.

И еще несколько принципов нашей доморощенной философии: среди начинающих наблюдается тенденция вычислять значения сопротивлений резисторов и характеристики других компонентов схем с большой точностью, доступность же карманных калькуляторов в наше время помогает развитию этой тенденции. Поддаваться ей не следует по двум причинам: во-первых, компоненты сами по себе имеют определенную конечную точность (наиболее распространенные резисторы – $\pm$ 5%; характеристики транзисторов, например часто задаются одним-двумя коэффициентами); во-вторых, одним из признаков хорошей схемы является ее нечувствительность к точности величин компонентов (бывают, конечно, и исключения). И еще: вы скорее придете к интуитивному пониманию схем, если разовьете в себе способность быстро прикидывать «в уме», а не будете увлекаться вычислениями с ненужной точностью на красивых калькуляторах.

Некоторые считают, что для того чтобы скорее научиться оценивать величину сопротивления, полезно вводить понятие *проводимость*, $G = 1/R$. Ток, протекаю-

щий через элемент с проводимостью G, к которому приложено напряжение U, определяется как $I = GU$ (это закон Ома). Чем меньше сопротивление проводника, тем больше его проводимость и тем больше ток, протекающий под воздействием напряжения, приложенного между концами проводника.

С этой точки зрения формула для определения сопротивления параллельно соединенных проводников вполне очевидна: если несколько резисторов или проводящих участков подключены к одному и тому же напряжению, то полный ток равен сумме токов, протекающих в отдельных ветвях. В связи с этим проводимость соединения равна сумме отдельных проводимостей составных элементов: $G = G_1 + G_2 + G_3 + \ldots$, а это выражение эквивалентно выражению для параллельно соединенных резисторов, приведенному выше.

Инженеры неравнодушны к обратным величинам, и в качестве единицы измерения проводимости они установили 1 сименс (1 См = 1/1 Ом), который иногда называют «мо» («ом» наоборот). Хотя понятие проводимости и помогает развить интуицию в отношении сопротивления резисторов, широкого применения оно не находит, и большинство предпочитает иметь дело с величинами сопротивления, а не проводимости.

Мощность и резисторы. Мощность, рассеиваемая резистором или любым другим элементом, определяются как $P = UI$. Пользуясь законом Ома, эту формулу можно записать в эквивалентном виде: $P = I^2R$ и $P = U^2/R$.

Упражнение 1.5. Возьмем схему, работающую от батареи с напряжением 15 В. Докажите, что независимо от того, как будет включен в схему резистор, обладающий сопротивлением более 1 кОм, мощность на нем не превысит 1/4 Вт.

Упражнение 1.6. Дополнительное упражнение: для Нью-Йорка требуется 10^{10} Вт электрической энергии при напряжении 110 В (цифры вполне правдоподобны: 10 млн. жителей, каждый потребляет в среднем 1 кВт электроэнергии). Высоковольтный кабель может иметь диаметр 25,4 мм. Давайте подсчитаем, что произойдет, если в качестве кабеля взять провод из чистой меди диаметром 0,305 м. Сопротивление такого провода составляет 0,05 мкОм ($5 \cdot 10^{-8}$ Ом) в расчете на 0,305 м. Определите: а) потери мощности в расчете на 0,305 м, исходя из того, что потери оцениваются величиной I^2R; б) длину кабеля, на которой будут потеряны все 10^{10} Вт; в) если вы знаете физику, определите, до какой температуры нагреется кабель ($\sigma = 6 \cdot 10^{-12}$ Вт/(К$^4 \cdot$см^2)).

Если расчет выполнен правильно, то результат, вероятно, удивил вас. Как же разрешить проблему?

Вход и выход. Практически во всех электронных схемах что-либо подается на **вход** (обычно это напряжение) и соответственно снимается с **выхода** (это также чаще всего напряжение). Например, с выхода усилителя звуковой частоты снимается напряжение (оно имеет переменное значение), которое в 100 раз превышает входное напряжение (изменяющееся аналогично). В этом усилителе выходное напряжение рассматривается для данного значения напряжения, действующего на входе. Инженеры пользуются понятием *передаточной функции* **H**, которая представляет собой отношение напряжения, измеренного на выходе, к напряжению, действующему на входе; для вышеупомянутого усилителя звуковой частоты **H** – это постоянная величина (**H** = 100). К изучению усилителей мы приступим в следующей главе. Однако, уже сейчас, имея представление только о резисторах, мы рассмотрим *делитель напряжения* (по сути он является «де-усилителем»), который играет немаловажную роль в электронных схемах.

1.03. Делители напряжения

Мы приступаем к рассмотрению делителя напряжения, который используется в электронных схемах весьма широко. В любой настоящей схеме можно найти не меньше полдюжины делителей напряжения. Простейший делитель напряжения – это схема, которая для данного напряжения на входе создает на выходе напряжение, которое является некоторой частью входного. Простейший делитель представлен на рис. 1.5. Что такое $U_{вых}$? Предположим здесь и далее, что нагрузки на выходе нет, тогда ток определяется следующим образом:

$$I = U_{вх}/(R_1 + R_2).$$

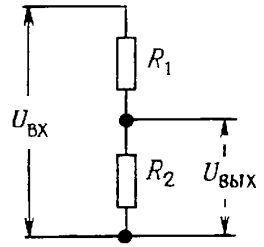
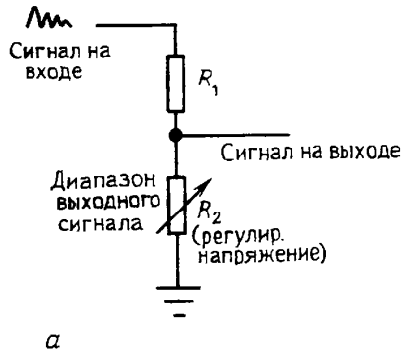


Рис. 1.5. Делитель напряжения. Приложенное напряжение $U_{вх}$ создает на выходе напряжение $U_{вых}$ (меньшее приложенного).

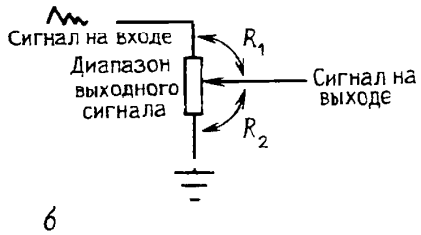
(Мы воспользовались формулой для определения сопротивления резистора и правилом для последовательного соединения резисторов). Тогда для R_2

$$U_{вых} = IR_2 = U_{вх}R_2/(R_1 + R_2).$$

Обратите внимание, что выходное напряжение всегда меньше входного (или равно ему); поэтому мы говорим о делителе напряжения. Если одно из сопротивлений будет отрицательным, то можно получить усиление (т.е. выходное напряжение будет больше входного). Эта идея не так невероятна, как кажется на первый взгляд: вполне можно сделать устройство



а



б

Рис. 1.6. Регулируемый делитель напряжения может состоять из двух резисторов – с фиксированным сопротивлением и с переменным сопротивлением, или из потенциометра.

с отрицательными «приращениями» сопротивления (в качестве примера может служить туннельный диод) или просто с настоящим отрицательным сопротивлением (например, преобразователь с отрицательным импедансом, о котором мы поговорим позже). Однако эти примеры достаточно специфичны и не должны занимать сейчас ваше внимание.

Делители напряжения часто используют в схемах для того, чтобы получить заданное напряжение из большего постоянного (или переменного) напряжения. Например, если в качестве R_2 взять резистор с регулируемым сопротивлением (рис. 1.6,*а*), то мы получим не что иное, как схему с управляемым выходом; более простым путем комбинацию R_1R_2 можно получить, если у вас есть один резистор с переменным сопротивлением, или *потенциометр* (рис. 1.6,*б*). Простой делитель напряжения играет важную роль и в тот момент, когда вы *задумываете* схему: входное напряжение и сопротивление верхней части резистора могут представлять собой, скажем, выход усилителя, а сопротивление нижней части резистора – вход последующего каскада. В этом случае, воспользовавшись уравнением для делителя напряжения, можно определить, что поступит на вход последнего каскада. Все сказанное станет более понятным, когда чуть позже мы познакомим вас с одним интересным фактом (имеется в виду теорема об эквивалентном преобразовании схем). А сейчас немного отвлечемся от нашей темы и поговорим об источниках тока и напряжения.

1.04. Источники тока и напряжения

Идеальный источник напряжения – это «черный ящик», имеющий два вывода, между которыми он поддерживает постоянное падение напряжения независимо от величины сопротивления нагрузки. Это означает, например, что он должен порождать ток, равный $I = U/R$, если к выводам подключить резистор с сопротивлением R. Реальный источник напряжения не может дать ток, больший некоторого предельного максимального значения, и



Рис. 1.7. Источники напряжения постоянного и переменного тока.

в общем случае он ведет себя как идеальный источник напряжения, к которому последовательно подключен резистор с небольшим сопротивлением. Очевидно, чем меньше сопротивление этого последовательно подключенного резистора, тем лучше. Например, стандартная щелочная батарея на 9 В в последовательном соединении с резистором, имеющим сопротивление 3 Ом, ведет себя как идеальный источник напряжения 9 В и дает максимальный ток (при замыкании накоротко) величиной 3 А (который, к сожалению, погубит батарею за несколько минут). По понятным причинам источник напряжения «предпочитает» нагрузку в виде разомкнутой цепи, а нагрузку в виде замкнутой цепи «недолюбливает». (Понятия «разомкнутая цепь» и «замкнутая цепь» очевидны: к разомкнутой цепи ничего не подключено, а в замкнутой цепи кусок провода замыкает выход.) Условные обозначения источников напряжения приведены на рис. 1.7.

Идеальный источник тока – это «черный ящик», имеющий два вывода и поддерживающий постоянный ток во внешней цепи независимо от величины сопротивления нагрузки и приложенного напряжения. Для того чтобы выполнять свои функции, он должен уметь поддерживать нужное напряжение между своими выводами. Реальные источники тока (самая нелюбимая тема для большинства учебников) имеют ограниченный диапазон, в котором может изменяться создаваемое ими напряжение (он называется рабочим диапазоном выходного напряжения или просто диапазоном), и, кроме того, выходной ток источника нельзя считать абсолютно постоянным. Источник тока «предпочитает» нагрузку в виде замкнутой цепи, а нагрузку в виде разомкнутой цепи «недолюбливает». Условные обозначения источника тока приведены на рис. 1.8.

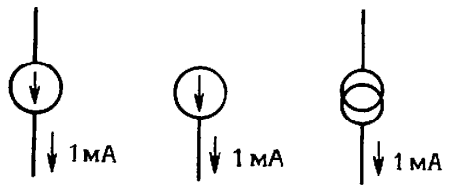


Рис. 1.8. Условные обозначения источников тока.

Хорошим примером источника напряжения может служить батарея (для источника тока подобной аналогии найти нельзя). Например, стандартная батарейка от карманного фонаря обеспечивает напряжение 1,5 В, ее эквивалентное последовательное сопротивление составляет 1/4 Ом, а общий запас энергии равен приблизительно 10 000 Вт·с (постепенно эти характеристики ухудшаются; к концу срока службы батарейки напряжение может составлять около 1 В, а внутреннее сопротивление – несколько ом). О том, как создать источник напряжения с лучшими характеристиками, вы узнаете, когда мы изучим обратную связь. В электронных устройствах, за исключением портативных, батарейки используются редко. В гл. 14 мы рассмотрим интересную тему конструирования маломощных схем (на батарейках).

1.05. Теорема об эквивалентном преобразовании источников (генераторов)

Теорема об эквивалентном преобразовании источников утверждает, что всякую схему, состоящую из резисторов и источников напряжения и имеющую два вывода, можно представить в виде эквивалентной схемы, состоящей из одного резистора R, последовательно подключенного к одному источнику напряжения U. Представьте, как это удобно. Вместо того чтобы разбираться с мешаниной батарей и резисторов, можно взять одну батарею и один резистор (рис. 1.9). (Кстати, известна еще одна теорема об эквивалентном преобразовании, которая содержит такое же утверждение относительно источника тока и параллельно подключенного резистора).

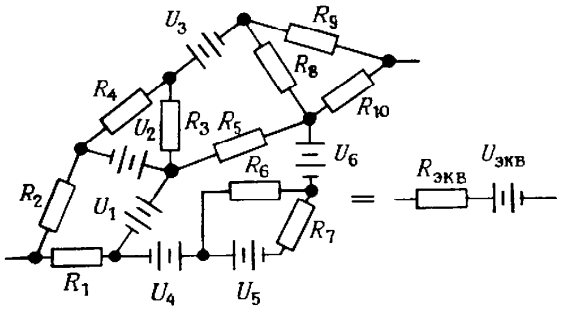


Рис. 1.9.

Как определить эквивалентные параметры $R_{экв}$ и $U_{экв}$ для заданной схемы? Оказывается просто. $U_{экв}$ – это напряжение между выводами эквивалентной схемы в ее разомкнутом (ненагруженном) состоянии; так как обе схемы работают одинаково, это напряжение совпадает с напряжением между выводами данной схемы в разомкнутом состоянии (его можно определить путем вычислений, если схема вам известна, или измерить, если схема неизвестна). После этого можно определить $R_{экв}$, если учесть, что ток в эквивалентной схеме, при условии, что она замкнута (нагружена), равен $U_{экв}/R_{экв}$. Иными словами,

$U_{экв} = U$ (разомкнутая схема).

$R_{экв} = U$ (разомкнутая схема)$/I$ (замкнутая схема).

УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ

Существует немало приборов, с помощью которых в схемах можно измерять напряжения и токи. Самым универсальным из них является осциллограф (см. приложение А); он позволяет наблюдать изменение напряжения во времени в одной или нескольких точках схемы. Специально для отысканий неисправностей в цифровых схемах предназначены логические щупы и логические анализаторы. Универсальный измерительный прибор дает возможность измерять напряжение, ток и сопротивление очень часто с достаточно высокой точностью, однако у него медленная реакция, и он не может заменить осциллограф в тех случаях, когда интерес представляют меняющиеся напряжения. Универсальные измерительные приборы можно разделить на две группы: приборы, показания которых определяются по обычной шкале с перемещающейся стрелкой, и приборы с цифровым отображением показания.

Стандартный вольтметр позволяет измерить ток по перемещению стрелки (обычно полный диапазон шкалы составляет 50 мкА). (Для того чтобы разобраться в работе измерительного прибора, советуем покопаться в книгах по электротехнике, но не в руководствах по разработке электронных схем, а пока нас вполне удовлетворит информация о том, что в приборе используются индуктивности и сердечники.) При измерении напряжения в вольтметре последовательно к основной схеме подключается резистор. Например, диапазон шкалы измерения напряжения, равный 1 В, обеспечивается последовательным подключением резистора с сопротивлением 20 кОм к схеме, рассчитанной на ток 50 мкА; для бóльших диапазонов напряжения используются соответственно резисторы с бóльшими сопротивлениями. Такой вольтметр характеризуется как прибор на 20 000 Ом/В. Это значит, что сопротивление его резистора, равное 20 кОм, умножается на полный размах напряжения в выбранном диапазоне измерения. Полный размах в любом диапазоне напряжения составляет 1/20 000 В/Ом, или 50 мкА. Очевидно, что подобный вольтметр оказывает тем меньше влияния на схему, чем выше диапазон, так как играет роль резистора с большим сопротивлением (представим вольтметр в качестве нижнего плеча делителя напряжения, при этом верхнее плечо будет образовано эквивалентным выходным сопротивлением схемы, в которой подключен прибор). В идеальном случае вольтметр должен обладать бесконечным входным сопротивлением. В настоящее время применяются разнообразные измерительные приборы с небольшим усилением, входное сопротивление которых может достигать 10^9 Ом. К приборам такого типа относят большинство измерительных цифровых приборов и даже некоторые приборы с аналоговым отсчетом на полевых транзисторах (см. гл. 3). Замечание: иногда входное сопротивление измерительных приборов со входом на полевом транзисторе может быть очень большим в наиболее чувствительном диапазоне, а в других диапазонах оно может иметь меньшее значение. Например, типичными являются следующие значения: 10^9 Ом для диапазонов 0,2 В и 10^7 Ом для всех остальных диапазонов. Внимательно изучайте характеристики приборов! Для работы с транзисторными схемами подходит вольтомметр на 20 000 Ом/В, который создает для них небольшую нагрузку. В любом случае нетрудно оценить влияние измерительного прибора на работу схемы, если воспользоваться уравнением для делителя напряжения. Обычно универсальные измерительные приборы имеют диапазоны измерения напряжения от 1 В (и меньше) до 1 кВ (и больше) для полного размаха шкалы.

С помощью вольтомметра можно измерить ток, оценивая его величину по простому отклонению указателя прибора (в предыдущем примере диапазон измерения тока составляет 50 мкА) или за счет резистора с небольшим сопротивлением, подключаемого параллельно основной схеме (шунта). Так как для перемещения указателя необходимо небольшое падение напряжения (обычно 0,25 В на полный размах шкалы), шунт выбирают при изготовлении прибора таким, чтобы максимальный ток вызывал соответствующее падение напряжения на параллельном соединении шунта и резистора измерительного прибора (для вас выбор шунта сводится к тому, что нужно лишь установить переключатель на нужный диапазон измерения). В идеальном случае прибор для измерения тока должен иметь нулевое сопротивление, тогда при подключении его к схеме последовательно он не будет оказывать влияния на нее. На практике прихо-

дится мириться с падением напряжения, составляющим десятые доли вольта как для вольтомметров, так и для цифровых приборов (это как бы накладные расходы при измерении напряжения, от которых никуда не денешься). Обычно универсальные измерительные приборы имеют диапазоны измерения тока от 50 мкА (или ниже) до 1 А (или выше) для полного размаха шкалы.

В универсальных измерительных приборах имеется одна или несколько батарей для подачи питания при измерении сопротивления. Измерения падения напряжения при протекании небольшого тока позволяют определить величину сопротивления: предусмотренные для этих измерений диапазоны перекрывают величины сопротивления от 1 Ом (или ниже) до 10 МОм (или выше). Замечание: не пытайтесь измерить «ток источника напряжения» путем подключения прибора к штепсельной розетке в стене: то же самое можно сказать об измерении сопротивления. Подобные «измерения» служат причиной гибели многих приборов.

Упражнение 1.7. Что покажет вольтметр на 20 000 Ом/В при шкале диапазона 1 В, если его подключить к источнику напряжения 1 В с внутренним сопротивлением 10 кОм? Что покажет этот прибор, если его подключить к делителю напряжения с плечами 10 кОм–10 кОм, питающемуся от источника постоянного напряжения (с нулевым сопротивлением) с напряжением 1 В?

Упражнение 1.8. Измерительный прибор с максимальным отклонением указателя, соответствующим току 50 мкА, имеет внутреннее сопротивление, равное 5 кОм. Какое шунтирующее сопротивление нужно подключить, чтобы прибор измерял ток в пределах 0–1 А? Какое сопротивление нужно подключить последовательно для того, чтобы прибор мог измерить напряжение в пределах 0–10 В?

Попробуем применить описанный метод к делителю напряжения, для чего составим его эквивалентную схему:

1. Напряжение при разомкнутой цепи:

$$U = U_{вх}[R_2/(R_1 + R_2)].$$

2. Ток замкнутой накоротко цепи:

$$U_{вх}/R_1.$$

Тогда эквивалентная схема представляет собой источник напряжения

$$U_{экв} = U_{вх}[R_2/(R_1 + R_2)],$$

к которому последовательно подключен резистор с сопротивлением

$$R_{экв} = R_1 R_2/(R_1 + R_2).$$

(Не случайно сопротивление равно сопротивлению параллельно соединенных резисторов R_1 и R_2. Объяснение этому факту будет дано ниже.)

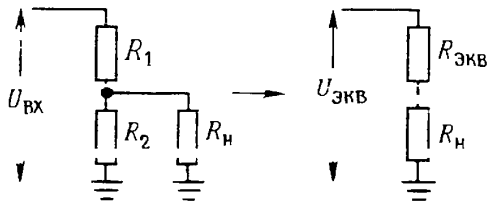


Рис. 1.10.

Приведенный пример показывает, что делитель напряжения не может служить хорошей батареей, так как его выходное напряжение существенно уменьшается при подключении нагрузки. Рассмотрим упражнение 1.9. Вам сейчас известно все, что необходимо для того, чтобы точно рассчитать, насколько уменьшится выходное напряжение, если подключить к схеме нагрузку с определенным сопротивлением. Воспользуйтесь эквивалентной схемой, подключите нагрузку и подсчитайте новое выходное напряжение, учитывая, что новая схема представляет собой не что иное, как делитель напряжения (рис. 1.10).

Упражнение 1.9. Для схемы, показанной на рис. 1.10, $U_{вх} = 30$ В, $R_1 = R_2 = 10$ кОм. Требуется определить: а) выходное напряжение в отсутствие нагрузки (напряжение разомкнутой цепи); б) выходное напряжение при условии, что подключена нагрузка 10 кОм (представьте схему в виде делителя напряжения R_2 и $R_н$ объедините в один резистор); в) эквивалентную схему; г) выходное напряжение при том же условии, что и в п. б), но для эквивалентной схемы здесь придется иметь дело с делителем напряжения; ответ должен быть таким же, как в п. б); д) мощность, рассеиваемую каждым резистором.

Эквивалентное сопротивление источника и нагрузка схемы. Как мы только что убедились, делитель напряжения, на который подается некоторое постоянное напряжение, эквивалентен некоторому источнику напряжения с последовательно подключенным к нему резистором; например, делитель напряжения 10 кОм–10 кОм, на который подается напряжение от идеальной батарейки напряжением 30 В, в точности эквивалентен идеальной батарейке напряжением 15 В с последовательно подключенным резистором с сопротивлением 5 кОм (рис. 1.11). Подключение резистора в качестве нагрузки вызывает падение напряжения на выходе дели-

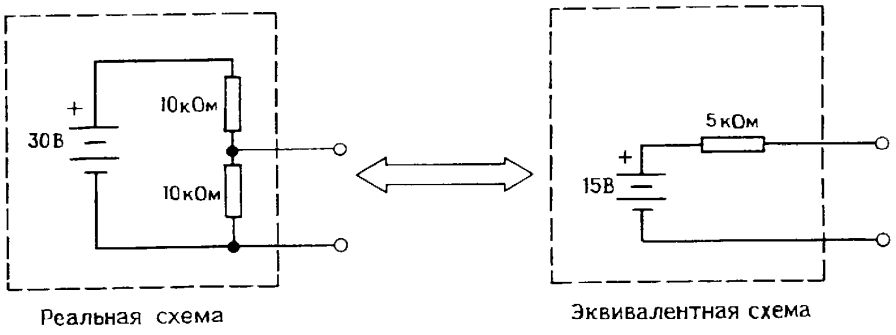


Рис. 1.11.

теля, обусловленное наличием некоторого *сопротивления источника* (вспомним эквивалентное сопротивление для делителя напряжения, если его выход выступает в качестве источника напряжения). Очень часто это явление нежелательно. Один подход к решению проблемы создания «устойчивого» источника напряжения (называемого «устойчивым» в том смысле, что он не поддается действию нагрузки) состоит в использовании в делителе напряжения резисторов с малыми сопротивлениями. Иногда этот прямой подход оказывается полезным. Однако лучше всего для создания источника напряжения, или как его часто называют, источника питания, использовать активные компоненты, такие, как транзисторы или операционные усилители, которыми мы займемся в гл. 2–4. Этот подход позволяет создать источник напряжения, внутреннее сопротивление которого (или эквивалентное сопротивление) составит миллиомы (тысячные доли ома), при этом не требуются большие токи и не рассеивается значительная мощность, что характерно для низкоомного делителя напряжения с такими же рабочими характеристиками. Кроме того, в активном источнике питания не представляет труда регулировка выходного напряжения.

Понятие эквивалентного внутреннего сопротивления применимо ко всем типам источников, а не только к батареям и делителям напряжения. Все источники сигналов (например, генераторы синусоидальных сигналов, усилители и измерительные приборы) обладают эквивалентным внутренним сопротивлением. Подключение нагрузки, сопротивление которой меньше или даже сравнимо с внутренним сопротивлением, вызывает значительное уменьшение выходного параметра. Нежелательное уменьшение напряжения (или сигнала) разомкнутой цепи за счет подключения нагрузки называется «перегрузкой цепи». В связи с этим следует стремиться к тому, чтобы выполнялось условие $R_н \gg R_{внутр}$, так как высокоомная нагрузка оказывает небольшое ослабляющее влияние на источник (рис. 1.12); примеры тому вы встретите в последующих главах. Условие высокоомности является обязательным для таких измерительных приборов, как вольтметры и осциллографы. (Есть и исключения из этого общего правила; например, когда речь пойдет о линиях передач на радиочастотах, вы узнаете, что следует «согласовывать импедансы» для предотвращения отражений и потерь энергии.)

Несколько слов о принятых выражениях: часто можно услышать «сопротивление со стороны входа делителя напряжения» или «нагрузка со стороны выхода



Рис. 1.12. Сопротивление нагрузки должно быть большим по сравнению с выходным сопротивлением для того, чтобы сигнал источника не ослаблялся ниже значения напряжения при разомкнутой цепи.

составляет столько-то ом». Советуем принять эти обороты на вооружение, так как они в понятной форме указывают, где, по отношению к схеме, находится резистор.

Преобразование энергии. Задумайтесь над таким интересным вопросом: каким должно быть сопротивление нагрузки, чтобы при данном сопротивлении источника ей была передана максимальная мощность? (Термины «сопротивление источника», «внутреннее сопротивление» и «эквивалентное сопротивление» относятся к одному и тому же сопротивлению). Нетрудно заметить, что при выполнении условий $R_н = 0$ и $R_н = \infty$, переданная мощность равна нулю. Условие $R_н = 0$ означает, что $U_н = 0$, а $I_н = U_н/R_и$ и поэтому $P_н = U_н I_н = 0$. Условие $R_н = \infty$ означает, что $U_н = U_и$ и $I_н = 0$, поэтому $P_н = 0$. Максимум заключен, следовательно, между 0 и ∞.

Упражнение 1.10. Докажите, что при выполнении условия $R_н = R_и$ мощность в нагрузке максимальна для данного сопротивления источника. Замечание: пропустите это упражнение, если вы не знаете дифференциального исчисления, и примите на веру, что приведенное здесь утверждение справедливо.

Чтобы приведенный пример не вызвал у вас неправильного впечатления, хотим еще раз подчеркнуть, что обычно схемы проектируют таким образом, чтобы сопротивление нагрузки было значительно больше, чем внутреннее сопротивление источника сигнала, работающего на эту нагрузку.

1.06. Динамическое сопротивление

Часто приходится иметь дело с электронными устройствами, в которых ток I не пропорционален напряжению U; в подобных случаях нет смысла говорить о сопротивлении, так как отношение U/I не является постоянной величиной, независимой от U, а, наоборот, зависит от U. Для подобных устройств полезно знать наклон зависимости U–I (вольт-амперной характеристики). Иными словами, представляет интерес отношение небольшого изменения приложенного напряжения к соответствующему изменению тока через схему: $\Delta U/\Delta I$ (или dU/dI). Это отношение измеряется в единицах сопротивления (в

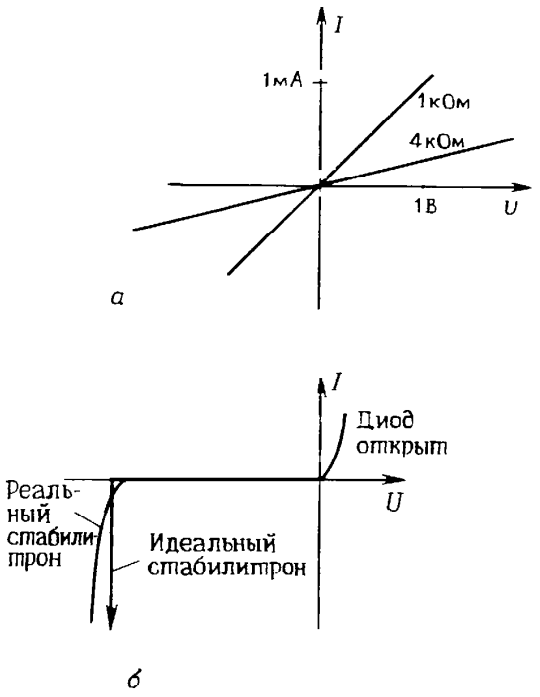


Рис. 1.13. Вольт-амперные характеристики *а* – резистор (линейная зависимость); *б* – зенеровский диод (нелинейная зависимость).

омах) и во многих расчетах играет роль сопротивления. Оно называется сопротивлением для малых сигналов, дифференциальным сопротивлением, динамическим или инкрементным сопротивлением.

Зенеровские диоды (стабилитроны). В качестве примера рассмотрим зенеровский диод (стабилитрон), вольт-амперная характеристика которого приведена на рис. 1.13. Зенеровские диоды используют для получения постоянного напряжения на каком-либо участке схемы. Это достигается за счет тока (в грубом приближении постоянного), получаемого от источника большего напряжения в той же схеме. Например, зенеровский диод, представленный на рис. 1.13, преобразует питающий ток, изменяющийся в указанном диапазоне, в соответствующий (но более узкий) диапазон напряжений. Важно понять, как будет вести себя соответствующее напряжение на зенеровском диоде (зенеровское напряжение пробоя) при изменении питающего тока, это изменение есть мера влияния изменений питающего тока. Оно характеризуется динамическим

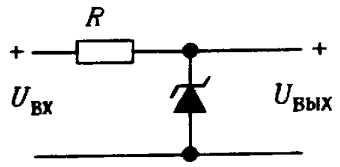


Рис. 1.14. Регулятор на зенеровском диоде.

сопротивлением зенеровского диода, определяемым при заданном токе. (Учтите, что динамическое сопротивление зенеровского диода в режиме стабилизации изменяется обратно пропорционально току). Например, динамическое сопротивление зенеровского диода, создающего напряжение стабилизации 5 В, может быть равно 10 Ом при токе 10 мА. Воспользовавшись определением динамического сопротивления, найдем, чему будет равно изменение напряжения при изменении питающего тока на 10%: $\Delta U = R_{дин}\Delta I = 10 \cdot 0{,}1 \cdot 0{,}001 = 10$ мВ или $\Delta U/U = 0{,}002 = 0{,}2\%$. Тем самым подтверждаются высокие стабилизирующие качества зенеровского диода. На практике часто приходится иметь дело с такими схемами, как показанная на рис. 1.14. Здесь ток, протекающий через стабилитрон и резистор, обусловлен имеющимся в той же схеме напряжением, большим чем напряжение стабилизации. При этом $I = (U_{вх} - U_{вых})/R$ и $\Delta I = (\Delta U_{вх} - \Delta U_{вых}/R$, тогда $\Delta U_{вых} = R_{дин}\Delta I = (R_{дин}/R)(\Delta U_{вх} - \Delta U_{вых})$ и наконец, $\Delta U_{вых} = \Delta U_{вх} R_{дин}/(R + R_{дин})$. Следовательно, по отношению к изменениям напряжения схема ведет себя как делитель напряжения, в котором зенеровский диод заменен резистором, сопротивление которого равно динамическому сопротивлению диода при рабочем токе. Приведенный пример показывает, для чего нужен такой параметр, как динамическое сопротивление. Допустим, что в рассмотренной нами схеме входное напряжение изменяется в пределах от 15 до 20 В, а для получения стабильного источника напряжения 5,1 В используется зенеровский диод типа 1NA733 (зенеровский диод с напряжением 5,1 В и мощностью 1 Вт). Резистор сопротивлением 300 Ом обеспечит максимальный зенеровский ток, равный 50 мА: (20–5,1)/300. Оценим изменение выходного напряжения, зная, что максимальное сопротивление для выбранного диода составляет 7 Ом при токе 50 мА. В диапазоне изменения входного напряжения ток через зенеровский диод изменяется от 50 мА до 33 мА; изменение тока на 17 мА вызывает изменение напряжения на выходе схемы, равное $\Delta U = R_{дин}\Delta I$, или 0,12 В. Другие примеры использования зенеровских диодов вы найдете в разд. 2.04 и 16.14. В реальных условиях зенеровский диод обеспечивает наивысшую стабильность, если он питается от источника тока, у которого по определению $R_{дин} = \infty$ (ток не зависит от напряжения). Но источник тока представляет собой достаточно сложное устройство, и поэтому на практике мы чаще всего удовлетворяемся простым резистором.

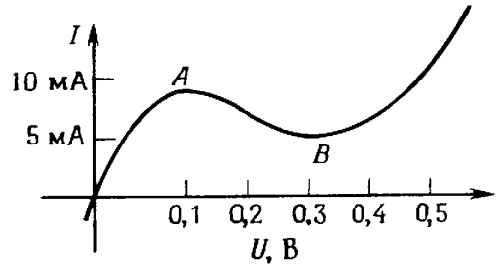


Рис. 1.15.

Туннельные диоды. Еще один интересный пример использования параметра динамического сопротивления связан с туннельным диодом. Его вольт-амперная характеристика показана на рис. 1.15. В области между точками *A* и *B* он обладает *отрицательным* динамическим сопротивлением. Из этого вытекает важное следствие: *делитель* напряжения, состоящий из резистора и туннельного диода, может работать как усилитель (рис. 1.16). Воспользуемся уравнением для делителя напряжения и для изменяющегося напряжения $U_{сигн}$, получим $U_{вых} = [R/(R + r_t)]U_{сигн}$, где r_t – динамическое сопротивление туннельного диода при рабочем

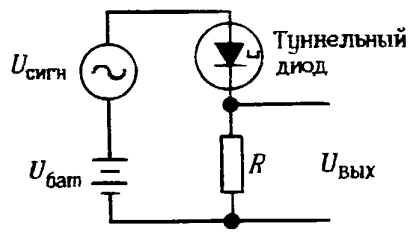


Рис. 1.16.

токе, $U_{\text{сигн}}$ – изменение малого сигнала, которое до настоящего момента мы обозначали через $\Delta U_{\text{сигн}}$ (в дальнейшем мы будем пользоваться этим широко распространенным обозначением). Для туннельного диода $r_{\text{т дин}} < 0$. Значит, $\Delta U/\Delta I < 0$ или $u/i < 0$ для области вольт-амперной характеристики туннельного диода, заключенной между точками A и B. Если $r_{\text{т дин}} < 0$, то знаменатель становится близким к нулю, и схема начинает работать как усилитель. Напряжение $u_{\text{бат}}$ создает постоянный ток, или *смещение*, которое смещает рабочую точку в область отрицательного сопротивления. (Безусловно, во всяком усилительном приборе необходимо иметь источник питания.)

И наконец, в двух словах история туннельных диодов: они появились в конце 50-х годов, и с ними сразу стали связывать пути разрешения множества проблем схемотехники. Их высокое быстродействие дало основание предположить, что они произведут революцию в области вычислительной техники. К сожалению, оказалось, что эти элементы сложны в использовании; это обстоятельство, а также успешное развитие транзисторов привело к тому, что туннельные диоды сейчас почти не находят применения.

Позже при рассмотрении активных фильтров мы вернемся к явлению отрицательного сопротивления. Тогда вы познакомитесь со схемой преобразователя отрицательного импеданса, которая обеспечивает наряду с другими характеристиками настоящее (а не динамическое) отрицательное сопротивление.

СИГНАЛЫ

Следующий раздел главы посвящен конденсаторам – элементам, свойства которых зависят от того, как изменяются в схеме напряжения и токи. Закономерности, с которыми мы познакомили вас при изучении цепей постоянного тока (закон Ома, эквивалентные преобразования схем и др.), сохраняют свою силу и в тех случаях, когда напряжения и токи изменяются во времени. Для лучшего понимания работы цепей переменного тока полезно изучить некоторые распространенные типы сигналов (напряжений, которые определенным образом изменяются во времени).

1.07. Синусоидальные сигналы

Синусоидальные сигналы распространены наиболее широко; именно их мы извлекаем из стенной розетки. Если вы услышите выражение «10 мкВ на частоте 1 МГц», то знайте, что речь идет о синусоидальном сигнале. Математическое выражение, описывающее синусоидальное напряжение, имеет вид

$$U = A \sin 2\pi f t,$$

где A – амплитуда сигнала, f – частота в циклах в секунду или в герцах. Синусоидальный сигнал показан на рис. 1.17. Иногда бывает полезно переместить начало координат ($t = 0$) в точку, соответствующую произвольному моменту времени; в этом случае в выражение для синусоидального напряжения следует включить фазу

$$U = A \sin (2\pi f t + \varnothing).$$

Можно также воспользоваться понятием угловая частота и переписать выражение для синусоидального сигнала в другом виде:

$$U = A \sin \omega t,$$

где ω – угловая частота в радианах в 1 с. Если вы вспомните, что $\omega = 2\pi f$, то все станет на свои места.

Основное достоинство синусоидальной функции (а также основная причина столь широкого распространения синусоидальных сигналов) состоит в том, что эта функция является решением целого ряда линейных дифференциальных уравнений,

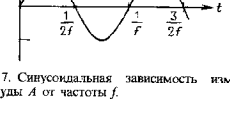


Рис. 1.17. Синусоидальная зависимость изменения амплитуды A от частоты f.

описывающих как физические явления, так и свойства линейных цепей. Линейная цепь обладает следующим свойством: выходной сигнал, порожденный суммой двух входных сигналов, равен сумме двух выходных сигналов, каждый из которых порожден входными сигналами, действующими не в совокупности, а отдельно: иначе говоря, если Вых. (A) – выходной сигнал, порожденный сигналом A, то для линейной цепи справедливо следующее равенство: Вых. $(A + B)$ = Вых. (A) + + Вых. (B). Если на входе линейной цепи действует синусоидальный сигнал, то на выходе также получим синусоидальный сигнал, но в общем случае его амплитуда и фаза будут другими. Это утверждение справедливо только для синусоидального сигнала. На практике принято оценивать поведение схемы по ее *амплитудно-частотной характеристике*, показывающей, как изменяется амплитуда синусоидального сигнала в зависимости от частоты. Усилитель звуковой частоты, например, имеет «плоскую» амплитудно-частотную характеристику в диапазоне от 20 Гц до 20 кГц.

Частота синусоидальных сигналов, с которыми чаще всего приходится работать, лежит в диапазоне от нескольких герц до нескольких мегагерц. Для получения очень низких частот, от 0,0001 Гц и ниже, достаточно аккуратно построить нужную схему. Получение более высоких частот, например до 2000 МГц, также не вызывает принципиальных трудностей, но для сигналов такой частоты нужны специальные линии передач и специальные приемы передачи. Кроме того, здесь приходится иметь дело с микроволновыми сигналами, для которых не подходят привычные схемы, состоящие из отдельных элементов, соединенных между собой проводами, а нужны специальные волноводы.

1.08. Измерение амплитуды сигналов

Оказывается, амплитуду синусоидального сигнала, а также любого другого сигнала, можно оценивать не только как абсолютное максимальное его значение. Иногда пользуются понятием *двойная амплитуда* (амплитуда от пика до пика сигнала), которая, как нетрудно догадаться, равна удвоенной амплитуде. Иногда употребляют понятие *эффективное значение*, которое определяется следующим образом: $U_{\text{эфф}} = (1/\sqrt{2})A = 0{,}707A$ или $2A/U_{\text{эфф}} = 2\sqrt{2}$ (это соотношение справедливо только для синусоидальных сигналов; для других видов сигналов отношение двойной амплитуды к эффективному значению будет другим). Пусть вас не удивляет, что сигнал часто характеризуется эффективным значением; дело в том, что именно эффективное значение используется для определения мощности. В США напряжение в сети имеет эффективное значение 117 В и частоту 60 Гц. Амплитуда этого напряжения равна 165 В (двойная амплитуда составляет 330 В).

Изменение амплитуды в децибелах. Как сравнить амплитуды двух сигналов? Можно, например, сказать, что сигнал X в два раза больше, чем сигнал Y. Во многих случаях именно так и производят сравнение. Но очень часто подобные отношения достигают миллионов, и тогда удобнее пользоваться логарифмической зависимостью и измерять отношение в децибелах (децибел составляет одну десятую часть бела, но единицей «бел» никогда не пользуются). По определению отношение двух сигналов, выраженное в децибелах, это дБ $= 20 \lg (A_2/A_1)$, где A_1 и A_2 – амплитуды двух сигналов. Например, если один сигнал имеет амплитуду вдвое большую, чем другой, то отношение первого сигнала ко второму составляет + 6 дБ, так как $\lg 2 = 0{,}3010$. Если один сигнал в 10 раз больше другого, то отношение первого ко второму составляет – 20 дБ, а если один сигнал в 10 раз меньше другого – то – 20 дБ. Отношение мощностей двух сигналов определяется так:

$$\text{дБ} = 10 \lg (P_2/P_1),$$

где P_1 и P_2 – мощности двух сигналов. Если оба сигнала имеют одну и ту же форму, т. е. представлены синусоидами, то оба способа определения отношения

сигналов (через амплитуду и мощность) дают одинаковый результат. Для сравнения сигналов разной формы, например, синусоидального и шумового следует использовать мощность (или эффективные значения).

Хотя децибел служит для определения отношения двух сигналов, иногда эту единицу используют для измерения абсолютного, а не относительного значения амплитуды. Дело в том, что можно взять некоторую эталонную амплитуду и определять любую другую амплитуду в децибелах по отношению к эталонной. Известно несколько стандартных значений амплитуды, используемых для такого сравнения (эти значения не указываются, но подразумеваются); приведем некоторые из них: а) дБВ – эффективное значение 1 В; б) дБВт – напряжение, соответствующее мощности 1 мВт на некоторой предполагаемой нагрузке, для радиочастот это обычно 50 Ом, для звуковых частот – 600 Ом (напряжение 0 дБВт на этих нагрузках имеет эффективное значение 0,22 В и 0,78 В); в) дБп – небольшой шумовой сигнал, генерируемый резистором при комнатной температуре (об этом более подробно пойдет речь в разд. 7.11). Помимо перечисленных существуют эталонные сигналы для измерений в других областях. Например, в акустике уровень звукового давления 0 дБ соответствует сигналу, среднее квадратурное давление которого составляет 0,0002 мкбар (1 бар равен 10^6 дин на квадратный сантиметр или приблизительно 1 атмосфере); в связи уровни определяются в дБС (относительный шум в полосе частот с весовой функцией С). Обращаем ваше внимание на эталонную амплитуду 0 дБ: пользуясь этим значением, не забывайте его оговорить, например «амплитуда 27 дБ относительно эффективного значения 1 В», или в сокращенной форме «27 дБ относительно 1 $В_{эфф}$», или пользуйтесь условным обозначением дБВ.

Упражнение 1.11. Отношение двух сигналов составляет: а) 3 дБ, б) 6 дБ, в) 10 дБ, г) 20 дБ. Для каждого случая определите отношение напряжений и мощностей сигналов.

1.09. Другие типы сигналов

Линейно-меняющийся сигнал. Линейно-меняющийся сигнал (показан на рис. 1.18) – это напряжение, возрастающее (или убывающее) с постоянной скоростью. Это напряжение, конечно, не может расти бесконечно. Поэтому обычно такое напряжение имеет вид, показанный на графике рис. 1.19, – напряжение нарастает до конечного значения, или на графике рис. 1.20 – пилообразное напряжение.

Треугольный сигнал. Треугольный сигнал приходится «ближайшим родственником» линейно-меняющемуся сигналу; отличие состоит в том, что график треугольного сигнала является симметричным (рис. 1.21).

Сигналы шумов. Сигналы, о которых пойдет речь, очень часто смешивают с шумами, имея в виду только тепловые случайные шумы. Шумовые напряжения характеризуются частотным спектром (произведение мощности на частоту в герцах) и распределением амплитуд. Одним из наиболее распространенных типов шумовых сигналов является *белый шум с гауссовым распределением в ограниченном спектре частот*. Для такого сигнала произведение мощности на частоту в герцах сохраняется постоянным в некотором диапазоне частот, а вариации амплитуды для большого числа измерений мгновенного значения описываются распределением Гаусса. Шумовой сигнал такого типа генерирует резистор (шум Джонсона), и он создает неприятности при всевозможных измерениях, в которых требуется высокая чувствительность. На экране осциллографа мы видим шумовой сигнал таким, как он показан на рис. 1.22. Более

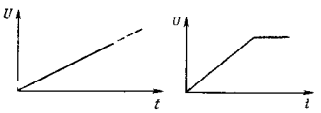


Рис. 1.18. Напряжение в виде линейно-меняющегося сигнала.

Рис. 1.19. Ограниченный линейно-меняющийся сигнал.



Рис. 1.20. Пилообразный сигнал.

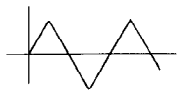


Рис. 1.21. Треугольный сигнал.



Рис. 1.22. Шумовой сигнал.

подробно шумовые сигналы и способы борьбы с шумовыми помехами будут рассмотрены в гл. 7. В разд. 9.32–9.35 рассматриваются вопросы генерации шумовых сигналов.

Прямоугольные сигналы. График изменения прямоугольного сигнала во времени показан на рис. 1.23. Как и синусоидальный, прямоугольный сигнал характеризуется амплитудой и частотой. Если на вход линейной схемы подать прямоугольный сигнал, то сигнал на выходе вряд ли будет иметь прямоугольную форму. Для прямоугольного сигнала эффективное значение равно просто амплитуде. Форма реального прямоугольного сигнала отличается от идеального прямоугольника; обычно в электронной схеме время нарастания сигнала $t_н$ составляет от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд. На рис. 1.24 показано, как обычно выглядит скачок прямоугольного сигнала. Время нарастания определяется как время, в течение которого сигнал нарастает от 10 до 90% своей максимальной амплитуды.

Импульсы. Импульсы – это сигналы, показанные на рис. 1.25. Они характеризуются амплитудой и длительностью импульса. Если генерировать периодическую последовательность импульсов, то можно говорить о частоте, или скорости повторения импульса, и о «рабочем цикле», равном отношению длительности импульса к периоду повторения (рабочий цикл лежит в пределах от 0 до 100%). Импульсы могут иметь положительную или отрицательную полярность (пьедестал), кроме того, они могут быть нарастающими или спадающими. Например, второй импульс, показанный на рис. 1.25, является убывающим импульсом положительной полярности (или спадающим импульсом с положительным пьедесталом).

Сигналы в виде скачков и пиков. Сигналы в виде скачков и пиков упоминаются часто, но широкого применения не находят. К их помощи прибегают для описания работы схем. Если попытаться их нарисовать, то они будут выглядеть так, как показано на рис. 1.26. Скачок представляет собой часть прямоугольного сигнала, а пик – это два скачка, следующие с очень коротким интервалом.

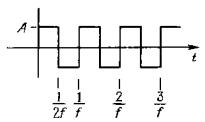


Рис. 1.23. Прямоугольные сигналы.

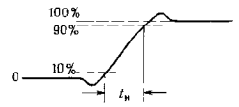


Рис. 1.24. Время нарастания скачка прямоугольного сигнала.

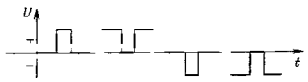


Рис. 1.25. Нарастающие и убывающие импульсы обоих полярностей.

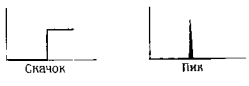


Рис. 1.26.

1.10. Логические уровни

Импульсы и прямоугольные сигналы широко используются в цифровой электронике. В цифровой схеме состояние любой точки в любой момент времени определяют заранее известные уровни напряжения. Эти уровни называют просто «ВЫСОКИЙ» и «НИЗКИЙ». Они соответствуют значениям «ложь» (0) и «истина» (1) булевой алгебры логики, которая имеет дело с переменными, принимающими эти значения.

В цифровой электронике точные значения напряжений не играют роли. Задача состоит в том, чтобы различать только уровни напряжения. В связи с этим для каждого семейства цифровых логических элементов определены допустимые значения высокого и низкого уровня напряжения. Например, логическое семейство цифровых элементов «74НС» работает от напряжения + 5 В, при этом выходные уровни составляют 0 В (низкий уровень) и 5 В (высокий уровень), а порог срабатывания на входе равен 2,5 В. Реальные значения выходного напряжения могут составлять 1 В относительно «земли» или + 5 В, но без учета ложного срабатывания. О логических уровнях речь пойдет дальше, в гл. 8–9.

1.11. Источники сигналов

Нередко источник сигнала входит как неотъемлемая часть в саму схему. Но для испытательного режима работы очень удобен отдельный независимый источник сигнала. В качестве такого источника могут выступать три типа приборов: генераторы (синусоидальных) сигналов, генераторы импульсов и генераторы функций (сигналов специальной формы).

Генераторы (синусоидальных) сигналов. Генераторами сигналов называют генераторы синусоидальных колебаний, которые обычно обеспечивают широкий диапазон частот (как правило, от 50 кГц до 50 МГц) и приспособлены для тонкой регулировки амплитуды (для этой цели используется схема резистивного делителя, называемого аттенюатором). В некоторых генераторах предусмотрена возможность модуляции выходного сигнала (см. гл. 13). Одной из разновидностей генератора сигнала является свип-генератор (генератор качающейся частоты) – он может периодически производить развертку выходной частоты в некотором диапазоне частот. Это качество прибора очень полезно при испытаниях схем, свойства которых определенным образом зависят от частоты (например, резонансные схемы или фильтры). В наши дни эти и многие другие приборы выпускаются в исполнении, позволяющем задавать (программировать) частоту, амплитуду и другие параметры с помощью вычислительной машины или другого цифрового устройства.

Еще одной разновидностью генераторов сигналов является *синтезатор частот* – устройство, которое позволяет производить точную установку частоты генерируемых синусоидальных колебаний. Частота задается цифровым способом, часто с точностью до восьми или более знаков после запятой, и синтезируется с помощью точного эталона кварцевого генератора цифровыми методами, о которых речь пойдет позже (в разд. 9.27–9.31). Если перед вами когда-нибудь будет стоять задача получения сигнала с абсолютно достоверным, точным значением частоты, то без синтезатора ее не решить.

Генераторы импульсов. Генераторы импульсов всего лишь формируют импульсы, но как совершенно они выполняют свою задачу. В них предусмотрена возможность регулировки ширины (длительности) импульса, частоты повторения, амплитуды, времени нарастания и других параметров. Кроме того, многие генераторы позволяют генерировать пары импульсов с заданными интервалами и частотой повторения и даже кодовые последовательности импульсов. В большинстве современных генераторов импульсов предусмотрены логические выходы, обеспечивающие легкое сопряжение с цифровыми схемами. Как и в генераторах синусоидальных сигналов, в генераторах импульсов часто предусмотрено внешнее программирование.

Генераторы функций (специальных сигналов). Во многих отношениях генераторы функций являются наиболее гибкими из всех источников сигналов. Они позволяют формировать синусоидальные, треугольные, прямоугольные сигналы в очень широком диапазоне частот (от 0,01 Гц до 10 МГц), при этом предусмотрена возможность регулировки амплитуды и смещения по постоянному току (постоянное напряжение, добавляемое к сигналу). Многие генераторы функций могут производить развертку частоты, причем в нескольких режимах (линейное или логарифмическое изменение частоты во времени). Промышленность выпускает генераторы функций с импульсным выходом (правда, они не обладают гибкостью генераторов импульсов) и возможностью модуляции выходного сигнала.

Промышленность выпускает также программируемые и цифровые генераторы функций. В цифровых генераторах значение частоты (а иногда и амплитуды) считывается в цифровом виде. В последние годы семейство генераторов функции пополнилось синтезирующим генератором функции (генератором-синтезатором функций) – устройством, которое сочетает в себе гибкость генератора функций со стабильностью и точностью синтезатора частот. Примером служит генератор типа **HP 8116A**, который формирует синусоидальные, прямоугольные и треугольные сигналы (а также импульсы, линейно-меняющиеся сигналы, сигналы, изменяющиеся как функция hav x и т. д.), в диапазоне частот от 0,001 Гц до 50 МГц. Частота и амплитуда (от 10 мВ до 16 В от пика до пика) задаются программно, с помощью программы определяется также линейное или логарифмическое изменение частоты во времени. Помимо всего прочего устройство может работать как триггер, логическая схема, формировать всплески, производить амплитудную, частотную, импульсную модуляцию, формировать частоту, управляемую напряжением, и одиночные циклы. И последнее: если вам хотелось бы иметь один источник сигналов на все случаи жизни, то для этой цели лучше подойдет генератор функций.

КОНДЕНСАТОРЫ И ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Коль скоро мы начинаем рассматривать изменяющиеся сигналы напряжения и тока, нам необходимо познакомиться с двумя очень занятными элементами, которые не находят применения в цепях постоянного тока, – речь идет о конденсаторах и индуктивностях. Скоро вы убедитесь, что эти компоненты вместе с резисторами являются основными элементами пассивных линейных цепей, составляющих основу почти всей схемотехники. Особенно следует подчеркнуть роль конденсаторов – без них не обходится почти ни одна схема. Они используются при генерации колебаний, в схемах фильтров, для блокировки и шунтирования сигналов. Их используют в интегрирующих и дифференцирующих схемах. На основе конденсаторов и индуктивностей строят схемы формирующих фильтров для выделения нужных сигналов из фона. Некоторые примеры подобных схем вы найдете в этой главе, а еще большее число интересных примеров использования конденсаторов и индуктивностей встретится вам в последующих главах.

Приступим к более детальному изучению конденсаторов. Явления, протекающие в конденсаторе, описываются математическими зависимостями, поэтому читателям, которые имеют недостаточную подготовку в области математики, полезно прочитать приложение Б. Не огорчайтесь, если некоторые детали не будут сразу вполне понятны, главное – это общее понимание вопроса.

1.12. Конденсаторы

Конденсатор (рис. 1.27) – это устройство, имеющее два вывода и обладающее следующим свойством:

$$Q = CU$$

Конденсатор, имеющий емкость C фарад, к которому приложено напряжение U

Рис. 1.27. Конденсатор.

вольт, накапливает заряд Q кулон на одной пластине и $-Q$ – на другой.

В первом приближении конденсаторы – это частотно-зависимые резисторы. Они позволяют создавать, например, частотно-зависимые делители напряжения. Для решения некоторых задач (шунтирование, связывание контуров) бо́льших знаний о конденсаторе и не требуется, другие задачи (построение фильтров, резонансных схем, накопление энергии) требуют более глубоких знаний. Например, конденсаторы не рассеивают энергию, хотя через них и протекает ток,– дело в том, что ток и напряжение на конденсаторе смещены друг относительно друга по фазе на 90°.

Продифференцировав выражение для Q (см. приложение Б), получим

$$I = C(dU/dt).$$

Итак, конденсатор – это более сложный элемент, чем резистор; ток пропорционален не просто напряжению: а скорости изменения напряжения. Если напряжение на конденсаторе, имеющем емкость 1 Ф, изменится на 1 В за 1 с, то получим ток 1 А. И наоборот, протекание тока 1 А через конденсатор емкостью 1 Ф вызывает изменение напряжения на 1 В за 1 с. Емкость, равная одной фараде, очень велика, и поэтому чаще имеют дело с микрофарадами (мкФ) или пикофарадами (пФ). Для того чтобы сбить с толку непосвященных, на принципиальных схемах иногда опускают обозначения единиц измерения. Их приходится угадывать из контекста. Например, если подать ток 1 мА на конденсатор емкостью 1 мкФ, то напряжение за 1 с возрастет на 1000 В. Импульс тока продолжительностью 10 мс вызовет увеличение напряжения на конденсаторе на 10 В (рис. 1.28).

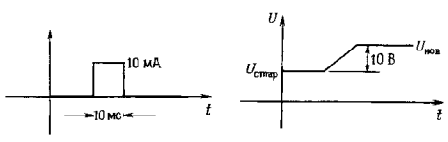


Рис. 1.28. Напряжение на конденсаторе изменяется, когда через него протекает ток.

Промышленность выпускает конденсаторы разнообразных форм и размеров, через некоторое время вы познакомитесь с наиболее распространенными представителями этого обширного семейства. Простейший конденсатор состоит из двух проводников, расположенных на небольшом расстоянии друг от друга (но не соприкасающихся между собой), настоящие простейшие конденсаторы имеют именно такую конструкцию. Чтобы получить бо́льшую емкость, нужны бо́льшая площадь и меньший зазор между проводниками, обычно для этого один из проводников покрывают тонким слоем изолирующего материала (называемого диэлектриком), для таких конденсаторов используют, например, алитированную (покрытую алюминием) майларовую пленку. Широкое распространение получили следующие типы конденсаторов: керамические, электролитические (изготовленные из металлической фольги с оксидной пленкой в качестве изолятора), слюдяные (изготовленные из металлизированной слюды). Каждому типу конденсаторов присущи свои качества, краткий перечень отличительных особенностей каждого типа конденсаторов приведен мелким шрифтом в разделе «Конденсаторы». В общем можно сказать, что для некритичных схем подходят керамические и майларовые конденсаторы, в схемах, где требуется большая емкость, применяются танталовые конденсаторы, а для фильтрации в источниках питания используют электролитические конденсаторы.

Параллельное и последовательное соединение конденсаторов. Емкость нескольких параллельно соединенных конденсаторов равна сумме их емкостей. Нетрудно в этом убедиться: приложим напряжение

к параллельному соединению, тогда

$$CU = Q = Q_1 + Q_2 + Q_3 + \ldots = C_1U + C_2U + C_3U + \ldots = (C_1 + C_2 + C_3 + \ldots)U$$

или

$$C = C_1 + C_2 + C_3 + \ldots .$$

Для последовательного соединения конденсаторов имеем такое же выражение, как для параллельного соединения резисторов:

$$C = \frac{1}{1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3}.$$

В частном случае для двух конденсаторов:

$$C = C_1C_2/(C_1 + C_2).$$

Ток, заряжающий конденсатор ($I = CdU/dt$), обладает некоторыми особыми свойствами. В отличие от тока, протекающего через резистор, он пропорционален не напряжению, а скорости изменения напряжения (т.е. его производной по времени). Далее, мощность (U умноженное на I), которая связана с протекающим через конденсатор током, не обращается в тепло, а сохраняется в виде энергии внутреннего электрического поля в конденсаторе. При разряде конденсатора происходит извлечение энергии. Эти занятные свойства мы рассмотрим с другой точки зрения, когда будем изучать *реактивность* (начиная с разд. 1.18).

КОНДЕНСАТОРЫ

Промышленностью выпускается много типов конденсаторов. Здесь перечислены основные преимущества и недостатки различных типов. Очевидно, что данная оценка имеет несколько субъективный характер (см. таблицу).

Тип	Диапазон емкости	Максимальное напряжение	Точность	Температурная стабильность	Утечка	Примечание
Слюдяной	1 пФ–0,01 мкФ	100–600	Хорошая		Малая	Очень хорошие: рекомендуются для радиочастот
Цилиндрический керамический	0,5 пФ–100 пФ	100–600		Варьирует		Несколько значений температурного коэффициента, включая 0
Керамический	10 пФ–1 мкФ	50–30000	Низкая	Низкая	Средняя	Малые габариты, недороги, широко используются
Полиэфирные (майларовые)	0,001 мкФ–50 мкФ	50–600	Хорошая	Низкая	Малая	Хорошие, недорогие, широко используются
Полистироловые	10 пФ–2,7 мкФ	100–600	Отличная	Высокая	Очень малая	Высококачественные, крупногабаритные, рекомендуются для фильтров
Поликарбонатные	100 пФ–30 мкФ	50–800	Отличная	Отличная	Малая	Высококачественные и имеют малые габариты
Полипропиленовые	100 пФ–50 мкФ	100–800	Отличная	Высокая	Очень малая	Высококачественные; низкое диэлектрическое поглощение
Тефлоновые	100 пФ–2 мкФ	50–200	Отличная	Отличная	Самая малая	Высококачественные, самое низкое диэлектрическое поглощение
Стеклянные	10 пФ–1000 мкФ	100–600	Хорошая		Очень малая	Стабильны при длительной эксплуатации
Фарфоровые	100 пФ–0,1 мкФ	50–400	Хорошая	Высокая	Малая	Хорошие: стабильные при длительной эксплуатации
Танталовые	0,1 мкФ–500 мкФ	6–100	Низкая	Низкая		Большая емкость; поляризованные; малогабаритные; небольшая индуктивность

Продолжение табл.

Тип	Диапазон емкости	Максимальное напряжение	Точность	Температурная стабильность	Утечка	Примечание
Электролитические	0,1 мкФ–1,6 Ф	3–600	Хуже не бывает	Хуже не бывает	Ужасная	Фильтры источников питания; поляризованные; короткий срок службы
С двойным слоем диэлектрика	0,1 Ф–10 Ф	1,5–6	Низкая	Низкая	Малая	Поддержка памяти; высокое последовательное сопротивление
Масляные	0,1 мкФ–20 мкФ	200–10000			Малая	Высоковольтные фильтры; крупногабаритные, длительный срок службы
Вакуумные	1 пФ–5000 пФ	2000–36000			Очень малая	Передатчики

Упражнение 1.12. Получите выражение для емкости двух последовательно соединенных конденсаторов. Подсказка: так как точка соединения конденсаторов не имеет внешних подключений, то заряд, накопленный двумя конденсаторами, должен быть одинаков.

1.13. *RC*-цепи: изменения во времени напряжения и тока

Для анализа цепей переменного тока (или в общем случае схем, работающих с изменяющимися напряжениями и токами) можно использовать характеристики двух типов. Во-первых, можно рассматривать изменения напряжения U и тока I во времени, а во-вторых,– изменение амплитуды при изменении частоты сигнала. И те, и другие характеристики имеют свои преимущества, и в каждом практическом случае приходится выбирать наиболее подходящие. Мы начнем изучение цепей переменного тока с временных зависимостей, а в разд. 1.18 перейдем к частотным характеристикам.

Каковы же свойства схем, в состав которых входят конденсаторы? Для того чтобы ответить на этот вопрос, рассмотрим простейшую *RC*-цепь (рис. 1.29). Воспользуемся полученным ранее выражением для емкости:

$$C(dU/dt) = I = -U/R.$$

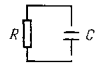


Рис. 1.29.

Это выражение представляет собой дифференциальное уравнение, решение которого имеет вид

$$U = Ae^{-t/RC}.$$

Отсюда следует, что если заряженный конденсатор подключить к резистору, то он будет разряжаться так, как показано на рис. 1.30.

Постоянная времени. Произведение RC называют *постоянной времени* цепи. Если R измерять в омах, а C–в фарадах, то произведение RC будет измеряться в секундах. Для конденсатора емкостью 1 мкФ, подключенного к резистору сопротивлением 1 кОм, постоянная времени составляет 1 мс, если конденсатор был предварительно заряжен и напряжение на нем составляет 1 В, то при подключении резистора в цепи появится ток, равный 1 мА.

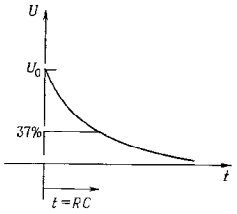
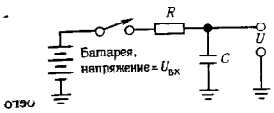


Рис. 1.30. Сигнал разряда *RC*-цепи



отсю

Рис. 1.31.

На рис. 1.31 показана несколько иная схема. В момент времени $t = 0$ схема подключается к батарее. Уравнение, описывающее работу такой схемы, выглядит следующим образом:

$$I = C(dU/dt) = (U_{вх} - U)/R$$

и имеет решение

$$U = U_{вх} + Ae^{-t/RC}.$$

Не пугайтесь, если не поняли, как выполнено математическое преобразование. Важно запомнить полученный результат. В дальнейшем мы будем многократно его использовать, не прибегая к математическим выкладкам. Постоянная величина A определяется из начальных условий (рис. 1.32): $U = 0$ при $t = 0$, откуда $A = -U_{вх}$ и $U = U_{вх}(1 - e^{-t/RC})$.

Установление равновесия. При условии $t \gg RC$ напряжение достигает значения $U_{вх}$. (Советуем запомнить хорошее практическое правило, называемое правилом пяти RC. Оно гласит: за время, равное пяти постоянным времени, конденсатор заряжается или разряжается на 99%.) Если затем изменить входное напряжение $U_{вх}$ (сделать его равным, например, нулю), то напряжение на конденсаторе U будет убывать, стремясь к новому значению по экспоненциальному закону $e^{-t/RC}$. Например, если на вход подать прямоугольный сигнал $U_{вх}$, то сигнал на выходе U будет иметь форму, показанную на рис. 1.33.

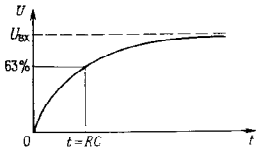


Рис. 1.32.

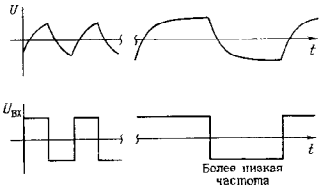


Рис. 1.33. Напряжение, снимаемое с конденсатора (верхние сигналы), при условии, что на него через резистор подается прямоугольный сигнал.

Упражнение 1.13. Докажите, что время нарастания сигнала (время, в течение которого сигнал изменяется от 10 до 90% своего максимального значения) составляет 2,2 RC.

У вас, наверное, возник вопрос: каков закон изменения для произвольного $U_{вх}(t)$? Для того чтобы ответить на него, нужно решить неоднородное дифференциальное уравнение (стандартные методы решения таких уравнений здесь не рассматриваются). В результате получим

$$U(t) = \frac{1}{RC}\int_{-\infty}^{t} U_{вх}\tau e^{-(t-\tau)/RC}\,dt.$$

Согласно полученному выражению, RC-цепь усредняет входное напряжение с коэффициентом пропорциональности $e^{-\Delta t/RC}$, где $\Delta t = \tau - t$. На практике, однако, такой вопрос возникает редко. Чаще всего рассматриваются частотные характеристики и определяют, какие изменения претерпевает каждая частотная составляющая входного сигнала. Скоро (разд. 1.18) мы также перейдем к этому немаловажную вопросу. А пока рассмотрим несколько интересных схем, для анализа которых достаточно временных зависимостей.

Упрощение с помощью эквивалентного преобразования Тевенина. Можно было бы приступить к анализу более сложных схем, пользуясь, как и раньше, методом решения дифференциальных уравнений. Однако чаще всего не стоит прибегать к решению дифференциальных уравнений. Большинство схем можно свести к RC-схеме, показанной на рис. 1.34. Пользуясь эквивалентным преобразованием для де-

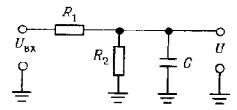


Рис. 1.34.

лителя напряжения, образованного резисторами R_1 и R_2, можно определить $U(t)$ для скачка входного напряжения $U_{вх}$.

Упражнение 1.14. Для схемы, показанной на рис. 1.34, $R_1 = R_2 = 10$ кОм и $C = 0{,}1$ мкФ. Определите $U(t)$ и изобразите полученную зависимость в виде графика.

Пример: схема задержки. Мы уже упоминали логические уровни – напряжения, определяющие работу цифровых схем. На рис. 1.35 показано, как с помощью конденсаторов можно получить задержанный импульс. В виде треугольников изображены КМОП-буферные усилители. Они дают высокий уровень на выходе (более половины величины напряжения питания постоянного тока) и наоборот. Первый буферный усилитель воспроизводит входной сигнал и обеспечивает небольшое выходное сопротивление, предотвращая тем самым воздействие на источник сигнала *RC*-цепи (вопрос о нагрузке схемы мы рассмотрели в разд. 1.05). Согласно

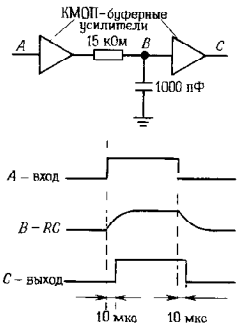


Рис. 1.35. Использование *RC*-цепи для формирования задержанного цифрового сигнала.

характеристике *RC*-цепи, выходной сигнал для нее задерживается относительно входного, поэтому выходной буферный усилитель переключается на 10 мкс позже скачка напряжения на входе (напряжение на выходе *RC*-цепи достигает 50% своего максимального значения через 0,7 *RC*). На практике приходится принимать во внимание отклонение входного порога буфера от величины, равной половине напряжения питания, так как это отклонение изменяет задержку и ширину выходного импульса. Иногда подобную схему используют для того, чтобы задержать импульс на время, в течение которого может произойти какое-либо событие. При проектировании схем лучше не прибегать к подобным трюкам, но иногда они бывают полезны.

1.14. Дифференцирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1.36. Напряжение на конденсаторе C равно $U_{вх} - U$, поэтому

$$I = Cd(U_{вх} - U)/dt = U/R.$$

Если резистор и конденсатор выбрать так, чтобы сопротивление R и емкость C были достаточно малыми и выполнялось условие $dU/dt \ll dU_{вх}/dt$, то

$$C(dU_{вх}/dt) = U/R \text{ или } U(t) = RC[dU_{вх}(t)/dt].$$

Таким образом, мы получили, что выходное напряжение пропорционально скорости изменения входного сигнала.

Для того чтобы выполнялось условие $dU/dt \ll dU_{вх}/dt$, произведение RC должно быть небольшим, но при этом сопротивление R не должно быть слишком малым, чтобы не «нагружать» вход (при скачке напряжения на входе изменение напряжения на конденсаторе равно нулю и R представляет собой нагрузку со стороны входа схемы). Более точный критерий выбора для R и C мы получим, когда изучим частотные характеристики. Если на вход схемы подать прямоугольный сигнал, то сигнал на выходе будет иметь вид, представленный на рис. 1.37.

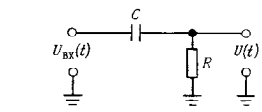


Рис. 1.36.

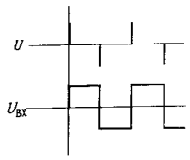


Рис. 1.37. Выходной сигнал (верхний), снимаемый с дифференциатора, на вход которого подается прямоугольный сигнал.

Дифференцирующие цепи удобно использовать для выделения *переднего* и *заднего фронтов* импульсных сигналов, и в цифровых схемах можно иногда встретить цепи, подобные той, которая показана на рис. 1.38. Дифференцирующая *RC*-цепь генерирует импульсы в виде коротких пиков в моменты переключения входного сигнала, а выходной буферный усилитель преобразует эти импульсы в короткие прямоугольные импульсы. В реальных схемах отрицательный пик бывает небольшим благодаря встроенному в буфер диоду (речь об этом элементе пойдет в разд. 1.25).

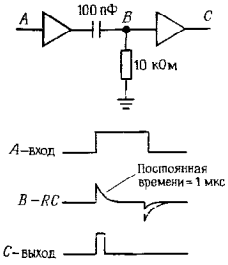


Рис. 1.38. Выделение переднего фронта импульса.

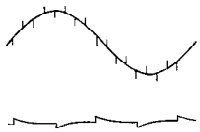


Рис. 1.39.

Паразитная емкостная связь. Иногда схема неожиданно начинает проявлять дифференцирующие свойства, причем в ситуациях, где они совершенно нежелательны. При этом можно наблюдать сигналы, подобные показанным на рис. 1.39. Первый сигнал (а точнее, импульсная помеха) может возникнуть при наличии емкостной связи между рассматриваемой линией и схемой, в которой присутствует прямоугольный сигнал; причиной появления подобной помехи может служить отсутствие оконечного резистора в линии. Если же резистор есть, то следует либо уменьшить сопротивление источника сигналов для линии, либо найти способ ослабления емкостной связи с источником сигналов прямоугольной формы. Сигнал второго типа можно наблюдать в цепи, по которой должен проходить сигнал прямоугольной формы, при наличии дефекта в контакте с этой цепью, например, в щупе осциллографа. Небольшая емкость, возникающая при плохом контакте, и входное сопротивление осциллографа образуют дифференцирующую цепь. Если вы обнаружили, что ваша схема «что-то» дифференцирует, то сказанное может помочь вам найти причину неисправности и устранить ее.

1.15. Интегрирующие цепи

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 1.40. Напряжение на резисторе R рав-

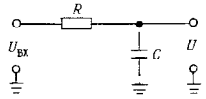


Рис. 1.40.

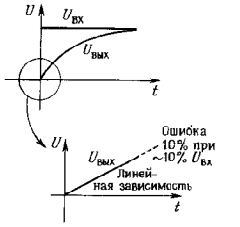


Рис. 1.41.

но $U_{вх} - U$, следовательно, $I = C(dU/dt) = (U_{вх} - U)/R$. Если обеспечить выполнение условия $U \ll U_{вх}$ за счет большого значения произведения RC, то получим $C(dU/dt) \cong U_{вх}/R$ или

$$U(t) = \frac{1}{RC}\int_0^t U_{вх}(t)\,dt + \text{константа}.$$

Мы получили, что схема интегрирует входной сигнал во времени! Рассмотрим, каким образом эта схема обеспечивает аппроксимацию интегрирования в случае входного сигнала прямоугольной формы: $U(t)$ представляет собой знакомый уже нам график экспоненциальной зависимости, определяющей заряд конденсатора (рис. 1.41). Первый участок экспоненты (интеграл от почти постоянной величины) – прямая с постоянным углом наклона; при увеличении постоянной времени RC используется все меньший участок экспоненты, тем самым обеспечивается лучшая аппроксимация идеального пилообразного сигнала.

Отметим, что условие $U \ll U_{вх}$ равносильно тому, что ток пропорционален напряжению $U_{вх}$. Если бы в качестве входного сигнала выступал ток $I(t)$, а не напряжение, то мы получили бы идеальный интегратор. Источником тока может служить резистор с большим сопротивлением и с большим падением напряжения на нем, и на практике часто пользуются этим приближением.

В дальнейшем, когда мы познакомим вас с операционными усилителями и обратной связью, вы узнаете, как построить

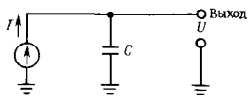


Рис. 1.42. Источник постоянного тока, заряжающий конденсатор, генерирует напряжение в виде линейно-меняющегося сигнала.

интегратор, не прибегая к условию $U_{вых} \ll U_{вх}$. Такой интегратор работает в широком диапазоне частот и напряжений с пренебрежимо малой ошибкой.

Интегрирующие цепи находят широкое применение в аналоговой технике. Их используют в управляющих системах, схемах с обратной связью, при аналого-цифровом преобразовании и генерации колебаний.

Генераторы пилообразного сигнала. Теперь вы без труда разберетесь в том, как работает генератор пилообразного сигнала. Эта схема хорошо зарекомендовала себя и нашла очень широкое применение: ее используют во время-задающих схемах, в генераторах синусоидальных и других типов колебаний, в схемах развертки осциллографов, в аналого-цифровых преобразователях. Схема использует постоянный ток для заряда конденсатора (рис. 1.42). Из уравнения для тока, протекающего через конденсатор, $I = C(dU/dt)$ получим $U(t) = (I/C)t$. Выходной сигнал изображен на рис. 1.43. Линейное нарастание сигнала прекращается тогда, когда «иссякает» напряжение источника тока, т. е. достигается его предельное значение. Кривая для простой RC-цепи с резистором, подключенным к источнику напряжения, ведет себя аналогично случаю достижения предела источником тока. На рис. 1.43 эта вторая кривая показана для случая, когда R выбрано так, чтобы ток

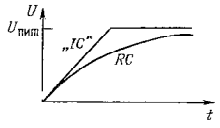


Рис. 1.43.

при нулевом выходном напряжении был равен току источника тока; при этом вторая кривая стремится к тому же пределу, что и ломаная. (В реальных источниках тока выходное напряжение ограничено напряжением используемых в них источников питания, так что такое поведение вполне правдоподобно.) В следующей главе, посвященной транзисторам, мы построим простые схемы источников тока, а в главах, где рассматриваются операционные усилители и полевые транзисторы, – их усовершенствованные типы. Вот как много интересных вопросов ожидает нас впереди.

Упражнение 1.15. Ток 1 мА заряжает конденсатор емкостью 1 мкФ. Через какое время напряжение достигнет 10 В?

ИНДУКТИВНОСТИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ

1.16. Индуктивности

Если вы поняли, что такое конденсатор, то вы поймете и что такое индуктивность (рис. 1.44). Сравним индуктивность и конденсатор между собой: в индуктивности скорость изменения тока зависит от приложенного напряжения, а в конденсаторе скорость изменения напряжения зависит от протекающего тока. Уравнение индуктивности имеет следующий вид:

$$U = L(dI/dt),$$

где L – *индуктивность* в генри (или мГн, мкГн и т. д.). Напряжение, приложенное к индуктивности, вызывает нарастание протекающего через нее тока, причем изменение тока происходит по линейному закону (если пропустить ток через конденсатор, то это приведет к нарастанию напряжения на нем, причем изменение напряжения будет происходить по линейному закону); напряжение величиной 1 В, приложенное к индуктивности 1 Гн, приводит к нарастанию тока через индуктивность со скоростью 1 А в 1 с.

Ток, протекающий через индуктивность, также как и ток, протекающий через конденсатор, не просто пропорционален напряжению. Более того, в отличие от резистора мощность, связанная с током через индуктивность (произведение U на I), не преобразуется в тепло, а сохраняется в виде энергии магнитного поля индуктивности. Эту энергию можно извлечь, если прервать ток через индуктивность.



Рис. 1.44. Индуктивность

Условно индуктивность изображают в виде нескольких витков провода – такую конструкцию имеет простейшая индуктивность. Другие, более совершенные конструкции включают сердечник, на который наматывается провод. Материалом для сердечника чаще всего служит железо (пластинки, прокатанные из сплавов железа или изготовленные методами порошковой металлургии) или феррит, представляющий собой хрупкий непроводящий магнитный материал черного цвета. Сердечник позволяет увеличить индуктивность катушки за счет магнитных свойств материала сердечника. Сердечник может быть изготовлен в виде бруска, тора или может иметь какую-нибудь более причудливую форму, например «горшка» (описать его словами не так-то просто: представьте себе форму для выпечки пончиков, которая разнимается пополам).

Индуктивности находят наибольшее применение в радиочастотных схемах, где они используются в качестве радиочастотных дросселей, и в резонансных схемах (см. гл. 13). Пара связанных индуктивностей образует такой интересный элемент, как трансформатор. О нем мы поговорим в следующем разделе.

По сути дела индуктивность – это противоположность конденсатора. Последующие разделы этой главы, в которых вводится такое важное понятие, как *полное сопротивление*, или *импеданс*, покажут вам, в чем эта противоположность проявляется.

1.17. Трансформаторы

Трансформатор – это устройство, состоящее из двух связанных катушек индуктив-



Рис. 1.45. Трансформатор.

ности (называемых первичной и вторичной обмотками). Напряжение, снимаемое со вторичной обмотки, иное по сравнению с напряжением переменного тока, поданным на первичную обмотку, причем коэффициент изменения (трансформации) напряжения прямопропорционален отношению числа витков обмоток трансформатора, а коэффициент изменения тока – обратно пропорционален. Мощность сохраняется неизменной. На рис. 1.45 показано условное обозначение трансформатора с пластинчатым сердечником (трансформаторы такого типа используются для преобразования напряжения переменного тока с частотой 60 Гц).

Трансформатор обладает весьма высоким коэффициентом полезного действия (мощность на его выходе почти равна мощности на входе); в связи с этим повышающий трансформатор обеспечивает рост напряжения при уменьшении тока. Немного забегая вперед, отметим, что трансформатор с отношением числа витков обмоток, равным n, изменяет полное сопротивление в n^2 раз. Если вторичная обмотка не нагружена, то в первичной протекает очень небольшой ток.

В электронных приборах трансформаторы выполняют две важные функции: во-первых, они преобразуют напряжение переменного тока сети к нужному, обычно более низкому значению, которое можно использовать в схеме, и, во-вторых, они «изолируют» электронную схему от непосредственного контакта с силовой сетью, так как обмотки трансформатора электрически изолированы одна от другой. Выпускаемые промышленностью *силовые трансформаторы* (предназначенные для работы с напряжением силовых сетей, равным 110, 127 или 220 В) обеспечивают разнообразные значения вторичных напряжений и токов: диапазон напряжений включает значения от 1 В до нескольких тысяч вольт, диапазон тока – от нескольких миллиампер до сотен ампер. Трансформаторы, используемые обычно в электронных приборах, обеспечивают диапазон вторичного напряжения от 10 до 50 В, диапазон тока – от 0,1 до 5 А.

Промышленность выпускает также трансформаторы, предназначенные для работы в диапазоне звуковых частот, иногда используют резонансные трансформаторы. Интерес представляют трансформаторы для линий передач, о которых мы немного поговорим в гл. 13, в разд. 13.10. Для сердечников высокочастотных трансформаторов используют специальные материалы или прибегают к специальным конструкциям для того, чтобы уменьшить потери энергии в сердечнике; что же касается сердечников низкочастотных (т. е. силовых) трансформаторов, то их делают тяжелыми или крупногабаритными. Трансформаторы для высоких и низких частот, вообще говоря, не взаимозаменяемы.

ПОЛНОЕ И РЕАКТИВНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

Замечание: Этот раздел содержит много математических выкладок; при желании их можно пропустить, но ни в коем случае не упускайте из внимания результаты. Схемы с конденсаторами и индуктивностями сложнее, чем рассмотренные ранее резистивные схемы, – их работа зависит от частоты входного сигнала: «делитель напряжения» с конденсатором или индуктивностью будет обладать частотно-зависимым коэффициентом деления. Кроме того, схемы, в состав которых входят эти компоненты (их, кстати, относят к классу *пассивных*), искажают такие входные сигналы, как, например, прямоугольные колебания – в этом мы только что убедились.

Однако и конденсаторы, и индуктивности являются *линейными* элементами. Это означает, что амплитуда выходного сигнала, независимо от его формы, строго пропорциональна амплитуде входного сигнала. Линейностью обусловлены многие закономерности поведения схем, и важнейшая состоит в следующем: *Если на вход линейной схемы подан синусоидальный сигнал с частотой f, то на выходе будет получен также синусоидальный сигнал с такой же частотой, но, возможно, с другой амплитудой и фазой.*

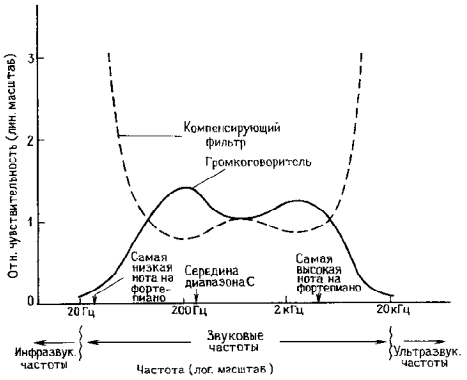


Рис. 1.46. Пример частотного анализа: выравнивание для громкоговорителя.

Помня об этом замечательном свойстве при анализе схем, содержащих резисторы, конденсаторы и индуктивности, вы всегда должны ответить на вопрос: как зависит выходное напряжение (его амплитуда и фаза) от входного напряжения *в виде синусоидального сигнала определенной частоты*. Этот вопрос важен и тогда, когда схема предназначена для другого режима работы. График результирующей амплитудно-частотной характеристики, отражающей отношение выходного сигнала к входному для каждого значения частоты синусоиды, полезен при анализе работы схемы со многими видами сигналов. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), представленная на рис. 1.46, может принадлежать, например, репродуктору какого-нибудь «говорящего ящика». Под выходным сигналом в данном случае понимается звуковое давление, а не напряжение. Желательно, чтобы АЧХ репродуктора была «плоской», т. е. чтобы отношение звукового давления к частоте было постоянной величиной в диапазоне звуковых частот. В этом случае недостатки репродуктора можно скомпенсировать за счет пассивного фильтра с инверсной АЧХ (как показано на графике), включенного в усилитель радиоприемника.

Как мы увидим в дальнейшем, можно обобщить закон Ома, заменив понятие «сопротивление» понятием «полное сопротивление», или «импеданс», тогда он будет справедлив для любой схемы, в состав которой входят линейные пассивные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности). Итак, понятия «импеданс» и «реактивное сопротивление» делают закон Ома справедливым для схем, содержащих конденсаторы и индуктивности. Уточним терминологию. Импеданс – это обобщенное или полное сопротивление, индуктивности и конденсаторы обладают *реактивным сопротивлением* (можно сказать, что они реагируют на воздействие); резисторы обладают *сопротивлением* (по аналогии они оказывают сопротивление воздействию). Иными словами, импеданс = сопротивление + реактивное сопротивление (более

подробно поговорим об этом позже). Однако можно встретить, например, такое выражение: «импеданс конденсатора на данной частоте составляет...». Дело в том, что в импеданс входит реактивное сопротивление, и поэтому не обязательно говорить «реактивное сопротивление конденсатора», можно сказать и «импеданс конденсатора». На самом деле слово «импеданс» часто употребляют и тогда, когда известно, что речь идет о сопротивлении; например, говорят «импеданс источника» или «выходной импеданс», имея в виду эквивалентное сопротивление некоторого источника. То же самое относится и к «входному импедансу».

В дальнейшем речь пойдет о схемах, для питания которых используется синусоидальный сигнал с определенной частотой. Анализ схем, работающих с сигналами другой формы, требует большей тщательности и предполагает использование уже известных нам методов (например, метода дифференциальных уравнений или метода преобразования Фурье, при котором сигнал представляют в виде ряда синусоид). На практике эти методы редко используются.

1.18. Частотный анализ реактивных схем

Для начала рассмотрим конденсатор, на который подается синусоидальное напряжение источника питания (рис. 1.47). Ток в схеме определяется следующим образом:

$$I(t) = C(dU/dt) = C\omega U_0 \cos \omega t.$$

Из этого уравнения следует, что ток имеет амплитуду I и опережает входное напряжение по фазе на 90°. Если не принимать во внимание соотношение фаз, то

$$I = U/(1/\omega C).$$

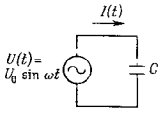


Рис. 1.47.

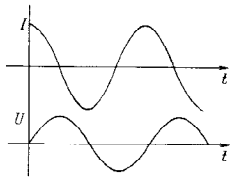


Рис. 1.48.

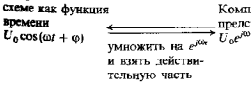
(Напомним, что $\omega = 2\pi f$.) Конденсатор ведет себя как резистор, сопротивление которого зависит от частоты и определяется выражением $R = 1/\omega C$, и, кроме того, ток, протекающий через конденсатор, сдвинут по фазе на 90° относительно напряжения (рис. 1.48). Например, через конденсатор емкостью 1 мкФ, подключенный к силовой сети с напряжением 110 В (эффективное значение) и частотой 60 Гц, будет протекать ток, эффективная амплитуда которого определяется следующим образом: $I = 110/[1/(2\pi \cdot 60 \times \times 10^{-6})] = 41{,}5$ мА (эффективное значение).

Замечание: сейчас нам необходимо воспользоваться комплексными переменными; при желании вы можете пропустить математические выкладки, приводимые в последующих разделах, и принять на веру полученные результаты (они выделены в тексте). Не думайте, что подробные алгебраические преобразования, приводимые в этих разделах, необходимы для понимания всего остального материала книги. Это не так – глубокое знание математики похвально, но совсем не обязательно. Следующий раздел, пожалуй, наиболее труден для тех, у кого нет достаточной математической подготовки. Но пусть это вас не огорчает.

Определение напряжения и тока с помощью комплексных чисел. Только что вы убедились в том, что в цепи переменного тока работающей с синусоидальным сигналом некоторой частоты, возможен сдвиг по фазе между напряжением и током. Тем не менее если схема содержит только *линейные* элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности), то амплитуда токов на всех участках схемы пропорциональна амплитуде питающего напряжения. В связи с этим можно попытаться найти некоторые общие выражения тока, напряжения и сопротивления и обобщить тем самым закон Ома. Очевидно, что для того, чтобы определить ток в какой-либо точке схемы, недостаточно задать одно значение – дело в том, что ток характеризуется как амплитудой, так и сдвигом фазы.

Конечно, можно определять амплитуды и фазовые сдвиги напряжений и токов явно, например $U(t) = 23{,}7\sin(377t + 0{,}38)$, но оказывается, что проще это делать с помощью комплексных чисел. Вместо того чтобы тратить время и силы на сложение и вычитание синусоидальных функций, можно легко и просто складывать и вычитать комплексные числа. Так как действующие значения напряжения и тока представляют собой реальные количественные величины, изменяющиеся во времени, следует вывести правило для перевода реальных количественных величин в комплексное представление и наоборот. Напомним еще раз, что мы имеем дело с частотой синусоидального колебания ω, и сформулируем следующие правила:

1. Напряжение и ток *представляются* комплексными величинами **U** и **I**. Напряжение $U_0\cos(\omega t + \varphi)$ представляется комплексным числом $U_0 e^{j\varphi}$. Напомним, что $e^{j\theta} = \cos\theta + j\sin\theta$, где $j = \sqrt{-1}$.
2. Для того чтобы получить выражение для *действующего* напряжения и тока, нужно умножить соответствующие комплексные представления на $e^{j\omega t}$ и выделить действительную часть. Это записывается следующим образом: $U(t) = \mathrm{Re}(Ue^{j\omega t})$, $I(t) = \mathrm{Re}(Ie^{j\omega t})$. Иначе говоря,



(В электронике символ j используется вместо принятого в алгебре для комплексной переменной символа i, с тем чтобы избежать путаницы с током, который также обозначают символом i). Итак, в общем случае действующие напряжения и токи определяются следующим образом:

$$U(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}e^{j\omega t}) = \mathrm{Re}(\mathbf{U})\cos\omega t - \mathrm{Im}(\mathbf{U})\sin\omega t,$$

$$I(t) = \mathrm{Re}(\mathbf{I}e^{j\omega t}) = \mathrm{Re}(\mathbf{I})\cos\omega t - \mathrm{Im}(\mathbf{I})\sin\omega t.$$

Например, комплексному напряжению $\mathbf{U} = 5j$ соответствует реальное напряжение

$$U(t) = \mathrm{Re}[5j\cos\omega t + 5j(j)\sin\omega t] = 5\sin\omega t\,\text{В}$$

Реактивное сопротивление конденсаторов и индуктивностей. Принятое соглашение позволяет применять закон Ома для схем, содержащих как резисторы, так и конденсаторы, и индуктивности. Определим реактивное сопротивление конденсатора и индуктивности. Нам известно, что $U(t) = \mathrm{Re}(U_0 e^{j\omega t})$. Так как в случае конденсатора справедливо выражение $I = C(dU/dt)$, получим

$$I(t) = -U_0 C\omega\sin\omega t = \mathrm{Re}[U_0 e^{j\omega t}/(-j/\omega C)] = \mathrm{Re}(U_0 e^{j\omega t}/X_C),$$

т. е. для конденсатора

$$X_C = -j/\omega C,$$

X_C – это реактивное сопротивление конденсатора на частоте ω. Конденсатор емкостью 1 мкФ, например, имеет реактивное сопротивление $-2653j$ Ом на частоте 60 Гц и $-0{,}16j$ Ом на частоте 1 МГц. Для постоянного тока реактивное сопротивление равно бесконечности.

Аналогичные рассуждения для индуктивности дают следующий результат:

$$X_L = j\omega L.$$

Схема, содержащая только конденсаторы и индуктивности, всегда обладает мнимым импедансом: это значит, что напряжение и ток всегда сдвинуты по фазе друг относительно друга на 90° – схема абсолютно реактивна. Если в схеме присутствуют резисторы, то импеданс имеет и действительную часть. Под реактивным

сопротивлением подразумевается при этом только мнимая часть импеданса.

Обобщенный закон Ома. Соглашения, принятые для представления напряжений и токов, позволяют записать закон Ома в следующей простой форме:

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z}, \qquad \mathbf{U} = \mathbf{I}\mathbf{Z},$$

означающей, что напряжение $\mathbf{U}$, приложенное к схеме с импедансом $\mathbf{Z}$, порождает ток $\mathbf{I}$. Импеданс последовательно и параллельно соединенных элементов определяется по тем же правилам, что и сопротивление последовательно и параллельно соединенных резисторов:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2 + \mathbf{Z}_3 + \ldots$$

(для последовательного соединения),

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{1/\mathbf{Z}_1 + 1/\mathbf{Z}_2 + 1/\mathbf{Z}_3 + \ldots}$$

(для параллельного соединения).

И в заключение приведем формулы для определения импеданса резисторов, конденсаторов и индуктивностей:

$\mathbf{Z}_R = R$ (резистор),

$\mathbf{Z}_C = -j/\omega C$ (конденсатор),

$\mathbf{Z}_L = j\omega L$ (индуктивность).

Полученные зависимости позволяют анализировать любые схемы переменного тока с помощью методов, принятых для схем постоянного тока, а именно с помощью закона Ома и формул для последовательного и параллельного соединения элементов. Результаты, которые мы получили при анализе таких схем, как, например, делитель напряжения, сохраняют почти такой же вид. Так же как и для схем постоянного тока, для сложных разветвленных схем переменного тока справедливы законы Кирхгофа: отличие состоит в том, что вместо токов I и напряжений U здесь следует использовать их комплексные представления: сумма падений напряжения (комплексного) в замкнутом контуре равна нулю; сумма токов (комплексных), втекающих в узел, равна сумме токов (комплексных), вытекающих из него. Из последнего правила, как и в случае с цепями постоянного тока, вытекает, что ток (комплексный) в последовательной цепи всюду одинаков.

Упражнение 1.16. Используя формулы для импеданса параллельного и последовательного соединения элементов, выведите формулы (разд. 1.12) для емкости двух конденсаторов, соединенных (а) параллельно, (б) последовательно. Подсказка: допустим, что в каждом случае конденсаторы имеют емкость C_1 и C_2. Запишите выражение для импеданса параллельно и последовательно соединенных элементов и приравняйте его импедансу конденсатора с емкостью C. Найдите C.

Попробуем воспользоваться рекомендованным методом для анализа простейшей цепи переменного тока, которая состоит из конденсатора, к которому приложено напряжение переменного тока. После этого кратко остановимся на вопросе о мощности в реактивных схемах (это будет последний кирпич в фундаменте наших знаний) и рассмотрим простую, но очень полезную схему RC-фильтра.

Представим себе, что к силовой сети с напряжением 110 В (эффективное значение) и частотой 60 Гц подключен конденсатор емкостью 1 мкФ. Какой ток протекает при этом через конденсатор? Воспользуемся обобщенным законом Ома: $\mathbf{Z} = -j/\omega C$. Следовательно, ток можно определить следующим образом: $\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z}$. Фаза напряжения произвольна, допустим $U = A$, т.е. $U(t) = A\cos\omega t$, где амплитуда $A = 110\sqrt{2} \simeq 156$ В, тогда $\mathbf{I} = j\omega CA \simeq 0{,}059\sin\omega t$. Искомый ток имеет амплитуду 59 мА (эффективное значение составляет 41,5 мА) и опережает напряжение по фазе на 90°. Результат соответствует полученным ранее выводам. Отметим, что если бы нас интересовала только амплитуда тока, то можно было бы не прибегать к комплексным числам: если $\mathbf{A} = \mathbf{B}\,\mathbf{C}$, то $A = BC$, где A, B, C – амплитуды комплексных чисел. То же самое справедливо и для произведения (см. упражнение 1.17). Для нашего случая $I = U/Z = \omega CU$.

Иногда этот прием очень полезен.

Как ни странно, конденсатор в нашем примере мощность не рассеивает. Его подключение к сети не приводит к увеличению показаний счетчика электроэнергии. Разгадку этой «тайны» вы узнаете, прочитав следующий раздел. А затем мы продолжим анализ схем, содержащих резисторы и конденсаторы, с помощью обобщенного закона Ома.

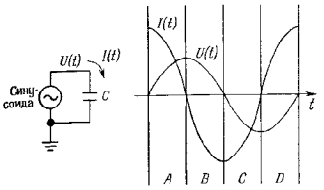


Рис. 1.49. При использовании синусоидального сигнала ток через конденсатор опережает напряжение по фазе на 90°.

Упражнение 1.17. Докажите, что если $\mathbf{A} = \mathbf{BC}$, то $A = BC$, где A, B, C – амплитуды комплексных чисел. Подсказка: представьте каждое комплексное число в форме $\mathbf{A} = Ae^{j\theta}$.

Мощность в реактивных схемах. Мгновенное значение мощности, потребляемой любым элементом схемы, определяется произведением $P = UI$. Однако в реактивных схемах, где напряжение U и ток I связаны между собой не простой пропорциональной зависимостью, просто перемножить их нельзя. Дело в том, что могут возникать странные явления, например, знак произведения может изменяться в течение одного периода сигнала переменного тока. Такой пример показан на рис. 1.49. На интервалах A и C на конденсатор поступает некоторая мощность (правда, скорость ее изменения переменна), и благодаря этому он заряжается: накапливаемая конденсатором энергия увеличивается (мощность – это скорость изменения энергии). На интервалах B и D потребляемая мощность имеет отрицательный знак – конденсатор разряжается. Средняя мощность за период для нашего примера равна нулю; этим свойством обладают все реактивные элементы (индуктивности, конденсаторы и всевозможные их комбинации). Если вы знакомы с интегралами от тригонометрических функций, то следующее упражнение поможет вам доказать это свойство.

Упражнение 1.18. (дополнительное). Докажите, что схема в среднем за полный период не потребляет мощности, если протекающий через нее ток сдвинут по фазе относительно питающего напряжения на 90°.

Как определить среднюю потребляемую мощность для произвольной схемы? В общем случае можно просуммировать произведения UI и разделить сумму на длительность истекшего интервала времени. Иными словами,

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T U(t)\,I(t)\,dt,$$

где T – полный период времени. Практически так мощность почти никогда не определяют. Нетрудно доказать, что средняя мощность определяется следующим выражением:

$$P = \mathrm{Re}(\mathbf{U}^*\mathbf{I}) = \mathrm{Re}(\mathbf{U}\mathbf{I}^*),$$

где $\mathbf{U}$ и $\mathbf{I}$ – эффективные комплексные значения напряжения и тока.

Рассмотрим пример. Допустим, что в предыдущей схеме конденсатор питается синусоидальным напряжением, эффективное значение которого равно 1 В. Для простоты будем выполнять все преобразования с эффективными значениями. Итак: $\mathbf{U} = 1$, $\mathbf{I} = \mathbf{U}/(j/\omega C)$, $P = \mathrm{Re}[\mathbf{U}\mathbf{I}^*] = \mathrm{Re}(j\omega C) = 0$. Мы получили, что средняя мощность, как и утверждалось, равна нулю.

А теперь рассмотрим схему, показанную на рис. 1.50. Выполним ряд преобразований:

$$\mathbf{Z} = R - j/\omega C,$$

$$\mathbf{U} = U_0,$$

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}/\mathbf{Z} = U_0/[R - (j/\omega C)] = U_0[R + (j/\omega C)]/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)],$$

$$P = \mathrm{Re}(\mathbf{U}\mathbf{I}^*) = U_0^2\,R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)].$$

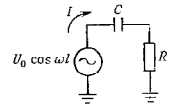


Рис. 1.50.

В третьей строке преобразований при определении тока **I** мы умножили числитель и знаменатель на комплексное число, сопряженное знаменателю, для того чтобы получить в знаменателе действительное число. Полученная величина меньше, чем произведение амплитуд **U** и **I**; ее отношение к этому произведению называют *коэффициентом мощности*:

$$|\mathbf{U}||\mathbf{I}| = U_0^2/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2},$$

$$\text{коэффициент мощности} = \frac{\text{мощность}}{|\mathbf{U}||\mathbf{I}|} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}}$$

Коэффициент мощности – это косинус угла, определяющего сдвиг фаз напряжения и тока, он лежит в диапазоне от 0 (для реактивной схемы) до 1 (для резистивной схемы). Если коэффициент мощности меньше 1, то это значит, что в схеме присутствует реактивный элемент.

Упражнение 1.19. Докажите, что вся средняя мощность предыдущей схемы рассеивается на резисторе. Для того, чтобы решить эту задачу, нужно определить величину отношения U_R^2/R. Определите, чему будет равна эта мощность в ваттах, если цепь, состоящая из последовательно соединенных конденсатора емкостью 1 мкФ и резистора сопротивлением 1 кОм, подключена к силовой сети с эффективным напряжением 110 В (частота 60 Гц).

Коэффициент мощности играет немаловажную роль в распределении больших мощностей, так как реактивные токи не передают нагрузке никакой полезной мощности, зато вызывают нагрев в сопротивлениях проводов генераторов и трансформаторов (температура нагрева пропорциональна I^2R). Бытовые потребители электроэнергии платят только за «действительную» потребляемую мощность [$\mathrm{Re}(\mathbf{UI}^*)$], а промышленные потребители – с учетом коэффициента мощности. Вот почему большие предприятия для погашения влияния индуктивных реактивных сопротивлений производственного оборудования (моторов) сооружают специальные конденсаторные блоки.

Упражнение 1.20. Покажите, что последовательное подключение конденсатора емкостью $C = 1/\omega^2 L$ к

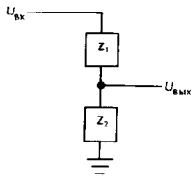


Рис. 1.51. Обобщенная схема делителя напряжения: пара электрических цепей с произвольным импедансом.

последовательной RL-цепи делает коэффициент мощности этой цепи равным единице. Затем рассмотрите параллельную цепь и параллельно подключенный конденсатор.

Делители напряжения: обобщение. Простейший делитель напряжения (рис. 1.5) состоит из пары последовательно соединенных резисторов. Входное напряжение измеряется в верхней точке относительно земли, а выходное – в точке соединения резисторов относительно земли. От простейшего резистивного делителя перейдем к более общей схеме делителя, если один или оба резистора заменим на конденсатор или индуктивность, как на рис. 1.51 (в более сложной схеме присутствуют и R, и L, и C). Вообще говоря, в таком делителе отношение $U_{вых}/U_{вх}$ не является постоянной величиной, а зависит от частоты. Анализ схемы выполняется без всяких хитроумных приемов:

$$\mathbf{I} = \mathbf{U}_{вх}/\mathbf{Z}_{полн},$$

$$\mathbf{Z}_{полн} = \mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2,$$

$$\mathbf{U}_{вых} = \mathbf{Z}_2\mathbf{I} = \mathbf{U}_{вх}[\mathbf{Z}_2/(\mathbf{Z}_1 + \mathbf{Z}_2)].$$

Не будем сосредоточивать внимание на полученном результате, рассмотрим лучше некоторые простые, но очень важные примеры.

1.19. *RC*-фильтры

Благодаря тому что импеданс конденсатора, равный $\mathbf{Z}_C = -j/\omega C$, зависит от частоты, с помощью конденсаторов и резисторов можно строить частотно-зависимые делители напряжения, которые будут пропускать только сигналы нужной частоты, а все остальные подавлять. В этом разделе вы познакомитесь с примерами простейших *RC*-фильтров, к которым мы будем неоднократно обращаться в дальнейшем. В гл. 5 и приложении 3 описаны более сложные фильтры.

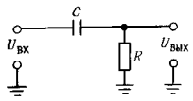


Рис. 1.52. Фильтр высоких частот.

Фильтры высоких частот. На рис. 1.52 показан делитель напряжения, состоящий из конденсатора и резистора. Согласно закону Ома для комплексных величин,

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{U}_{вх}}{\mathbf{Z}_{полн}} = \frac{\mathbf{U}_{вх}}{R - (j/\omega C)} = \frac{\mathbf{U}_{вх}[R + (j/\omega C)]}{R^2 + 1/\omega^2 C^2}.$$

(Окончательный результат получен после умножения числителя и знаменателя на комплексное число, сопряженное знаменателю.) Итак, напряжение на резисторе R равно

$$\mathbf{U}_{вых} = \mathbf{I}\mathbf{Z}_R = \mathbf{I}R = \frac{\mathbf{U}_{вх}[R + (j/\omega C)]R}{R^2 + (1/\omega^2 C^2)}.$$

Чаще всего нас интересует не фаза, а амплитуда $U_{вых}$:

$$U_{вых} = (\mathbf{U}_{вых}\mathbf{U}^*_{вых})^{1/2} = U_{вх}R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}.$$

Сравните полученный результат с выражением для резистивного делителя:

$$U_{вых} = U_{вх}R_1/(R_1 + R_2).$$

Векторное представление импеданса *RC*-цепи (рис. 1.53) показано на рис. 1.54

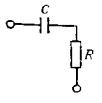


Рис. 1.53.

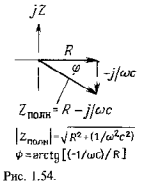


Рис. 1.54.

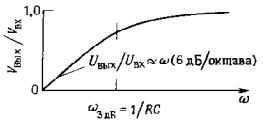


Рис. 1.55. Частотная характеристика фильтра высоких частот.

Итак, если не принимать во внимание сдвиг фаз, а рассматривать только модули комплексных амплитуд, то «отклик» схемы будет определяться следующим образом:

$$U_{вых} = U_{вх}R/[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2} = U_{вх}2\pi f RC/[1 + (2\pi f RC)^2]^{1/2}.$$

График этой зависимости представлен на рис. 1.55. Такой же результат мы бы получили, если бы определили отношение *модулей* импедансов как в упражнении 1.17 и в примере перед этим упражнением; числитель представляет собой модуль импеданса нижнего плеча делителя R, а знаменатель – модуль импеданса последовательного соединения R и C.

Как вы видите, на высоких частотах выходное напряжение приблизительно равно входному ($\omega \gg 1/RC$), а на низких частотах выходное напряжение уменьшается до нуля. Мы пришли к важному результату, запомните его. Подобная схема, по понятным причинам, называется фильтром высоких частот. На практике ее используют очень широко. Например, в осциллографе предусмотрена возможность связи по переменному току между исследуемой схемой и входом осциллографа. Эта связь обеспечивается с помощью фильтра высоких частот, имеющего перегиб характеристики в области 10 Гц (связь по переменному току используют для того, чтобы рассмотреть небольшой сигнал на фоне большого напряжения постоянного тока). Инженеры часто пользуются понятием «точки излома» – 3 дБ для фильтра (или любой другой схемы, которая ведет себя как фильтр)! В случае простого *RC*-фильтра высоких частот точка излома –3 дБ

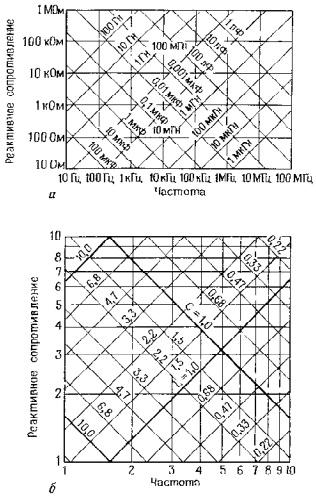


Рис. 1.56. *а* – Изменение реактивного сопротивления индуктивностей и конденсаторов в зависимости от частоты. Все декады одинаковы и отличаются лишь масштабом. *б* – Увеличенное изображение одной декады из графика А, график построен для стандартных компонентов, имеющих точность 20%.

определяется выражением:

$$f_{3дБ} = 1/2\pi RC.$$

Обратите внимание, что конденсатор не пропускает ток ($f = 0$). Самый распространенный пример использования конденсатора это использование его в качестве *блокирующего конденсатора* постоянного тока. Если возникает необходимость обеспечить связь между усилителями, то почти всегда прибегают к помощи конденсатора. Например, у любого усилителя звуковой частоты высокого класса все входы имеют емкостную связь, так как заранее не известно, какой уровень постоянного тока будут иметь входные сигналы. Для обеспечения связи необходимо подобрать R и C таким образом,

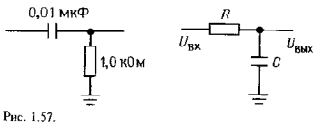


Рис. 1.57.

Рис. 1.58. Фильтр низких частот.

чтобы все нужные частоты (в данном случае 20 Гц 20 кГц) поступали на вход без потерь (без деления на входе).

Часто, например при конструировании фильтров, возникает необходимость определить импеданс конденсатора на некоторой частоте. На рис. 1.56 представлен очень полезный график, охватывающий большой диапазон емкостей и частот для зависимости $|\mathbf{Z}| = 1/2\pi f C$.

В качестве примера рассмотрим фильтр, показанный на рис. 1.57. Это фильтр высоких частот с точкой перегиба 3 дБ на частоте 15,9 кГц. Импеданс нагрузки, подключаемой к фильтру, должен быть значительно больше 1 кОм, иначе нагрузка будет искажать выходное напряжение фильтра. Источник сигнала должен обеспечивать возможность подключения нагрузки 1 кОм без значительной аттенюации (потери амплитуды сигнала), иначе фильтр будет искажать выход источника сигнала.

Фильтры низких частот. Если поменять местами R и C (рис. 1.58), то фильтр будет вести себя противоположным образом в отношении частоты. Можно показать, что $U_{вых} = [1/(1 + \omega^2 R^2 C^2)^{1/2}]\, U_{вх}$. График этой зависимости представлен на рис. 1.59. Такой фильтр называют фильтром низких частот. Точка -3 дБ на характеристике фильтра находится на час-

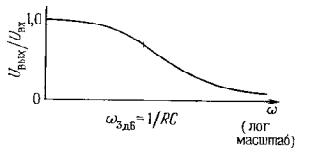


Рис. 1.59 Частотная характеристика фильтра низких частот.

тоте $f = 1/2\pi RC$. Фильтры низких частот находят очень широкое применение. Например, их используют для устранения влияния близлежащих радио- и телевизионных станций (550 кГц–800 МГц), на работу усилителей звуковых частот и других чувствительных электронных приборов.

Упражнение 1.21. Докажите справедливость выражения для выходного напряжения фильтра низких частот.

Выход фильтра низких частот можно рассматривать в качестве самостоятельного источника сигналов. При использовании идеального источника напряжения переменного тока (с нулевым импедансом) фильтр со стороны выхода низких частот имеет сопротивление R (при расчетах полных сопротивлений идеальный источник сигналов можно заменить коротким замыканием, т. е. его нулевым импедансом для малого сигнала). В выходном импедансе фильтра преобладает емкостная составляющая, и на высоких частотах он становится равным нулю. Для входного сигнала фильтр представляет собой нагрузку, состоящую на низких частотах из сопротивления R и сопротивления нагрузки, а на высоких частотах – нагрузку, равную просто сопротивлению R.

На рис. 1.60 изображена также частотная характеристика фильтра низких частот, но в более общепринятом виде – для вертикальной и горизонтальной осей использован логарифмический масштаб. Можно считать, что по вертикальной оси откладываются децибелы, а по горизонтальной – октавы (или декады). На таком графике равные расстояния соответствуют равным отношениям величин. В виде графика изображен также фазовый сдвиг, при этом для вертикальной оси (градусы) использован линейный масштаб, а для оси частот – логарифмический. Такой график удобен для анализа частотной характеристики даже в случае значительной аттенюации (справа); целый ряд таких графиков представлен в гл. 5, посвященной изучению активных фильтров. Отметим, что при значительной аттенюации изображенная на графике кривая вырождается в прямую линию с наклоном -20 дБ/декада (инженеры предпочитают выражение «-6 дБ/октава»). Отметим также, что фазовый сдвиг плавно изменяется от 0° (на частотах ниже точки перегиба) до 90° (на частотах существенно выше точки перегиба), а в точке -3 дБ составляет 45°. Практическое правило для односекционных RC-фильтров говорит о том, что фазовый сдвиг составляет $\simeq 6°$ от асимптот в точках $0{,}1 f_{3дБ}$ и $10 f_{3дБ}$.

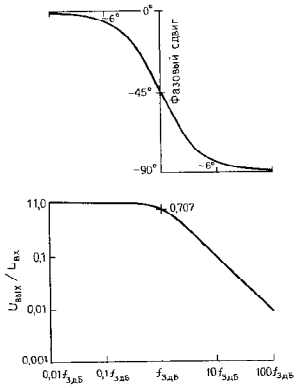


Рис. 1.60. Фазочастотная и амплитудно-частотная характеристики фильтра низких частот, изображенные в логарифмическом масштабе. В точке 3 дБ фазовый сдвиг составляет 45° и в пределах декады изменения частоты лежит в пределах 6° от асимптотического значения.

Упражнение 1.22. Докажите последнее утверждение.

Возникает интересный вопрос: можно ли сделать фильтр с какой-либо другой заданной амплитудной характеристикой и какой-либо другой заданной фазовой характеристикой. Пусть вас это не удивляет, но ответить можно только отрицательно – нельзя. Фазовая и амплитудная характеристики для всех возможных фильтров подчиняются законам причинной связи (т. е. характеристика является

следствием определенных свойств, но не их причиной).

Частотные характеристики дифференцирующих и интегрирующих *RC*-цепей. Схема дифференцирующей *RC*-цепи, которую мы рассмотрели в разд. 1.14, имеет такой же вид, как и схема фильтра высоких частот, приведенная в настоящем разделе. Чем же считать такую схему, зависит от того, что вас больше интересует: преобразование сигналов во времени или частотная характеристика. Полученное ранее временное условие правильной работы схемы ($U_{вых} \ll U_{вх}$) можно сформулировать иначе, применительно к частотной характеристике: для того чтобы выходной сигнал был небольшим по сравнению с входным, частота должна быть значительно ниже, чем в точке -3 дБ. В этом легко убедиться. Допустим, что входной сигнал равен $U_{вх} = \sin \omega t$. Воспользуемся уравнением, которое мы получили ранее для выхода дифференциатора:

$$U_{вх} = RC\frac{d}{dt}\sin \omega t - \omega RC \cos \omega t.$$

Отсюда $U_{вых} \ll U_{вх}$, если $\omega RC \ll 1$, т.е. $RC \ll 1/\omega$. Если входной сигнал содержит некоторый диапазон частот, то условие должно выполняться для самых высоких частот входного диапазона.

Схема интегрирующей *RC*-цепи (разд. 1.15) имеет такой же вид, как и схема фильтра низких частот: аналогично в хорошем интеграторе самые низкие частоты входного сигнала должны существенно превышать частоту в точке -3 дБ.

Индуктивности и конденсаторы. Индуктивности, также как и конденсаторы, в сочетании с резисторами образуют схемы фильтров низких (или высоких) частот. Однако на практике *RL*-фильтры низких и высоких частот встречаются редко. Это связано с тем, что индуктивности более громоздки и дороги, а работают хуже, чем конденсаторы (их характеристики более существенно отличаются от идеальных). Если есть возможность выбора, то предпочтение лучше отдать конденсатору. Исключением из этой общей рекомендации являются ферритовые бусины (маленькие торроидальные сердечники) и дроссели в высокочастотных схемах. Несколько бусин нанизывают на провод, благодаря этому соединение, выполненное с помощью провода, становится в некоторой степени индуктивным; импеданс на высоких частотах увеличивается и предотвращает «колебания» в схеме, при этом в отличие от *RC*-фильтра активное сопротивление схемы не увеличивается. Радиочастотный дроссель – это катушка, состоящая из нескольких витков провода и ферритового сердечника и используемая с той же целью в радиочастотных схемах.

1.20. Векторные диаграммы

Для анализа реактивных схем очень удобен один графический метод. В качестве примера рассмотрим тот факт, что *RC*-фильтр на частоте $f = 1/2\pi RC$ обеспечивает ослабление на 3 дБ. Этот результат мы получили в разд. 1.19. Он справедлив как для фильтров высоких частот, так и для фильтров низких частот. На первый взгляд этот факт может показаться странным, так как на этой частоте реактивное сопротивление конденсатора равно сопротивлению резистора и можно предположить, что ослабление должно составлять 6 дБ. К такому же результату вы придете, если замените конденсатор резистором с таким же, как у конденсатора, импедансом (напомним, что ослабление 6 дБ означает уменьшение напряжения вдвое). Дело в том, что нужно учитывать реактивность конденсатора, и в этом как раз может помочь векторная диаграмма (рис. 1.61). Вдоль осей откладываются действительная (активная или резистивная) и мнимая (реактивная или

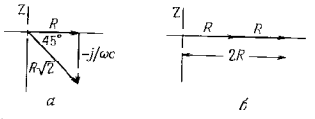


Рис. 1.61.

емкостная) компоненты импеданса. На такой же плоскости можно изображать напряжение (комплексное) в последовательных цепях подобного типа, так как ток в такой цепи во всех точках одинаков. Итак, в нашей схеме (будем рассматривать ее в качестве *RC*-делителя напряжения) входное напряжение (приложенное к последовательному соединению резистора R и конденсатора C) пропорционально длине гипотенузы, а выходное напряжение (снимаемое с резистора R) – длине стороны R треугольника. Диаграмма соответствует такой частоте, при которой модуль реактивного сопротивления конденсатора равен R, т.е. $f = 1/2\pi RC$. Из диаграммы видно, что отношение выходного напряжения ко входному составляет $1/\sqrt{2}$, т.е. -3 дБ.

Угол между векторами определяет фазовый сдвиг между входным и выходным напряжением. Например, в точке 3 дБ выходная амплитуда равна входной, поделенной на $\sqrt{2}$, а сам выходной сигнал опережает входной по фазе на 45°. Графический метод дает наглядное представление о величинах амплитуд и соотношении фаз в *RLC*-цепях. Например, с помощью этого метода можно определить характеристику фильтра высоких частот, которую мы уже получили раньше с помощью алгебраических преобразований.

Упражнение 1.23. Пользуясь методом векторной диаграммы, получите характеристику *RC*-фильтра высоких частот:

$$U_{вых} = \frac{R}{[R^2 + (1/\omega^2 C^2)]^{1/2}} U_{вх}.$$

Упражнение 1.24. На какой частоте ослабление *RC*-фильтра низких частот будет равно 6 дБ (выходное напряжение равно половине входного)? Чему равен фазовый сдвиг на этой частоте?

Упражнение 1.25. Пользуясь методом векторной диаграммы, получите характеристику фильтра низких частот, выведенную выше алгебраическим путем.

В следующей главе (разд. 2.08) приводится интересный пример использования векторной диаграммы для построения фазосдвигающей схемы, дающей постоянную амплитуду.

1.21. «Полюсы» и наклон в пределах октавы

Еще раз рассмотрим характеристику *RC*-фильтра низких частот (рис. 1.59). Вправо от точки перегиба графика выходная амплитуда убывает пропорционально $1/f$. В пределах одной октавы (одна октава, как в музыке, соответствует изменению частоты вдвое) выходная амплитуда уменьшается вдвое, т.е. ослабление составляет -6 дБ; следовательно, простой *RC*-фильтр обеспечивает ослабление 6 дБ/октаву. Можно конструировать фильтры, состоящие из нескольких *RC*-секций: тогда получим значения спада 12 дБ/октава (для двух *RC*-секций), 18 дБ/октава (для трех секций) и т.д. Так обычно описывают поведение фильтра на частотах, лежащих за пределами полосы пропускания. Если фильтр состоит, например, из трех *RC*-секций, то его часто называют «трехполюсным». (Слово «полюс» связано с методом анализа схем, который не рассматривается в этой книге. В нем используется комплексная передаточная функция на комплексной частотной плоскости, которую инженеры называют *s*-плоскостью.)

При работе с многокаскадными фильтрами следует учитывать одну особенность. Каждый новый каскад существенно нагружает предыдущий (так как они идентичны между собой), и это приводит к тому, что результирующая характеристика не является простой совокупностью характеристик составляющих каскадов. Напомним, что при выводе характеристики простого *RC*-фильтра мы условились, что источник имеет нулевой импеданс, а нагрузка – бесконечный. Один из способов устранения влияния каскадов друг на друга состоит в том, чтобы каждый последующий каскад имел значительно больший импеданс, чем предыдущий. Еще эффективнее использовать в качестве межкаскадных буферов активные схемы на транзисторах или операционных усилителях (ОУ), т.е. строить активные фильтры. Этим вопросам посвящены гл. 2–5.

1.22. Резонансные схемы и активные фильтры

Конденсаторы, которые используются в специальных схемах, называемых активными фильтрами, а также в сочетании с индуктивностями, позволяют «заострять» частотную характеристику схемы (по сравнению с пологой характеристикой *RC*-фильтра характеристика такой схемы на некоторой частоте имеет большой резкий всплеск). Подобные схемы находят применение в устройствах, работающих в диапазоне звуковых частот и радиочастот. Итак, познакомимся с *LC*-цепями (подробному анализу этих цепей и активных фильтров посвящены гл. 5 и приложение 3).

Начнем со схемы, представленной на рис. 1.62. На частоте f реактивное сопротивление *LC*-контура равно

$$\frac{1}{\mathbf{Z}_{LC}} = \frac{1}{\mathbf{Z}_L} + \frac{1}{\mathbf{Z}_C} = \frac{1}{j\omega L} - \frac{\omega C}{j} = j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right),$$

или $\mathbf{Z}_{LC} = j/[(1/\omega L) - \omega C]$.

LC-контур в сочетании с резистором R образует делитель напряжения; в связи с тем, что индуктивность и конденсатор противоположным образом реагируют на изменение частоты, импеданс параллель-

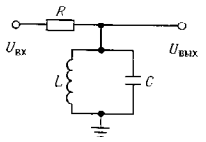


Рис. 1.62. Резонансная *LC*-схема: широкополосный фильтр.

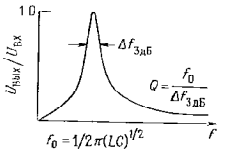


Рис. 1.63.

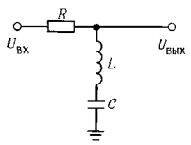


Рис. 1.64. Узкополосный режекторный *LC*-фильтр («ловушка»).

ной *LC*-цепи на *резонансной* частоте $f_0 = 1/2\pi(LC)^{1/2}$ стремится к бесконечности – на характеристике при этом значении частоты должен наблюдаться резкий всплеск. График такой характеристики представлен на рис. 1.63.

В действительности пик характеристики сглажен за счет потерь в индуктивности и конденсаторе, однако если схема сконструирована хорошо, то эти потери очень невелики. Если же хотят специально сгладить характеристику, то в схему включают дополнительный резистор, ухудшающий добротность контура Q. Такая схема называется параллельным резонансным *LC*-контуром или избирательной схемой. Она широко используется в радиотехнике для выделения из всего частотного диапазона сигналов некоторой частоты усиления (*L* или *C* могут быть переменными, и с их помощью можно настраивать резонансный контур на определенную частоту). Чем выше импеданс источника, тем острее пик характеристики, как вы вскоре убедитесь, в качестве источника принято использовать устройство типа источника тока. Коэффициент добротности Q позволяет оценивать характеристику контура: чем больше добротность, тем острее характеристика. Добротность равна резонансной частоте, поделенной на ширину пика, определенную по точкам -3 дБ. Для параллельной *RLC*-схемы $Q = \omega_0 RC$.

Другой разновидностью *LC*-схем является последовательная *LC*-схема (рис. 1.64). Используя выражение для импеданса, можно показать, что импеданс последовательной *LC*-схемы стремится к нулю на частоте $f_0 = 1/2\pi(LC)^{1/2}$; такая схема на резонансной частоте или вблизи

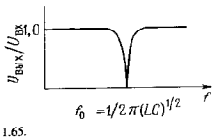


Рис. 1.65.

нее как бы «захватывает» сигнал и заземляет его. Эта схема, так же как и предыдущая, применяется в основном в радиотехнике. На рис. 1.65 изображена ее характеристика. Для последовательной *RLC*-схемы $Q = \omega_0 L/R$.

Упражнение 1.26. Выведите выражение для характеристики (определяющей зависимость отношения $U_{вых}/U_{вх}$ от частоты) схемы с последовательным *LC*-контуром, показанной на рис. 1.64.

1.23. Другие примеры использования конденсаторов

Конденсаторы являются необходимым компонентом не только для фильтров, резонансных, дифференцирующих и интегрирующих схем, но и для ряда других немаловажных схем. Более подробно мы поговорим об этих схемах позже, а сейчас просто ознакомимся с ними.

Шунтирование. Импеданс конденсатора уменьшается с увеличением частоты. На этом основано использование конденсатора в качестве шунта. Бывают такие случаи, что на некоторых участках схемы должно присутствовать только напряжение постоянного или медленно меняющегося тока. Если к тому участку схемы (обычно резистору) параллельно подключить конденсатор, то все сигналы переменного тока на резисторе будут устранены. Конденсатор выбирают так, чтобы его импеданс был малым для шунтируемого сигнала. В последующих главах вы встретите множество примеров шунтирования сигналов с помощью конденсатора.

Фильтрация в источниках питания. Обычно, говоря о фильтрации в источниках питания, имеют в виду накопление энергии. Практически при фильтрации происходит шунтирование сигналов. В электронных схемах обычно используют напряжение постоянного тока, которое получают путем *выпрямления* напряжения переменного тока сети (процесс выпрямления мы рассмотрим дальше в этой главе). Часть составляющих входного напряжения, которое имело частоту 60 (50) Гц, остается и в выпрямленном напряжении, от них можно избавиться, если предусмотреть шунтирование с помощью больших конденсаторов. Шунтирующие конденсаторы – это как раз те круглые блестящие элементы, которые можно увидеть внутри большинства электронных приборов. О том, как конструировать источники питания, мы поговорим позже в этой главе, а затем в гл. 6 еще раз вернемся к этому вопросу.

Синхронизация и генерация сигналов. Если через конденсатор протекает постоянный ток, то при заряде конденсатора формируется линейно нарастающий сигнал. Это явление используют в генераторах линейно-изменяющихся и пилообразных сигналов, в генераторах функций, схемах развертки осциллографов, в аналого-цифровых преобразователях и схемах задержки. Для синхронизации используют также *RC*-цепи, и на их основе строят цифровые схемы задержки (ждущие мультивибраторы). Во многих областях электроники используют конденсаторы для синхронизации и генерации сигналов, и именно об этих применениях конденсаторов вы более подробно узнаете из гл. 3, 5, 8 и 9.

1.24. Обобщенная теорема Тевенина об эквивалентном преобразовании (эквивалентном генераторе)

Для схем, включающих конденсаторы и индуктивности, теорема об эквивалентном преобразовании должна быть сформулирована следующим образом: всякая схема, имеющая два вывода и содержащая резисторы, конденсаторы, индуктивности и источники сигналов, эквивалентна цепи, представляющей собой последовательное соединение одного комплексного импеданса и одного источника сигнала. Как и прежде, эквивалентный импеданс и источник определяют по выходному напряжению разомкнутой цепи и по току короткого замыкания.

ДИОДЫ И ДИОДНЫЕ СХЕМЫ

1.25. Диоды

Элементы, которые мы рассматривали до сих пор, относятся к *линейным*. Это значит, что удвоение приложенного сигнала (скажем, напряжения) вызывает удвоение отклика (скажем, тока). Этим свойством обладают даже реактивные элементы, конденсаторы и индуктивности. Рассмотренные элементы являются также *пассивными*, т.е. они не имеют встроенного источника энергии. И, кроме того, все эти элементы имеют по два вывода.

Диод (рис. 1.66) представляет собой пассивный нелинейный элемент с двумя выводами. Вольт-амперная характеристика диода показана на рис. 1.67. (Придерживаясь принятого нами подхода, не будем объяснять физику явлений, определяющих функционирование этого элемента.)

На условном обозначении направление стрелки диода (так обозначают анод элемента) совпадает с направлением тока. Например, если через диод в направлении от анода к катоду протекает ток величиной 10 мА, то анод на 0,5 В более положителен, чем катод; эта разница напряжений называется «прямым напряжением диода». Обратный ток для диодов общего назначения измеряется в наноамперах (обратите внимание на разный масштаб измерений по оси абсцисс для прямого и обратного тока), и его, как правило, можно не принимать во внимание до тех пор, пока напряжение на диоде не достигнет значения напряжения пробоя (это напряжение называют также пиковым обратным напряжением). Для диодов общего назначения типа 1N914 напряжение пробоя составляет обычно 75 В. (Как правило, на диод подают такое напряжение, которое не может вызвать пробой, исключение составляет упомянутый ранее зенеровский диод.) Чаще всего падение напряжения на диоде, обусловленное

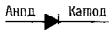


Рис. 1.66. Диод.

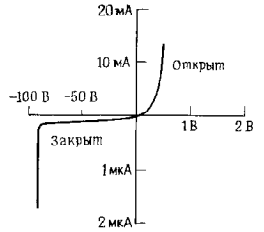


Рис. 1.67. Вольт-амперная характеристика диода.

прямым током через него, составляет от 0,5 до 0,8 В. Таким падением напряжения можно пренебречь, и тогда диод можно рассматривать как проводник, пропускающий ток только в одном направлении. К другим важнейшим характеристикам, отличающим существующие типы диодов друг от друга, относят: максимальный прямой ток, емкость, ток утечки и время восстановления обратного сопротивления (см. табл. 1.1, в которой приведены характеристики некоторых типов диодов).

Прежде чем начинать рассматривать схемы, содержащие диоды, отметим два момента: 1) диод не обладает сопротивлением в указанном выше смысле (не подчиняется закону Ома); 2) схему, содержащую диоды, нельзя заменить эквивалентной.

1.26. Выпрямление

Выпрямитель преобразует переменный ток в постоянный: выпрямительные схемы являются самыми простыми и наиболее полезными в практическом отношении диодными схемами (иногда диоды даже называют выпрямителями). Простейшая выпрямительная схема показана на рис. 1.68. Символ «Перем.» используется для обозначения источника переменного напряжения; в электронных схемах он обычно используется с трансформатором, питающимся от силовой линии переменного тока. Для синусоидального входного напряжения, значительно пре-

Таблица 1.1. Диоды

Тип	$U_{обр}$ (макс.), В[a]	$I_{обр}$ (макс.), мкА[b]	Средние значения за неограниченный интервал времени: $U_{прям}$, В	$I_{прям}$, мА	Пиковые значения: $U_{прям}$, В	$I_{прям}$, А	Время восстановления обратного сопротивления, нс	Емкость (10 В), пФ	Класс	Примечания
PAD-1	45	1 нА при 20 В	0,8	5			–	0,8	Самый малый ток $I_{обр}$	Siliconix
FJT1100	30	0,001			1,1	0,05		1,2	Очень малый ток $I_{обр}$	1 нА при 5 В, 10 нА при 15 В
ID101	30	10 нА при 10 В	0,8	1	1,1	0,03		0,8	То же	Intersl, сдвоенный
1N3595	150	3	0,7	10	1,0	0,2	3000	8,0	Малый ток $I_{обр}$	1 нА при 125 В
1N914	75	5	0,75	10	1,1	0,1	4	1,3	Сигнальный диод широкого применения	Промышленный стандарт, аналог. 1N4148
1N5819	40	10 000	0,4	1 000	1,1	20		50	Мощный диод Шоттки	Для проводного монтажа
1N5822	40	20 000	0,45	3 000	1,3	50		180		
1N6263	60	10	0,4	1	0,7	0,01	0	1,0	Диод Шоттки: малое напряжение $U_{прям}$	
1N3062	75	50	< 1,0	20[c]			2	0,6	Сигнальный диод, имеет малое прямое падение напряжения	
1N4305	75	50	0,6	1			4	1,5	Управляемое напряжение $U_{прям}$	
1N4002	100	50	0,9	1 000	2,3	25	3500	15	Выпрямительный на 1 А	Промыш. стандарт. группа из 7 диодов
1N4007	1000	50	0,9	1 000	2,3	25	5000	10		
1N5625	400	50	1,1	5 000	2,0	50	2500	45	Выпрямительный на 5 А	Для проводного монтажа
1N1183A	50	1 000	1,1	40 000	1,2	100	–	–	Выпрямитель на большие токи	Выпрямитель противоположной полярности 1N1183RA[d]

[a] $U_{обр}$ (макс.) значение допустимого периодического пикового напряжения при 25°С и токе утечки 10 мкА. [b] $I_{обр}$ (макс.) максимальный обратный ток при напряжении $U_{обр}$ (макс.) и температуре окружающей среды 100°С. [c] Мощные диоды 1N1183A и 1N1183RA «резерсированы» конструктивно – у одного на корпусе «+», у другого «–». *Прим. ред.*

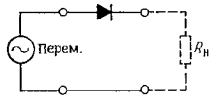


Рис. 1.68. Однополупериодный выпрямитель.

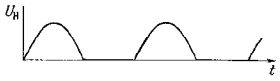


Рис. 1.69.

вышающего прямое напряжение диода (обычно в выпрямителях используют кремниевые диоды, для которых прямое напряжение составляет 0,6 В), выходное напряжение будет иметь вид, показанный на рис. 1.69. Если вы вспомните, что диод – это проводник, пропускающий ток только в одном направлении, то нетрудно понять, как работает схема выпрямителя. Представленная схема называется *однополупериодным выпрямителем*, так как она использует только половину входного сигнала (половину периода).

На рис. 1.70 представлена схема двухполупериодного выпрямителя, а на рис. 1.71 показан ее выходной сигнал. Из графика видно, что входной сигнал используется при выпрямлении полностью. На графике выходного напряжения наблюдаются интервалы с нулевым значением напряжения, они обусловлены

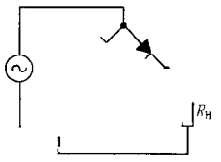


Рис. 1.70. Двухполупериодный мостовой выпрямитель.

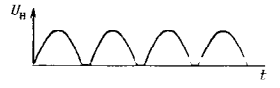


Рис. 1.71.

прямым напряжением диодов. В рассматриваемой схеме два диода всегда подключены последовательно к входу; об этом следует помнить при разработке низковольтных источников питания.

1.27. Фильтрация в источниках питания

Выпрямленные сигналы, полученные в предыдущем разделе, еще не могут быть использованы как сигналы постоянного тока. Дело в том, что их можно считать сигналами постоянного тока только в том отношении, что они не изменяют свою полярность. На самом деле в них присутствует большое количество «пульсаций» (периодических колебаний напряжения относительно постоянного значения), которые необходимо сгладить для того, чтобы получить настоящее напряжение постоянного тока. Для этого схему выпрямителя нужно дополнить фильтром низких частот (рис. 1.72). Вообще говоря, последовательный резистор здесь не нужен, и его, как правило, не включают в схему (если же резистор присутствует, то он имеет очень маленькое сопротивление и служит для ограничения пикового тока выпрямителя). Дело в том, что диоды предотвращают протекание тока разряда конденсаторов, и последние служат скорее как накопители энергии, а не как элементы классического фильтра низких частот. Энергия, накопленная конденсатором, определяется выражением $W = 1/2CU^2$. Если емкость C измеряется в фарадах, а напряжение U – в вольтах, то энергия W будет измеряться в джоулях (в ваттах в 1 с).

Конденсатор подбирают так, чтобы выполнялось условие $R_н C \gg 1/f$ (где f – частота пульсаций, в нашем случае 120 Гц). При этом происходит ослабление

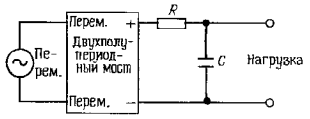


Рис. 1.72.



Рис. 1.73. Определение напряжения пульсаций источника.

пульсаций за счет того, что постоянная времени для разрядки конденсатора существенно превышает время между перезагрузками. В следующем разделе мы поясним это утверждение.

Определение напряжения пульсаций. Приблизительно определить напряжение пульсаций нетрудно, особенно если оно невелико по сравнению с напряжением постоянного тока (рис. 1.73). Нагрузка вызывает разряд конденсатора, который происходит в промежутке между циклами (или половинами циклов для двухполупериодного выпрямления) выходного сигнала. Если предположить, что ток через нагрузку остается постоянным (это справедливо для небольших пульсаций), то $\Delta U = (I/C)\Delta t$ (напомним, что $I = C(dU/dt)$. Подставим значение $1/f$ (или $1/2f$ для двухполупериодного выпрямления) вместо Δt (такая замена допустима, так как конденсатор начинает снова заряжаться меньше, чем через половину цикла). Получим

$\Delta U = I_{нагр}/fC$
(однополупериодное выпрямление),
$\Delta U = I_{нагр}/2fC$
(двухполупериодное выпрямление).

(Наш преподавательский опыт говорит о том, что студенты любят заучивать эти уравнения! Неофициальный опрос, проведенный авторами, показал, что из каждых двух опрошенных инженеров два не помнят эти уравнения. Так что не трудитесь напрасно над бесполезным заучиванием, а лучше научитесь выводить эти зависимости.)

Если воспользоваться экспоненциальной функцией, определяющей изменение напряжения на конденсаторе при его разряде, то результат получим неправильным по следующим причинам:

1. Разряд конденсатора описывается экспоненциальной зависимостью только в том случае, если нагрузка резистивна; в большинстве случаев это не так. Часто на выходе выпрямителя устанавливают *стабилизатор напряжения*, который обеспечивает постоянство выпрямленного напряжения – он выступает в роли нагрузки, через которую протекает постоянный ток.
2. Для источников питания используют, как правило, конденсаторы с точностью 20% и более. При разработке схем следует учитывать разброс параметров компонентов и для страховки производить расчет для наиболее неблагоприятного сочетания их значений.

В таком случае, если считать, что в начальный момент разряд конденсаторов происходит по линейному закону, приближение будет весьма точным, особенно если пульсации невелики. Неточности приближения приводят лишь к некоторой перестраховке – они проявляются в завышении расчетного напряжения пульсаций по сравнению с его истинным значением.

Упражнение 1.27. Разработайте схему двухполупериодного выпрямителя, обеспечивающего на выходе напряжение постоянного тока с амплитудой 10 В. Напряжение пульсаций не должно превышать 0.1 В (двойной амплитуды). Ток в нагрузке составляет 10 мА. Выберите соответствующее входное напряжение переменного тока, учитывая, что падение напряжения на диоде составляет 0.6 В. При расчете правильно задайте частоту пульсаций.

1.28. Схемы выпрямителей для источников питания

Двухполупериодная мостовая схема. На рис. 1.74 показана схема источника питания постоянного тока с мостовым выпрямителем, который мы только что рассмотрели. Промышленность изготавливает мостовые схемы в виде функциональных модулей. Маленькие мостовые модули рассчитаны на предельный ток 1 А и напряжение пробоя от 100 до 600 В, а иногда до 1000 В. Для больших мостовых выпрямителей предельный ток равен 25 А и выше. В табл. 6.4 приведены параметры нескольких типов таких модулей.

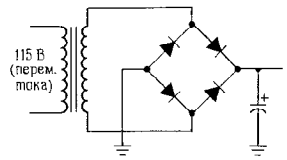


Рис. 1.74. Схема мостового выпрямителя. Значок полярности и электрод в виде дуги служат для обозначения поляризованного конденсатора, заряжать его с другой полярностью недопустимо.

Двухполупериодный однофазный выпрямитель. Схема двухполупериодного однофазного выпрямителя приведена на рис. 1.75. Выходное напряжение здесь в 2 раза меньше, чем в схеме мостового выпрямителя. Схема двухполупериодного однофазного выпрямителя не является эффективной с точки зрения использования трансформатора, так как каждая половина вторичной обмотки используется только в одном полупериоде. В связи с этим ток в обмотке за этот интервал времени в 2 раза больше, чем в простой двухполупериодной схеме. Согласно закону Ома, температура нагрева обмотки пропорциональна произведению I^2R, значит, за время в 2 раза меньшее нагрев будет в 4 раза больше или в среднем больше по сравнению с эквивалентной двухполупериодной схемой. Трансформатор для этой схемы следует выбирать так, чтобы его предельный ток был в 1,4 (в $\sqrt{2}$) раз больше, чем у трансформатора мостовой схемы, в противном случае такой выпрямитель будет более дорогим и более громоздким, чем мостовой

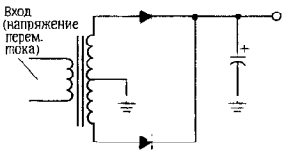


Рис. 1.75. Двухполупериодный выпрямитель на основе трансформатора со средней точкой.

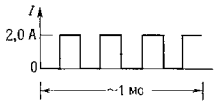


Рис. 1.76.

Упражнение 1.28. Это упражнение поможет вам разобраться в механизме нагрева обмотки, пропорционального I^2R, и понять, в чем проявляется недостаток однофазного выпрямителя. На какое предельное минимальное значение тока должен быть рассчитан плавкий предохранитель, чтобы в цепи мог протекать ток, изменяющийся согласно графику, показанному на рис. 1.76, и имеющий среднюю амплитуду 1 А? Подсказка: предохранитель «перегорает», когда в цепи начинает протекать ток, превышающий предельное значение тока предохранителя. При этом в предохранителе расплавляется металлический проводник (температура его нагрева пропорциональна I^2R). Допустим, что и в нашем случае температурная постоянная времени для плавкого предохранителя значительно больше, чем период прямоугольных колебаний, т. е. предохранитель реагирует на значение I^2, осредненное за несколько периодов входного сигнала.

Расщепление напряжения питания. Широко распространена мостовая однофазная двухполупериодная схема выпрямителя, показанная на рис. 1.77. Она позволяет расщеплять напряжение питания (получать на выходе одинаковые напряжения положительной и отрицательной полярности). Эта схема эффективна, так как в каждом полупериоде входного сигнала используются обе половины вторичной обмотки.

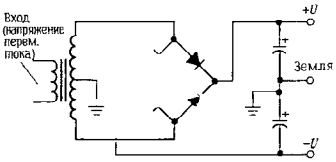


Рис. 1.77. Формирование двухполярного (расщепленного) напряжения питания

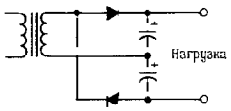


Рис. 1.78. Удвоитель напряжения.

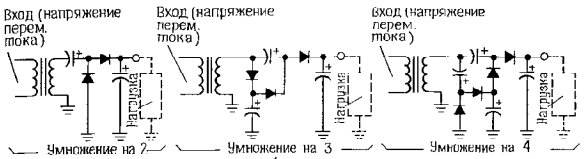


Рис. 1.79. Схемы умножения напряжения; наличие источника с плавающим напряжением в представленных схемах не обязательно.

Выпрямители с умножением напряжения. Схема, показанная на рис. 1.78, называется удвоителем напряжения. Для того чтобы понять, как работает эта схема, представьте, что она состоит из двух последовательно соединенных выпрямителей. Фактически эта схема является двухполупериодным выпрямителем, так как она работает в каждом полупериоде входного сигнала – частота пульсаций в 2 раза превышает частоту колебаний питающей сети (для сети с частотой 60 Гц, как в США, частота пульсаций составляет 120 Гц).

Разновидности этой схемы позволяют увеличивать напряжение в 3, 4 и более раз. На рис. 1.79 показаны схемы выпрямителей, обеспечивающие увеличение напряжения в 2, 3 и 4 раза, в которых один конец обмотки трансформатора заземлен.

1.29. Стабилизаторы напряжения

Путем увеличения емкости конденсатора можно уменьшить пульсации напряжения до требуемого уровня. Такой способ борьбы с пульсациями имеет два недостатка:

1. Конденсаторы нужной емкости могут оказаться недопустимо громоздкими и дорогими.
2. Даже в том случае, когда пульсации уменьшены до пренебрежимо малого уровня, наблюдаются колебания выходного напряжения, обусловленные уже другими причинами, например, изменения входного напряжения сети ведут к флуктуациям выходного напряжения постоянного тока. Кроме того, изменение выходного напряжения может быть вызвано изменением тока нагрузки, так как трансформатор, диод и другие элементы обладают конечным внутренним сопротивлением. Иначе говоря, для эквивалентной схемы источника питания постоянного тока справедливо соотношение $R > 0$.

Более правильный подход к разработке источника питания состоит в том, чтобы с помощью конденсатора уменьшить пульсации до некоторого уровня (чтобы они составляли, например, 10% от напряжения постоянного тока), а затем, для устранения остатков пульсаций, использовать *схему с обратной связью*. Такая схема содержит управляемый резистор (транзистор), подключаемый последовательно к выходу схемы, за счет которого уровень выходного напряжения поддерживается постоянным (рис. 1.80).

Подобные стабилизаторы напряжения используют почти повсеместно в качестве источников питания для электронных схем. В настоящее время промышленность выпускает стабилизаторы напряжения в виде законченных, готовых к ис-

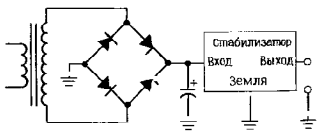


Рис. 1.80. Стабилизатор напряжения постоянного тока.

пользованию модулей. На основе стабилизатора напряжения можно построить удобный для работы источник питания, которому не страшны никакие опасности (короткие замыкания, перегрев и т. п.) и характеристики которого удовлетворяют самым высоким требованиям, предъявляемым к источнику напряжения (например, внутреннее сопротивление такого источника измеряется в миллиомах). Источники питания постоянного тока со стабилизаторами напряжения мы рассмотрим в гл. 6.

1.30. Примеры использования диодов

Выпрямление сигналов. Бывают такие случаи, помимо тех, что мы рассмотрели выше, когда сигнал должен иметь только одну полярность. Если входной сигнал не является синусоидальным, то говорить о его выпрямлении не принято, хотя процесс выпрямления применим и к нему. Например, требуется получить последовательность импульсов, совпадающих с моментами нарастания прямоугольного сигнала. Проще всего продифференцировать прямоугольный сигнал, а затем выпрямить его (рис. 1.81). Следует всегда иметь в виду, что прямое напряжение диода составляет приблизительно 0,6 В. На выходе нашей схемы, например, сигнал будет получен лишь в том случае, когда двойная амплитуда прямоугольного входного сигнала будет не меньше 0,6 В. Это условие накладывает определенные ограничения на разработку схемы, но известны приемы, с помощью которых их можно преодолеть. Например, можно воспользоваться *диодом Шоттки*, для которого прямое напряжение составляет около 0,25 В (можно также использовать так называемый *обращенный диод* с нулевым прямым напряжением, но его применение ограничено из-за того, что он имеет малое напряжение пробоя). Можно также воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.82. Прямое напряжение на диоде $Д_2$ компенсируется за счет диода $Д_1$, обеспечивающего смещение величиной 0,6 В. Это смещение определяет порог проводимости для $Д_2$. Формирование смещения с помощью диода $Д_1$ (а не с помощью, например, делителя напряжения) имеет следующие преимущества: нет необходимости проводить регулировку уровня смещения, так как схема обеспечивает почти идеальную компенсацию; изменение прямого напряжения диодов (связанное, например, с изменением температуры) компенсируется и не сказывается на работе схемы. В дальнейшем мы еще не раз встретим компенсацию изменений прямого напряжения с помощью согласованной пары диодов, транзисторов и полевых транзисторов: этот прием очень эффективен и прост в исполнении.

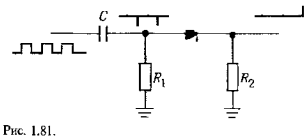


Рис. 1.81.

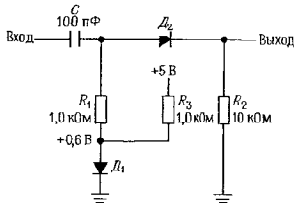


Рис. 1.82. Компенсация прямого напряжения на диоде в схеме диодного ограничителя сигналов.

Диодные вентили. Еще одна область применения диодов основана на их способности пропускать большее из двух напряжений, не оказывая влияния на меньшее. Схемы, в которых используется это свойство, объединены в семейство *логических* схем. Рассмотрим схему с *резервной батареей питания*, она используется в устройствах, которые должны работать непрерывно даже при отключениях питания (например, точные электронные часы). Схема, показанная на рис. 1.83, включает как раз такую батарею. В отсутствие сбоев питания батарея не работает, при возникновении сбоя питание на схему начинает поступать от батареи, при этом перерыва в подаче питания не происходит.

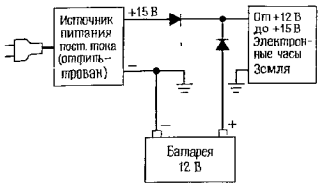


Рис. 1.83. Диодный вентиль ИЛИ с резервной батареей питания.

Упражнение 1.29. Измените схему так, чтобы батарея заряжалась от источника постоянного тока (в том случае, разумеется, когда питание есть) током 10 мА (такая схема нужна для того, чтобы поддерживать заряд батареи).

Диодные ограничители. В тех случаях, когда необходимо ограничить диапазон изменения сигнала, например напряжения, можно воспользоваться схемой, показанной на рис. 1.84. Благодаря диоду выходное напряжение не может превышать значения +5,6 В, при этом наличие диода никак не сказывается на меньших значениях напряжения (в том числе и на отрицательных); единственное условие состоит в том, что отрицательное входное напряжение не должно достигать значения напряжения пробоя (например, для диода типа 1N914 это значение составляет −70 В). Во всех схемах семейства цифровых логических КМОП-схем используются входные диодные ограничители. Они предохраняют эти чувствительные схемы от разрушения под действием разрядов статического электричества.

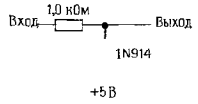


Рис. 1.84. Диодный ограничитель напряжения.

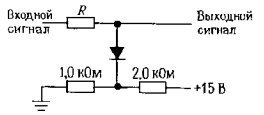


Рис. 1.85.

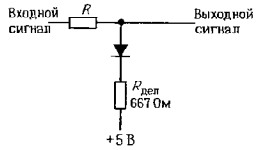


Рис. 1.86.

Упражнение 1.30. Разработайте схему симметричного ограничителя, задающего диапазон изменения сигнала от −5,6 до +5,6 В.

Эталонное опорное напряжение можно подавать на ограничитель от делителя напряжения (рис. 1.85). Если делитель напряжения заменить его эквивалентной схемой, то исходная схема преобразуется к виду, представленному на рис. 1.86. Анализируя преобразованную схему, можно заключить, что импеданс со стороны выхода делителя напряжения ($R_{дел}$) должен быть мал по сравнению с сопротивлением R. Когда диод открыт (входное напряжение превышает напряжения ограничения), выходное напряжение совпадает с напряжением, снимаемым с делителя, при этом нижнее плечо делителя представлено эквивалентным сопротивлением (рис. 1.87). Следовательно, для указанных параметров схемы выходное напряжение для треугольного входного сигнала будет иметь вид, показанный на рис. 1.88. Затруднение здесь возникает в связи с тем, что делитель напряжения не обеспечивает жесткофиксированного зна-

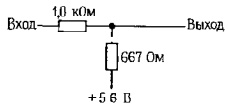


Рис. 1.87.

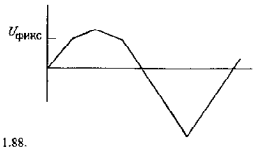


Рис. 1.88.

чения эталонного напряжения. Хорошо зафиксированный опорный эталонный сигнал не «плывет», а это значит, что источник такого напряжения обладает небольшим импедансом (имеется в виду эквивалентный импеданс).

На рис. 1.85 показан простой способ, с помощью которого можно «зафиксировать» схему ограничителя по крайней мере для *высокочастотных* сигналов – для этого к резистору 1 кОм нужно подключить шунтирующий конденсатор. Например, конденсатор емкостью 15 мкФ с одним заземленным выводом на частотах выше 1 кГц уменьшает импеданс со стороны входа делителя до значения ниже 10 Ом. (Аналогично можно подключить конденсатор к $Д_1$, как показано на рис. 1.82). Само собой разумеется, эффективность этого приема тем ниже, чем ниже частота, а для постоянного тока этот прием просто бесполезен.

На практике малое значение импеданса эталонного источника обеспечивается за счет использования транзистора или операционного усилителя. Такой способ, конечно, лучше, чем использование резисторов с очень малым сопротивлением, так как он не приводит к потреблению больших токов и обеспечивает значения импеданса порядка нескольких ом и ниже. Следует отметить, что известны и другие схемы ограничения, в которых используются операционные усилители. Об этих схемах мы поговорим в гл. 4.

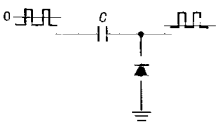


Рис. 1.89. Восстановление сигнала по постоянному току.

Интересным примером является использование ограничителя для восстановления сигнала по постоянному току в случае емкостной связи по переменному току. Смысл сказанного поясняет рис. 1.89. Подобные приемы необходимо использовать в схемах, входы которых работают аналогично диодам (например, это могут быть транзисторы с заземленным эмиттером), в противном случае при наличии емкостной связи сигнал просто пропадает.

Двусторонний ограничитель. Еще один ограничитель показан на рис. 1.90. Эта схема ограничивает «размах» выходного сигнала и делает его равным падению напряжения на диоде, т.е. приблизительно 0,6 В. Может показаться, что это – очень малое значение, но если следующим каскадом схемы является усилитель с большим коэффициентом усиления по напряжению, то входной сигнал для него всегда должен быть немногим больше чем 0 В, иначе усилитель попадет в режим «насыщения» (например, если коэффициент усиления каскада равен 1000, а питающее напряжение составляет ± 15 В, то входной сигнал не должен превышать диапазон ± 15 мВ). Описанная схема часто используется в качестве защиты на входе усилителя с большим коэффициентом усиления.

Диоды как нелинейные элементы. Мы получим достаточно хорошее приближение, если будем считать, что ток через диод пропорционален экспоненциальной функции от напряжения на нем при данной температуре (точная зависимость между током и напряжением дается в разд. 2.10). В связи с этим диод можно использовать для получения выходного

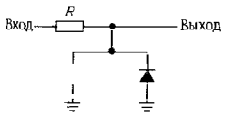


Рис. 1.90. Диодный ограничитель.

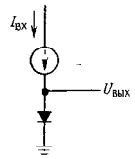


Рис. 1.91. Логарифмический преобразователь: идея схемы основана на нелинейной вольт-амперной характеристике диода.

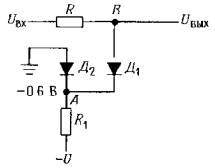


Рис. 1.93. Компенсация падения напряжения на диоде в логарифмическом преобразователе.

напряжения, пропорционального логарифму тока (рис. 1.91). Поскольку напряжение U лишь незначительно отклоняется от значения 0,6 В (под воздействием колебаний входного тока), входной ток можно задавать с помощью резистора при условии, что входное напряжение значительно превышает падение напряжения на диоде (рис. 1.92).

На практике иногда желательно, чтобы в выходном напряжении присутствовало смещение 0,6 В, обусловленное падением напряжения на диоде. Кроме того, желательно, чтобы схема не реагировала на изменения температуры. Эти требования позволяет удовлетворить метод диодной компенсации (рис. 1.93). Резистор R_1 открывает диод $Д_2$ и создает в точке A напряжение, равное $-0,6$ В. Потенциал точки B близок к потенциалу земли (при этом ток $I_{вх}$ строго пропорционален напряжению $U_{вх}$). Если два одинаковых диода находятся в одинаковых температурных условиях, то напряжения на них полностью компенсируют друг друга, за исключением, конечно, той разницы, которая обусловлена входным током, протекающим через диод $Д_1$, и которая определяет выходное напряжение. Для этой схемы резистор R_1 следует выбирать таким, чтобы ток через диод $Д_2$ был значительно больше максимального входного

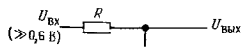


Рис. 1.92.

тока. При этом условии диод $Д_2$ будет открыт.

В главе, посвященной операционным усилителям, мы рассмотрим более совершенные схемы логарифмических преобразователей и более точные методы температурной компенсации. Они позволяют обеспечивать высокую точность преобразования – ошибка достигает всего нескольких процентов для шести и более декад изменения входного тока. Но для того, чтобы заняться такими схемами, необходимо сначала изучить характеристики диодов, транзисторов и операционных усилителей. Настоящий раздел служит лишь предисловием к такому изучению.

1.31. Индуктивные нагрузки и диодная защита

Что произойдет, если разомкнуть переключатель, управляющий током через индуктивность? Индуктивность, как известно, характеризуется следующим свойством: $U = L(dI/dt)$, а из этого следует, что ток нельзя выключить моментально, так как при этом на индуктивности появилось бы бесконечное напряжение. На самом деле напряжение на индуктивности резко возрастает и продолжает увеличиваться до тех пор, пока не появится ток. Электронные устройства, которые управляют индуктивными нагрузками, могут не выдержать такого роста напряжения, особенно это относится к компонентам, в которых при некоторых значениях напряжения наступает «пробой». Рассмотрим схему, представленную

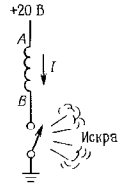


Рис. 1.94. Индуктивный «бросок».

на рис. 1.94. В исходном состоянии переключатель замкнут и через индуктивность (в качестве которой может выступать, например, обмотка реле) протекает ток. Когда переключатель разомкнут, индуктивность «стремится» обеспечить ток между точками *A* и *B*, протекающий в том же направлении, что и при замкнутом переключателе. Это значит, что потенциал точки *B* становится более положительным, чем потенциал точки *A*. В нашем случае разница потенциалов может достичь 1000 В, прежде чем в переключателе возникнет электрическая дуга, которая и замкнет цепь. При этом укорачивается срок службы переключателя и возникают импульсные наводки, которые могут оказывать влияние на работу близлежащих схем. Если представить себе, что в качестве переключателя используется транзистор, то срок службы такого переключателя не укорачивается, а просто становится равным нулю!

Чтобы избежать подобных неприятностей лучше всего подключить к индуктивности диод, как показано на рис. 1.95. Когда переключатель замкнут, диод смещен в обратном направлении (за счет падения напряжения постоянного тока на обмотке катушки индуктивности). При размыкании переключателя диод открывается и потенциал контакта переключателя становится выше потенциала положительного питающего напряжения на величину падения напряжения на диоде. Диод нужно подобрать так, чтобы он выдерживал начальный ток, равный току, протекающему в установившемся режиме через индуктивность: подойдет, например диод типа 1N4004.

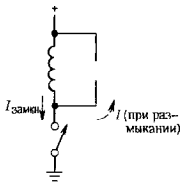


Рис. 1.95. Блокирование индуктивного броска.

Единственным недостатком описанной схемы является то, что она затягивает затухание тока, протекающего через катушку, так как скорость изменения этого тока пропорциональна напряжению на индуктивности. В тех случаях, когда ток должен затухать быстро (например, быстродействующие контактные печатающие устройства, быстродействующие реле и т. д.), лучший результат можно получить, если к катушке индуктивности подключить резистор, подобрав его так, чтобы величина $U_п + IR$ не превышала максимального допустимого напряжения на переключателе. (Самое быстрое затухание для данного максимального напряжения можно получить, если подключить к индуктивности зенеровский диод, который обеспечивает затухание по линейному, а не по экспоненциальному закону.)

Диодную защиту нельзя использовать для схем переменного тока, содержащих индуктивности (трансформаторы, реле переменного тока), так как диод будет открыт на тех полупериодах сигнала, когда переключатель замкнут. В подобных случаях рекомендуется использовать так называемую *RC*-демпфирующую цепочку (рис. 1.96). Приведенные на схеме значения *R* и *C* являются типовыми для небольших индуктивных нагрузок, подключаемых к силовым линиям переменного тока. Демпфер такого типа следует предусматривать во всех приборах, работающих от напряжений силовых линий переменного тока, так как трансформатор представляет собой индуктивную нагрузку. Для защиты можно также использовать такой элемент, как металлоксидный варистор. Он представляет собой недорогой элемент, похожий по внешнему виду на керамический конденсатор, а по электрическим характеристикам – на двунаправленный зенеровский диод. Его можно использовать в диапазоне напряжений от 10 до 1000 В для значений токов, достигающих тысяч ампер (см. разд. 6.11 и табл. 6.2). Подключение варистора к внешним выводам схемы позволяет не только предотвратить индуктивные наводки на близлежащие приборы, но также погасить большие всплески сигнала, возникающие иногда в силовой линии и представляющие серьезную угрозу для оборудования.

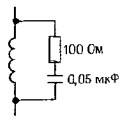


Рис. 1.96. *RC*-«демпфер» для подавления индуктивного броска.

ДРУГИЕ ПАССИВНЫЕ КОМПОНЕНТЫ

В последующих разделах представлены разнообразные компоненты, находящие широкое применение при разработке электронных схем. Те, кто уже имеет опыт разработок, могут безболезненно перейти к следующей главе.

1.32. Электромеханические элементы

Переключатели. Переключатели имеются в схемах почти всегда. Несмотря на свою простоту, они играют существенную роль в электронной технике и вполне заслуживают того, чтобы им было посвящено несколько параграфов в нашей книге. На рис. 1.97 показано несколько распространенных типов переключателей.



Рис. 1.97. Панельные тумблеры

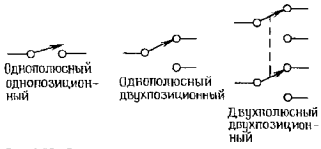


Рис. 1.98. Основные типы переключателей.

Тумблеры. В зависимости от числа полюсов или подвижных контактов тумблеры бывают нескольких типов. Наиболее распространены одно- и двухпозиционные тумблеры, показанные на рис. 1.98. Промышленность выпускает также трехпозиционные тумблеры, среднее положение которых соответствует состоянию «выключено»; они могут переключать одновременно до четырех контактных групп. Тумблерные переключатели работают по принципу «разомкнут-замкнут», это значит, что подвижный контакт никогда не замыкает оба вывода переключателя одновременно.

Кнопочные переключатели. Кнопочные переключатели полезны в тех случаях, когда требуется обеспечить мгновенный контакт; их схематическое изображение представлено на рис. 1.99 (кнопочные выключатели бывают двух типов: нормально разомкнутые (НР) и нормально замкнутые (НЗ)). В двухпозиционном переключателе выводы обозначают НР и НЗ, в однопозиционном переключателе двойное обозначение излишне. Кнопочные переключатели всегда работают по принципу «разомкнут-замкнут». Электротехническая промышленность маркирует выключатели символами *A*, *B* и *C*, которые соответствуют однополюсному одно-

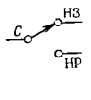


Рис. 1.99. Кнопочные выключатели (мгновенный контакт).

позиционному переключателю типа НР, однополюсному однопозиционному переключателю типа НЗ и однополюсному двухпозиционному переключателю соответственно.

Поворотные переключатели. Существующие поворотные переключатели очень разнообразны по своей конструкции: они имеют различное число полюсов (ламелей) и рассчитаны на большое число позиций. Поворотные переключатели могут быть замыкающими (работают по принципу «замкнут-разомкнут») и незамыкающими (работают по принципу «разомкнут-замкнут»), причем очень часто эти два типа сочетаются в одном переключателе. Замыкающие переключатели используют в тех случаях, когда схема в промежуточном положении переключателя должна представлять собой замкнутый контур, при наличии разомкнутых входов состояние схемы непредсказуемо. Незамыкающие переключатели используют, например, для подключения нескольких шин к одной общей, при этом не допускается соединения отдельных шин между собой.

Другие типы переключателей. Помимо основных типов переключателей, перечисленных выше, промышленность выпускает и некоторые специальные переключатели, например переключатели, принцип действия которых основан на эффекте Холла, магнитоуправляемые реле, язычковые переключатели и др. Все переключатели характеризуются предельными значениями токов и напряжений; для небольшого тумблерного переключателя предельное значение напряжения составляет 150 В, а предельное значение тока – 5 А. Если переключатель работает с индуктивной нагрузкой, то его срок службы резко сокращается в связи с тем, что в момент отклонения нагрузки в выключателе возникает дуговой разряд.

Примеры схем с переключателями. Рассмотрим такую задачу: предупредительный звонок должен включаться при условии, что водитель сел за руль машины, а одна из дверц открыта. К дверцам машины и к сиденью водителя подключены переключатели типа НР. На рис. 1.100

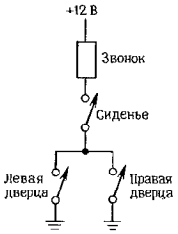


Рис. 1.100.

показана схема, с помощью которой можно решить поставленную задачу. Если открыта одна ИЛИ другая дверца И замкнут переключатель, связанный с сиденьем, то включается звонок. Союзы ИЛИ, И имеют здесь смысл операций булевой логики. К этому примеру мы еще вернемся в гл. 2 и в гл. 8, когда будем рассматривать транзисторы и цифровые логические схемы.

На рис. 1.101 показана классическая схема с выключателем, которая используется для включения и выключения света в комнате с помощью выключателей, установленных у двух дверей комнаты.

Упражнение 1.31. Не всякий разработчик электронных схем знает то, что известно любому *электромонтеру* – как сделать такое приспособление, чтобы можно было включать и выключать свет с помощью N *выключателей, где* N – произвольное число. Подумайте, как соответствующим образом обобщить схему, представленную на рис. 1.101. Для решения задачи потребуется два однополюсных двухпозиционных переключателя и $N-2$ двухполюсных двухпозиционных. (Подсказка: сначала придумайте, как с помощью двухполюсного двухпозиционного переключателя замкнуть пару проводов).

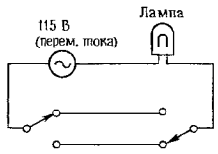


Рис. 1.101. «Строенный» переключатель профессионального электромонтера.

Реле. Реле – это управляемые переключатели. Простейшее реле состоит из катушки и сердечника – катушка втягивает сердечник, когда по ней протекает ток достаточной величины. Промышленность выпускает различные по конструкции типы реле, среди них можно выделить реле «защелки» и реле «ступенчатого» типа (шаговые искатели). Последние послужили основой создания телефонных станций, а сейчас они широко используются в игральных автоматах. Промышленность выпускает реле постоянного и переменного тока и для значений напряжения на катушке от 5 до 110 В. Для быстродействующих схем (1 мс) предназначены ртутные и язычковые реле, специальные мощные реле используются в электропитании; они работают с токами, достигающими нескольких тысяч ампер. Там, где раньше использовали реле, теперь часто прибегают к помощи полевых транзисторов, а для напряжений переменного тока используют так называемые реле на твердом теле. Основное назначение реле состоит в дистанционном переключении электрических цепей и в переключении высоковольтных линий. В связи с тем, что электрические схемы должны быть изолированы от линий питающего напряжения переменного тока, реле используют для переключения питающих напряжений переменного тока, при этом управляющие сигналы должны быть изолированы.

Разъемы. Разъем представляет собой неотъемлемую (и, как правило, самую ненадежную) часть любого электронного аппарата. Функции разъема состоят в подаче сигналов на вход прибора и передаче их с его выходов на другие схемы, в передаче сигналов и питания постоянного тока между различными узлами схемы прибора. Благодаря разъемам можно заменять в приборах отдельные печатные платы и целые модули, обеспечивая тем самым гибкость схемной реализации электронного оборудования. Промышленность выпускает самые разнообразные разъемы, различающиеся по форме и размерам.

Штеккерные разъемы. Простейший разъем (однополюсная вилка с гнездом) представляет собой штырьевой или плоский («банановый») контакт и используется в универсальных измерительных приборах, источниках питания и т. п. Такие разъемы легко достать, они недороги, но, пожалуй, не так полезны на практике, как коаксиальные резъемы для экранированного кабеля или многоконтактные разъемы. Разновидностью простейшего разъема является зажим («крокодил»), который известен в основном тем, что им неудобно пользоваться.

Разъемы для экранированных кабелей. Для предотвращения емкостной связи, а также по ряду других причин, о которых речь пойдет в гл. 13, желательно осуществлять передачу сигнала от одного прибора к другому по экранированному коаксиальному кабелю. Наиболее распространены цилиндрические разъемы (типа BNC), которые устанавливают на передней панели приборов. Сочленение частей разъема осуществляется при помощи резьбового соединения путем поворота на 90°, при этом замыкается как экранирующая цепь (земля), так и цепь сигнала. Этот разъем, как и всякий другой, служит для подключения к прибору кабеля, поэтому он состоит из двух сочленяющихся частей, одна из которых устанавливается на панели прибора, а другая присоединяется к кабелю (рис. 1.102).

К этому семейству разъемов для коаксиальных кабелей относятся: разъемы типа TNC (ближайший родственник разъема типа BNC, но с резьбой на корпусе), хороший, но громоздкий разъем типа N,

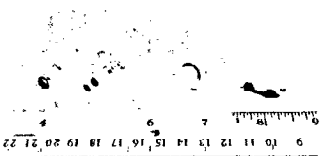


Рис. 1.102. Для экранированного (коаксиального) кабеля чаще всего используют разъемы типа BNC. Слева направо: гнездо разъема, соединенное с кабелем; стандартная вилка, которая устанавливается на панели прибора; две вилки с изолирующей вставкой; Т-образный разъем типа BNC (очень удобная вещь).

миниатюрный разъем типа SMA, субминиатюрный разъем типа LEMO и SMC, и разъем типа MHV, представляющий собой разновидность разъема типа BNC, предназначенную для высоковольтных цепей. Так называемый граммофонный разъем, используемый в схемах звуковых частот, представляет собой яркий пример плохой конструкции – при соединении частей разъема сигнальная цепь замыкается раньше, чем экранирующая; более того, конструкция разъема такова, что и экранирующая, и центральная части разъема, как правило, обеспечивают плохой контакт. А результат плохого контакта вы без сомнения слышали! Чтобы не отстать, телевизионная промышленность выпустила свой собственный плохой стандарт, «коаксиальный разъем» типа F – в нем на штырь разъема, соединяемого с кабелем, выводится внешний провод коаксиального кабеля, и очень некачественно сделан экран на той части, которая устанавливается на панели прибора.

Многоконтактные разъемы. Для электронных приборов очень часто нужны многожильные кабели и соответственно многоконтактные разъемы. Промышленность выпускает десятки типов таких разъемов. Простейшим является разъем для 3-жильного провода. К числу наиболее распространенных относятся также субминиатюрные разъемы типа *D* из серии разъемов Winchester MRA, уже давно испытанные и заслужившие доверие разъемы типа MS, а также разъемы для гибкого кабеля (рис. 1.103). Имейте в виду, что некоторые разъемы требуют осторожного обращения, например миниатюрные шестиугольные разъемы, которые нельзя ронять на пол, а в некоторых нет никакого приспособления, фиксирующего взаимное положение частей разъема (это относится, например, к разъемам серии Jones 300).

Торцевые разъемы для печатных плат. Для печатных плат чаще всего используются торцевые разъемы, состоящие из гнезда и вилки с позолоченными штырьевыми контактами, устанавливаемой на торце платы. Выпускаемые промышленностью торцевые разъемы имеют от 15 до 100 контактов и различное конструктивное оформление. Разъемы можно устанавливать на специальной плате, печатный монтаж которой обеспечивает соединение отдельных печатных плат устройства. В схемах, состоящих всего из нескольких печатных плат, могут потребоваться вилки разъемов для печатных плат и гнезда кабельных разъемов (в гл. 12 приведены некоторые фотографии, на которых видны примеры использования разъемов).

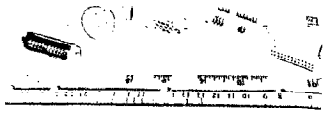


Рис. 1.103. Некоторые многоконтактные разъемы. Слева направо: малогабаритный *D*-образный разъем, выпускаемый как для кабелей, так и для установки на панелях приборов; количество контактов: 9, 15, 25, 37 или 50; старый, заслуженный разъем типа MS, выпускается с разнообразным количеством контактов и в различном конструктивном оформлении, некоторые разновидности предназначены для коаксиальных кабелей; миниатюрный разъем (типа Winchester MRA) с фиксирующими винтами, выпускается несколько разновидностей, различающихся габаритными размерами; разъем для печатных плат, гнездо предназначено для гибкого кабеля.

1.33. Индикаторы

Измерительные приборы. Значения напряжения или тока можно определять с помощью стрелочных показывающих приборов или по цифровым индикаторам. Последние, конечно, более дороги, но они имеют и более высокую точность. Промышленность выпускает измерительные приборы и первого, и второго типа как для токов, так и для напряжений. Выпускаются также уникальные датчики для приборных досок, которые позволяют определять значения уровня громкости (по децибельной шкале звука), большие значения напряжения переменного тока (от 105 до 130 В), значения температуры (с помощью термопары), процентной нагрузки мотора, частоты и т. д. В цифровых датчиках часто предусмотрены логические выходы, которые позволяют использовать показания датчика для ввода в какой-либо другой прибор.

Лампы и светодиоды. Представим себе картинку из научно-фантастического фильма – вспышки света, экраны, заполненные таинственными и непонятными цифрами и символами, жуткие звуки ... И все эти эффекты, за исключением звуковых, создаются с помощью ламп и дисплеев (см. разд. 9.10). В качестве индикаторов для лицевых панелей приборов долгое время использовали небольшие лампы накаливания, теперь им на смену пришли светодиоды. Они ведут себя как обычные диоды, но прямое напряжение для них составляет от 1,5 до 2,5 В. Когда светодиод открыт, через него протекает ток и он излучает свет. Для получения достаточной яркости света обычно требуется ток от 5 до 20 мА. Светодиоды дешевле, чем лампы накаливания, никогда не перегорают и бывают трех цветов (красные, желтые и зеленые). Поступают в продажу в удобном для использования виде.

Светодиоды используются также в цифровых дисплеях, например, в калькуляторах находит применение 7-сегментный цифровой дисплей. Для отображения и букв, и цифр (алфавитно-цифровой дисплей) можно использовать 16-сегментный или матричный дисплей. Для маломощных схем или схем, предназначенных для работы на улице, лучше всего использовать дисплей на жидких кристаллах.

1.34. Переменные компоненты

Резисторы. Переменные резисторы или потенциометры используют для регулирования в схемах, их ручки часто выводят на панели приборов. Наиболее распространенным является потенциометр типа АВ, рассчитанный на мощность до 2 Вт; этот потенциометр изготовлен из того же материала, что и постоянный композитный резистор, и имеет скользящий контакт. Потенциометры других типов изготовляют из керамических материалов и пластиков; они обладают улучшенными характеристиками. Более высоким разрешением и более высокой линейностью обладают многооборотные потенциометры (3,5 или 10 оборотов). В ограниченном количестве промышленность выпускает также сблокированные потенциометры (несколько независимых секций, собранных на одной оси) для тех областей применения, где нужны именно такие потенциометры.

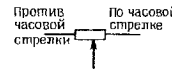


Рис. 1.104. Потенциометр (переменный резистор с тремя выводами).

Потенциометры, о которых шла речь, устанавливают чаще всего на лицевых панелях приборов, внутри же приборов устанавливают *подстроечные потенциометры*, которые также бывают одно- и многооборотными и могут быть установлены на платах с печатным монтажом. Они используются, например, при калибровке прибора, которая выполняется «раз и навсегда». Полезный совет: не поддавайтесь соблазну установить в схеме побольше потенциометров. Лучше потратить больше сил на разработку, чем на регулировку.

На рис. 1.104 показано условное обозначение потенциометра. Обозначения «по часовой стрелке» и «против часовой стрелки» указывают направление вращения.

И еще один совет по работе с переменными резисторами: не стремитесь к тому, чтобы заменить потенциометром резистор с определенным сопротивлением. Соблазн, конечно, велик – ведь с помощью потенциометра можно установить такое значение сопротивления, какое хочется. Вся беда в том, что стабильность потенциометра ниже, чем стабильность хорошего (1%) резистора и, кроме того, потенциометры не дают хорошего разрешения (т. е. с их помощью нельзя точно

установить значение сопротивления). Если на каком-либо участке схемы нужно установить точное значение сопротивления, воспользуйтесь сочетанием прецизионного резистора (1% и выше) и потенциометра, причем большая часть сопротивления должна определяться постоянным резистором. Например, если нужно получить сопротивление 23,4 кОм, воспользуйтесь последовательным соединением постоянного резистора с сопротивлением 22,6 кОм (точность 1%) и подстроечного потенциометра с сопротивлением 2 кОм. Можно также использовать последовательное соединение нескольких прецизионных резисторов, в котором самый маленький по величине резистор дополняет полное сопротивление до нужного точного значения.

В дальнейшем вы узнаете, что в некоторых случаях в качестве переменных резисторов, управляемых напряжением, можно использовать полевые транзисторы. Транзисторы можно использовать в качестве усилителей с переменным коэффициентом усиления, управляемым напряжением. Все эти идеи могут сослужить вам добрую службу в будущем, не оставляйте их без внимания.

Конденсаторы. Переменные конденсаторы имеют, как правило, небольшие емкости (до 100 пФ) и используются в радиочастотных схемах. Подстроечные конденсаторы бывают двух типов — для внутрисхемных и внешних регулировок. На рис. 1.105 показано условное обозначение переменного конденсатора.

Диоды, к которым приложено обратное напряжение, можно использовать в качестве переменных конденсаторов, управляемых напряжением; такие диоды называют варикапами, варакторами или параметрическими диодами. Наиболее широко они используются на радиочастотах, особенно при автоматической регулировке частоты, в модуляторах и параметрических усилителях.

Индуктивности. Переменная индуктивность представляет собой катушку, в которой перемещается сердечник. Такие катушки обычно имеют индуктивность от нескольких микрогенри до нескольких генри и диапазон настройки 2:1. Промышленность выпускает также поворотный индуктор (состоит из катушки без сердечника и вращающегося скользящего контакта).



Рис. 1.105. Переменный конденсатор.

Трансформаторы. Переменные трансформаторы очень полезны для практического применения, особенно те из них, которые работают от силовой сети с напряжением 115 В переменного тока. Их называют автотрансформаторами, и они состоят из одной обмотки и скользящего контакта. Их называют еще вариаками, а выпускают их такие фирмы, как Technipower, Superior Electric и др. Формируемое ими выходное напряжение переменного тока меняется от 0 до 135 В при входном напряжении 115 В, ток нагрузки 1–20 А и выше. Автотрансформаторы нужны для измерительных приборов, на которые могут влиять колебания в питающем напряжении. Замечание: учтите, что выход автотрансформатора не изолирован электрически от силовой линии, как в случае с трансформатором.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Для делителя напряжения, изображенного на рис. 1.106, составьте эквивалентную схему (источник тока и параллельный резистор). Покажите, что выходное напряжение эквивалентной схемы равно выходному напряжению реальной схемы при подключении в качестве нагрузки резистора сопротивлением 5 кОм.

(2) Для схемы, изображенной на рис. 1.107, составьте эквивалентную. Совпадают ли значения эквивалентных параметров в этом примере и в схеме на рис. 1.106?

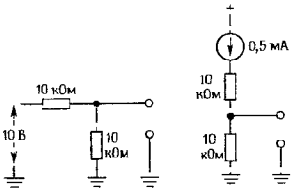


Рис. 1.106.

Рис. 1.107.

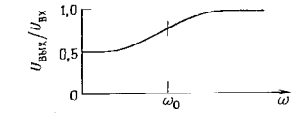


Рис. 1.108.



Рис. 1.109.

(3) Разработайте схему фильтра звуковых частот, который бы подавлял «грохот». Он должен пропускать частоты выше 20 Гц (точка −3 дБ должна соответствовать частоте 10 Гц). Считайте, что источник имеет нулевой импеданс (идеальный источник напряжения), а нагрузка (минимальная) имеет сопротивление 10 кОм (принимая во внимание это условие, можно выбрать значения R и C таким образом, чтобы нагрузка не оказывала существенного влияния на работу фильтра).

(4) Разработайте схему фильтра звуковых частот, который бы ослаблял шипение иглы (точке −3 дБ соответствует частота 10 кГц). Источник и импеданс имеют те же параметры, что в упражнении 3.

(5) Как из резисторов и конденсаторов собрать фильтр, чтобы он имел такую характеристику, как показанная на рис. 1.108?

(6) Разработайте схему широкополосного RC-фильтра (рис. 1.109): частоты f_1 и f_2 соответствуют спаду −3 дБ. Подберите полные сопротивления так, чтобы второй каскад не оказывал существенного влияния как нагрузка на первый каскад.

(7) Изобразите график выходного напряжения для схемы, представленной на рис. 1.110.

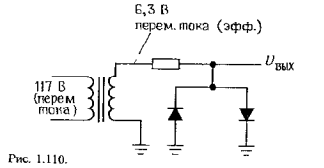


Рис. 1.110.

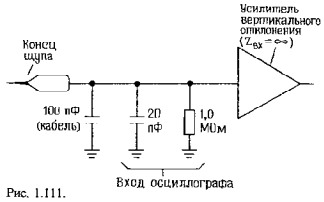


Рис. 1.111.

(8) Разработайте схему щупа осциллографа с масштабным коэффициентом 1:10 (см. приложение А). Входной импеданс осциллографа определяется сопротивлением 1 МОм и параллельной емкостью 20 пФ. Допустим, что кабель щупа вносит дополнительную емкость 100 пФ, а все элементы установлены на конце щупа (а не на том конце кабеля, который соединяется с осциллографом) (рис. 1.111). Схема должна давать ослабление 20 дБ (10) на всех частотах, включая сигналы постоянного тока. Щуп с масштабным коэффициентом 1:10 позволяет увеличить полное сопротивление нагрузки, подключаемой к испытуемой схеме, тем самым удается уменьшить влияние нагрузки на эту схему. Каким входным импедансом (параллельное соединение R и C) обладает щуп по отношению к тестируемой схеме?

ГЛАВА 2

ТРАНЗИСТОРЫ

ВВЕДЕНИЕ

Транзистор – это один из основных «активных» компонентов. Он представляет собой устройство, которое может усиливать входной сигнал по мощности. Увеличение мощности сигнала происходит за счет внешнего источника питания. Отметим, что увеличение амплитуды сигнала не является в данном случае определяющим. Так, например, повышающий трансформатор – «пассивный» компонент, такой же, как резистор или конденсатор, обеспечивает усиление по напряжению, но не может усилить сигнал по мощности. Устройства, которые обладают свойством усиления по мощности, характеризуются способностью к генерации, обусловленной передачей выходного сигнала обратно на вход.

Изобретателей транзистора когда-то заинтересовала именно способность устройства усиливать сигнал по мощности. Для начала они соорудили с помощью транзистора усилитель звуковых частот для громкоговорителя и убедились, что на выходе сигнал больше, чем на входе.

Транзистор является неотъемлемой частью всякой электронной схемы, начиная от простейшего усилителя или генератора до сложнейшей цифровой вычислительной машины. Интегральные схемы (ИС), которые в основном заменили схемы, собранные из дискретных транзисторов, представляют собой совокупности транзисторов или других компонентов, построенные на едином кристалле полупроводникового материала.

Обязательно следует разобраться в том, как работает транзистор, даже если вам придется пользоваться в основном интегральными схемами. Дело в том, что, для того чтобы собрать электронное устройство из интегральных схем и подключить его к внешним цепям, необходимо знать входные и выходные характеристики каждой используемой ИС. Кроме того, транзистор служит основой построения межсоединений, как внутренних (между ИС), так и внешних. И наконец, иногда (и даже довольно часто) случается, что подходящей ИС промышленность не выпускает и приходится прибегать к схемам, собранным из дискретных компонентов. Как вы сами вскоре убедитесь, транзисторы сами по себе очень интересны, и ознакомление с их работой доставит вам удовольствие.

Мы будем рассматривать транзисторы совершенно не так, как авторы других книг. Обычно изучая транзистор, пользуются его эквивалентной схемой и *h*-параметрами. На наш взгляд, такой подход сложен и надуман. И дело не только в том, что, глядя на мудреные уравнения, вы едва ли поймете, как работает схема, скорее всего вы будете иметь смутное представление о параметрах транзистора, их значениях и самое главное диапазонах изменения.

Мы предлагаем вам другой подход. В этой главе мы построим простую модель транзистора и с ее помощью создадим несколько схем. Как только начнут проявляться ограничения модели, дополним ее с учетом уравнений Эберса–Молла. Полученная таким образом модель даст правильное представление о работе транзистора, с ее помощью вы сможете создавать самые хорошие схемы, не прибегая к большим расчетам. Кроме того, характеристики ваших схем не будут серьезно зависеть от таких неуправляемых параметров транзистора как, например, коэффициент усиления по току.

И наконец, несколько слов о принятых в инженерной практике условностях. Напряжение на выводе транзистора, взятое по отношению к потенциалу земли, обозначается буквенным индексом (К, Б или Э): например, $U_к$ – это напряжение на коллекторе. Напряжение между выводами обозначается двойным индексом, например, $U_{БЭ}$ – это напряжение между базой и эмиттером. Если индекс образован двумя одинаковыми буквами, то это – напряжение источника питания: $U_{КК}$ – это напряжение питания (обычно положительное) коллектора. $U_{ЭЭ}$ – напряжение питания (обычно отрицательное) эмиттера.

2.01. Первая модель транзистора: усилитель тока

Итак, начнем. Транзистор – это электронный прибор, имеющий три вывода (рис. 2.1). Различают транзисторы *n–p–n*- и *p–n–p*-типа. Транзисторы *n–p–n*-типа подчиняются следующим правилам (для транзисторов *p–n–p*-типа правила сохраняются, но следует учесть, что полярности напряжений должны быть изменены на противоположные):

1. Коллектор имеет более положительный потенциал, чем эмиттер.

2. Цепи база–эмиттер и база–коллектор работают как диоды (рис. 2.2). Обычно диод база–эмиттер открыт, а диод база–коллектор смещен в обратном направлении, т. е. приложенное напряжение препятствует протеканию тока через него.

3. Каждый транзистор характеризуется максимальными значениями $I_К$, $I_Б$, и $U_{КЭ}$. За превышение этих значений приходится расплачиваться новым транзистором (типичные значения приведены в табл. 2.1). Следует помнить и о предельных значениях других параметров, например рассеиваемой мощности ($I_{КЭ}U_{КЭ}$), температуры, $U_{БЭ}$ и др.

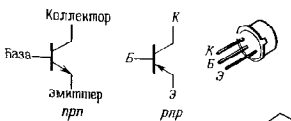


Рис. 2.1. Условные обозначения транзистора и маленькие транзисторные модули.

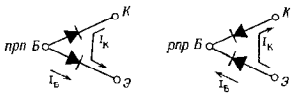


Рис. 2.2. Выводы транзистора с точки зрения омметра.

4. Если правила 1–3 соблюдены, то ток $I_К$ прямо пропорционален току $I_Б$ и можно записать следующее соотношение:

$$I_К = h_{21Э} I_Б = \beta I_Б,$$

где $h_{21Э}$ – коэффициент усиления по току (обозначаемый также β), обычно составляет около 100. Токи $I_К$ и $I_Э$ втекают в эмиттер. Замечание: коллекторный ток не связан с прямой проводимостью диода база–коллектор; этот диод смещен в обратном направлении. Будем просто считать, что «транзистор так работает».

Правило 4 определяет основное свойство транзистора: небольшой ток базы управляет большим током коллектора.

Запомните: параметр $h_{21Э}$ нельзя назвать «удобным»; для различных транзисторов одного и того же типа его величина может изменяться от 50 до 250. Он зависит также от тока коллектора, напряжения между коллектором и эмиттером, и температуры. *Схему можно считать плохой, если на ее характеристики влияет величина параметра* $h_{21Э}$.

Рассмотрим правило 2. Из него следует, что напряжение между базой и эмиттером нельзя увеличивать неограниченно, так как если потенциал базы будет превышать потенциал эмиттера более чем на 0,6–0,8 В (прямое напряжение диода), то возникнет очень большой ток. Следовательно, в работающем транзисторе напряжения на базе и эмиттере связаны следующим соотношением: $U_Б \cong U_Э + 0{,}6$ В ($U_Б = U_Э + U_{БЭ}$). Еще раз уточним, что полярности напряжений указаны для транзисторов *n–p–n*-типа, их следует

изменить на противоположные для транзисторов *p-n-p*-типа.

Обращаем ваше внимание на то, что, как уже отмечалось, ток коллектора не связан с проводимостью диода. Дело в том, что обычно к диоду коллектор–база приложено обратное напряжение. Более того, ток коллектора очень мало зависит от напряжения на коллекторе (этот диод подобен небольшому источнику тока), в то время как прямой ток, а следовательно, и проводимость диода резко увеличиваются при увеличении приложенного напряжения.

НЕКОТОРЫЕ ОСНОВНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

2.02. Транзисторный переключатель

Рассмотрим схему, изображенную на рис. 2.3. Эта схема, которая с помощью небольшого управляющего тока может создавать в другой схеме ток значительно большей величины, называется транзисторным переключателем. Его работу помогают понять правила, приведенные в предыдущем разделе. Когда контакт переключателя разомкнут, ток базы отсутствует. Значит, как следует из правила 4, отсутствует и ток коллектора. Лампа не горит.

Когда переключатель замкнут, напряжение на базе составляет 0,6 В (диод база–эмиттер открыт). Падение напряжения на резисторе базы составляет 9,4 В, следовательно, ток базы равен 9,4 мА. Если, не подумав, воспользоваться правилом 4, то можно получить неправильный результат: $I_К$ = 940 мА (для типичного значения $\beta = 100$). В чем же ошибка? Дело в том, что правило 4 действует лишь в том случае, если соблюдено правило 1; если ток коллектора достиг 100 мА, то падение напряжения на лампе составляет 10 В. Для того чтобы ток был еще больше, нужно чтобы потенциал коллектора был меньше потенциала земли. Но транзистор не может перейти в такое состояние. Когда потенциал коллектора приближается к потенциалу земли, транзистор переходит в режим насыщения (типичные значения напряжения насыщения лежат в диапазоне 0,05–0,2 В, см. приложение Ж) и изменение потенциала коллектора прекращается. В нашем случае лампа загорается, когда падение напряжения на ней составляет 10 В.

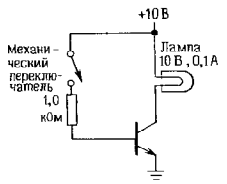


Рис. 2.3. Пример транзисторного переключателя.

Если на базу подается избыточный сигнал (мы использовали ток 9,4 мА, хотя достаточно было бы иметь 1,0 мА), то схема не тратит этот избыток; в нашем случае это очень выгодно, так как через лампу протекает большой ток, когда она находится в холодном состоянии (сопротивление лампы в холодном состоянии в 5–10 раз меньше, чем при протекании рабочего тока). Кроме того, при небольших напряжениях между коллектором и базой уменьшается коэффициент β, а значит, для того чтобы перевести транзистор в режим насыщения, нужен дополнительный ток базы (см. приложение Ж). Иногда к базе подключают резистор (с сопротивлением, например, 10 кОм), для того чтобы при разомкнутом переключателе потенциал базы наверняка был равен потенциалу земли.

Этот резистор не влияет на работу схемы при замкнутом переключателе, так как через него протекает лишь малая доля тока (0,06 мА).

При разработке транзисторных переключателей вам пригодятся следующие рекомендации:

1. Сопротивление резистора в цепи базы лучше брать поменьше, тогда избыточный базовый ток будет больше. Эта рекомендация особенно полезна для схем, управляющих включением ламп; так как при низком значении $U_{К.э}$ уменьшается и коэффициент β. О ней следует помнить

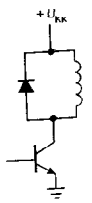


Рис. 2.4. При подключении индуктивной нагрузки следует всегда использовать подавляющий диод

и при разработке быстродействующих переключателей, так как на очень высоких частотах (порядка мегагерц) проявляются емкостные эффекты и уменьшается значение коэффициента β. Для увеличения быстродействия к базовому резистору параллельно подключают конденсатор.

2. Если потенциал нагрузки по какой-либо причине меньше потенциала земли (например, если на нагрузке действует напряжение переменного тока или она индуктивна), то параллельно коллекторному переходу следует подключить диод (можно также использовать диод, включенный в обратном направлении по отношению к положительному потенциалу питания), тогда цепь коллектор–база не будет проводить ток при отрицательном напряжении на нагрузке.

3. При использовании индуктивных нагрузок транзистор следует предохранять с помощью диода, подключенного к нагрузке, как показано на рис. 2.4. Если переключатель разомкнут, то в отсутствие диода на коллекторе будет действовать большое положительное напряжение, скорее всего превышающее значение напряжения пробоя для цепи коллектор–эмиттер. Это связано с тем, что индуктивность стремится сохранить ток включенного состояния, протекающий от источника $U_{КК}$ к коллектору (вспомните свойства индуктивностей в разд. 1.31).

Транзисторные переключатели позволяют производить переключение очень быстро, время переключения измеряется обычно долями микросекунд. С их помощью можно переключать несколько схем одним управляющим сигналом. Еще одно достоинство транзисторных переключателей состоит в том, что они дают возможность производить дистанционное «холодное» переключение, при котором на переключатели поступают только управляющие сигналы постоянного тока. (Если «гонять» сами переключаемые мощные сигналы, то при передаче их по кабелям могут возникать емкостные выбросы, а сигналы могут сильно ослабляться).

Транзистор в образе человека. Рис. 2.5 дает представление о некоторых ограничениях, свойственных транзистору. Представим себе, что задача человека на рис. 2.5 состоит в том, чтобы обеспечивать выполнение соотношения $I_К = h_{21Э} I_Б$; при этом он может управлять только переменным резистором. Итак, он может создать короткое замыкание в схеме (режим насыщения), или разомкнуть ее (транзистор в выключенном состоянии), или создать какое-то промежуточное состояние; он не имеет права использовать батареи, источники тока и т. п. Не следует, однако, думать, что коллектор транзистора на самом деле похож на резистор. Это не так. Человек старается сделать так, чтобы через него все время

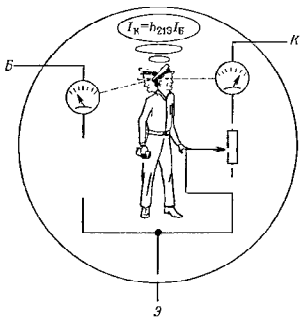


Рис. 2.5. «Транзисторный человек» следит за током базы и регулирует выходной реостат для того чтобы выходной ток был в $h_{21Э}$ больше тока базы.

протекал постоянный неизменный ток (величина этого тока зависит от приложенного к базе напряжения).

Следует помнить, что в любой заданный момент времени транзистор может: а) быть в режиме отсечки, т. е. выключиться (отсутствует ток коллектора); б) находиться в активном режиме (небольшой ток коллектора, напряжение на коллекторе выше, чем на эмиттере); в) перейти в режим насыщения (напряжение на коллекторе приблизительно равно напряжению на эмиттере). Более подробно режим насыщения транзистора описан в приложении Ж.

2.03. Эмиттерный повторитель

На рис. 2.6 показан эмиттерный повторитель. Он назван так потому, что выходной сигнал снимается с эмиттера, напряжение на котором равно напряжению на входе (на базе) минус падение напряжения на диоде (на переходе база–эмиттер): $U_э = U_б - 0{,}6$ В. Выходной сигнал по форме повторяет входной, по уровень его напряжения на 0,6–0,7 В ниже. Для приведенной схемы входное напряжение $U_{вх}$ должно составлять по крайней мере 0,6 В, иначе выходное напряжение будет равно потенциалу земли. Если к эмиттерному резистору подключить источник отрицательного напряжения, то входной сигнал может быть отрицательным. Обратите внимание, что в эмиттерном повторителе отсутствует резистор в коллекторной цепи.

На первый взгляд эта схема может показаться бесполезной, но дело в том, что ее входной импеданс значительно

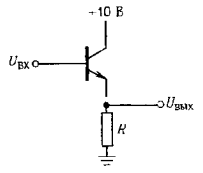


Рис. 2.6. Эмиттерный повторитель

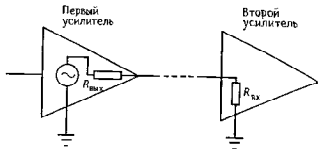


Рис. 2.7. Представим «нагрузку» схемы как делитель напряжения.

больше, чем выходной. Из этого следует, что источник входного сигнала будет отдавать меньшую мощность, если нагрузку подключить к нему не непосредственно, а через эмиттерный повторитель. Поэтому обладающий внутренним импедансом источник (имеется в виду его эквивалентная схема) может через повторитель работать на нагрузку, которая обладает сравнимым или даже более низким импедансом, без потери амплитуды сигнала (эта потеря неизбежна при прямом включении из-за эффекта делителя напряжения). Иными словами, эмиттерный повторитель обеспечивает усиление по току, хотя и не дает усиления по напряжению. Он также обеспечивает усиление по мощности. Как видите, усиление по напряжению – это еще не все!

Импеданс источника и нагрузки. Последнее замечание очень важно, поэтому задержим на нем свое внимание, прежде чем приступить к вычислениям, связанным со свойствами эмиттерных повторителей. При анализе электронных схем всегда стремятся связать выходную величину с какой-либо входной, как например на рис. 2.7. В качестве источника сигнала может выступать выход усилительного каскада (с эквивалентным последовательным импедансом $\mathbf{Z}_{вых}$), к которому подключен еще один каскад или нагрузка (обладающая входным импедансом $\mathbf{Z}_{вх}$). Вообще говоря, нагрузочный эффект следующего каскада проявляется в ослаблении сигнала, о чем шла речь ранее в разд. 1.05. В связи с этим обычно стремятся к тому, чтобы выполнялось условие $Z_{вых} \ll Z_{вх}$ (практическое правило рекомендует использовать коэффициент 10, что на самом деле весьма удобно).

В некоторых случаях вполне можно пренебречь этим общим требованием для обеспечения стабильности источника по отношению к нагрузке. В частности, если нагрузка подключена всегда (например, входит в состав схемы) и если она представляет собой известную и постоянную величину $\mathbf{Z}_{вх}$, то нет ничего опасного в том, что она «нагружает» источник. Тем не менее, хуже не будет, если уровень сигнала не изменяется при подключении нагрузки. Кроме того, если $Z_{вх}$ изменяется при изменении уровня сигнала, то стабильный источник ($Z_{вых} \ll Z_{вх}$) обеспечивает линейность, а делитель напряжения дает искажение линейной зависимости.

Наконец, в двух случаях условие $Z_{вых} \ll Z_{вх}$ соблюдать просто нельзя: в радиочастотных схемах импедансы обычно выравнивают ($Z_{вых} = Z_{вх}$) по причине, которую мы объясним в гл. 14. Второе исключение относится к случаю, когда передаваемым сигналом является не напряжение, а ток. В этом случае ситуация меняется на противоположную, и нужно стремиться к выполнению условия $Z_{вх} \ll Z_{вых}$ (для источника тока $Z_{вых} = \infty$).

Входной импеданс и импеданс эмиттерного повторителя. Итак, эмиттерный повторитель обладает способностью согласовывать импедансы источников сигналов и нагрузок. В этом и состоит его назначение.

Давайте подсчитаем входной и выходной импеданс эмиттерного повторителя. Предположим, что в приведенной схеме в качестве нагрузки выступает резистор R (на практике иногда так и бывает, в других случаях нагрузку подключают параллельно резистору R, но при параллельном соединении преобладает сопротивление R). Пусть напряжение на базе изменилось на величину $\Delta U_Б$; соответствующее напряжение на эмиттере составит $\Delta U_э = \Delta U_Б$. Определим изменение тока эмиттера: $\Delta U_э = \Delta U_б / R$, равное $\Delta I_б = [1/(h_{21э} + 1)]\,\Delta I_э = \Delta U_б / R\,(h_{21э} + 1)$ (с учетом того, что $I_э = I_к + I_б$). Входное сопротивление схемы равно $\Delta U_б / \Delta I_б$, следовательно,

$$r_{вх} = (h_{21э} + 1)\,R.$$

Коэффициент β ($h_{21э}$) обычно имеет значение около 100, поэтому подключение нагрузки с небольшим импедансом приводит к тому, что импеданс со стороны базы становится очень большим; с такой нагрузкой схеме легко работать.

В выполненном только что преобразовании, как и в гл. 1, мы использовали для обозначения некоторых величин строчные буквы, например $h_{21э}$, тем самым мы указали, что имеем дело с приращениями (малыми сигналами). Чаще всего нас интересует изменение напряжения (или тока) в схеме, а не постоянные значения (или значения по постоянному току) этих величин. Очень часто эти изменения малых сигналов и представляют собой реальный сигнал, например в усилителе звуковых частот, который имеет устойчивое «смещение» по постоянному току (см. разд. 2.05). Различие между коэффициентом усиления по постоянному току ($h_{21э}$) и коэффициентом усиления по току для малого сигнала $h_{21э}$ не всегда очевидно, и для того, и для другого случая используют понятие коэффициента усиления β. Если учесть, что $h_{21э} \cong h_{21э}$ (за исключением очень высоких частот) и в большинстве случаев интерес представляет не точное, а приблизительное значение этого коэффициента, то использование коэффициента β вполне допустимо.

В полученном соотношении фигурируют активные сопротивления, однако его можно обобщить и распространить на комплексные импедансы, если переменные $\Delta U_б$, $\Delta I_б$ и др. заменить их комплексными представлениями. В результате получим правило преобразования импедансов для эмиттерного повторителя:

$$\mathbf{Z}_{вх} = (h_{21э} + 1)\,\mathbf{Z}_{нагр}.$$

Проделав аналогичные преобразования, найдем выходной импеданс эмиттерного повторителя $Z_{вых}$ (импеданс со стороны эмиттера) при использовании источника сигнала с внутренним импедансом $\mathbf{Z}_{ист}$:

$$\mathbf{Z}_{вых} = \mathbf{Z}_{ист}/(h_{21э} + 1).$$

Строго говоря, в выходной импеданс схемы надо включить и сопротивление

параллельного резистора R, но $Z_{вых}$ (импеданс со стороны эмиттера) играет основную роль.

Упражнение 2.1. Покажите, что приведенное выше соотношение справедливо. Подсказка: найдите изменение выходного тока при фиксированном напряжении источника и заданном изменении выходного напряжения. Учтите, что напряжение источника подается на базу через его последовательно включенное внутреннее сопротивление.

Благодаря таким полезным свойствам эмиттерные повторители находят широкое практическое применение, например при создании внутри схем (или на их выходе) источников сигналов с низким импедансом, при получении стабильных эталонных напряжений на основе эталонных источников с высоким импедансом (сформированных, скажем, с помощью делителей напряжения) и для изоляции источников сигналов от влияния последующих каскадов.

Упражнение 2.2. На основе эмиттерного повторителя, к базе которого подключен делитель напряжения, создайте схему источника напряжения +5 В при условии, что используется стабилизированный источник напряжения питания +15 В. Ток нагрузки (максимальный) равен 25 мА. Сопротивление резисторов следует выбрать так, чтобы при подключении полной нагрузки напряжение на выходе изменялось не более чем на 5%.

Некоторые замечания по поводу эмиттерных повторителей. 1. Отметим (разд. 2.01, правило 4), что транзистор n–p–n-типа в эмиттерном повторителе может только отдавать ток. Например, для схемы, показанной на рис. 2.8, выходное напряжение в положительной полуплоскости из-

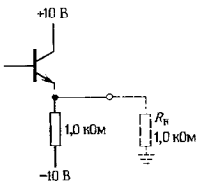


Рис. 2.8. Из эмиттерного повторителя n–p–n-типа может вытекать большой ток, который будет протекать через транзистор, втекать же может ограниченное количество тока и лишь через эмиттерный резистор.

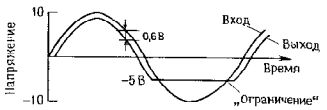


Рис. 2.9. Эмиттерный повторитель n–p–n-типа как схема формирования асимметричного токового сигнала.

меняется в пределах напряжения насыщения транзистора $U_{кэ}$ (что составляет +9,9 В), в отрицательной полуплоскости оно ограничено значением −5 В. Это связано с тем, что при увеличении отрицательного напряжения на входе транзистор в определенный момент просто выключается, напряжение на входе составляет при этом −4,4 В, а не выходе −5 В. Дальнейшее увеличение отрицательного напряжения на входе приводит лишь к обратному смещению перехода база–эмиттер, но на выходе это никак не проявляется. Выходной сигнал для входного синусоидального напряжения с амплитудой 10 В показан на рис. 2.9.

Можно также рассматривать поведение эмиттерного повторителя, исходя из того, что он обладает небольшим выходным импедансом для малого сигнала (динамический импеданс). Его выходной импеданс для большого сигнала может быть значительно больше (равен $R_э$). Изменение импеданса от первого значения ко второму происходит в тот момент, когда транзистор выходит из активного режима (в нашем примере при напряжении на выходе −5 В). Иначе говоря, небольшой выходной импеданс для малого сигнала не означает еще, что схема может создавать большой сигнал на низкоомной нагрузке. Если схема имеет небольшой выходной импеданс для малого сигнала, то из этого не следует, что она обладает способностью передавать в нагрузку большой ток.

Для того чтобы преодолеть ограничение, присущее схеме эмиттерного повторителя, можно, например, в эмиттерной цепи использовать резистор с меньшим сопротивлением (тогда на резисторе и транзисторе будет рассеиваться большая

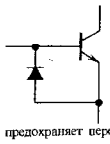


Рис. 2.10. Диод предохраняет переход база–эмиттер от пробоя.

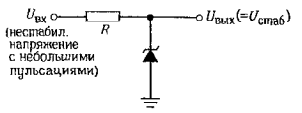


Рис. 2.11. Простой стабилизатор напряжения на основе зенеровского диода.

мощность), или использовать двухтактную схему, в которой два транзистора (n–p–n-типа и p–n–p-типа) взаимно дополняют друг друга (разд. 2.15). Проблемы такого рода возникают также в тех случаях, когда нагрузка эмиттерного повторителя имеет внутри собственный источник напряжения или тока. Примером такой схемы служит стабилизированный источник питания (на выходе которого стоит обычно эмиттерный повторитель), работающий на схему, содержащую собственный источник питания.

2. Не забывайте, что напряжение пробоя перехода база–эмиттер для кремниевых транзисторов невелико и часто составляет всего 6 В. Входные сигналы, имеющие достаточно большую амплитуду для того, чтобы вывести транзистор из состояния проводимости, могут вызвать пробой перехода (и последующее уменьшение значения коэффициента $h_{21э}$). Для предохранения от пробоя можно использовать диод (рис. 2.10).

3. Коэффициент усиления по напряжению для эмиттерного повторителя имеет значение чуть меньше 1,0, так как падение напряжения на переходе база–эмиттер фактически не является постоянным а немного зависит от коллекторного тока. Далее в этой главе мы вернемся к этому вопросу когда будем рассматривать уравнение Эберса–Молла.

2.04. Использование эмиттерных повторителей в качестве стабилизаторов напряжения

Простейшим стабилизатором напряжения служит обычный зенеровский диод-стабилитрон (рис. 2.11). Через него должен протекать некоторый ток, поэтому нужно обеспечить выполнение следующего условия:

$$(U_{вх} - U_{вых})/R > I_{вых}\,(\text{макс}).$$

Так как напряжение $U_{вх}$ не стабилизировано, то в формулу нужно поставить наименьшее возможное значение $U_{вх}$. Это пример того, как следует проектировать схему для жестких условий работы. На практике учитывают также допуски на параметры компонентов, предельные значения напряжения в сети и т. п., стремясь предусмотреть наихудшее возможное сочетание всех значений.

На стабилитроне рассеивается мощность:

$$P_{стаб} = [(U_{вх} - U_{вых})/R - I_{вых}]\,U_{вых}.$$

Для того чтобы предусмотреть работу в жестких условиях, при расчете $P_{стаб}$ также следует использовать значения $U_{вх}$ (макс.), R (мин.) и $I_{вых}$ (мин.).

Упражнение 2.3. Разработайте стабилизированный источник напряжения ±10 В для токов нагрузки величиной от 0 до 100 мА; входное напряжение изменяется в пределах от 20 до 25 В. В любых условиях (в том числе и в самых жестких) через стабилитрон должен протекать ток 10 мА. На какую предельную мощность должен быть рассчитан стабилитрон?

Стабилизированный источник с зенеровским диодом, как правило, используют в некритичных схемах или в схемах, где потребляемый ток невелик. Ограничения такой схемы проявляются в следующем:

1. Напряжение $U_{вых}$ нельзя отрегулировать или установить на заданное значение.

2. Стабилитроны имеют конечное динамическое сопротивление, а в связи с этим они не всегда достаточно сильно сглажи-

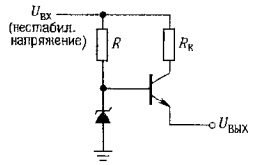


Рис. 2.12. Стабилитрон в сочетании с повторителем обеспечивает увеличение выходного тока.

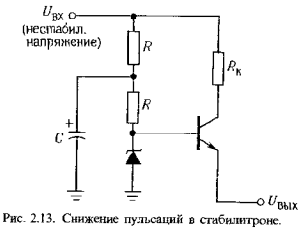


Рис. 2.13. Снижение пульсаций в стабилитроне.

вают пульсации входного напряжения и влияние изменения нагрузки.

3. При широком диапазоне изменения токов нагрузки приходится выбирать стабилитрон с большой мощностью рассеяния, так как при малом токе нагрузки он должен рассеять на себе значительную мощность, равную максимальной мощности в нагрузке.

На рис. 2.12 представлена улучшенная схема, в которой зенеровский диод отделен от нагрузки эмиттерным повторителем. В такой схеме дела обстоят лучше. Ток стабилитрона теперь относительно независим от тока нагрузки, так как по цепи базы транзистора протекает небольшой ток и мощность, рассеиваемая на стабилитроне, значительно меньше (уменьшение в $h_{21э}$ раз). Резистор $R_к$ можно добавить в схему для того, чтобы он предохранил транзистор от выхода из строя при кратковременном коротком замыкании выхода за счет ограничения тока, и, хотя эмиттерный повторитель нормально работает и без этого резистора, его присутствие в схеме вполне обоснованно. Резистор $R_к$ следует выбирать так, чтобы при максимальном токе нагрузки падение напряжения на нем было меньше, чем на резисторе R.

Упражнение 2.4. Разработайте источник напряжения +10 В, который имел бы такие же параметры, как источник в упражнении 2.3. Используйте в схеме стабилитрон и эмиттерный повторитель. Рассчитайте, какую мощность рассеивают транзистор и стабилитрон в наихудшем случае. Каково процентное изменение тока стабилитрона при переходе от ненагруженного состояния к нагруженному? Сравните эти результаты с результатами предыдущего упражнения.

В ряде вариантов рассмотренной схемы предусматривают меры для снижения пульсаций тока в стабилитроне (протекающего через резистор R). В частности, может быть использован источник тока для питания стабилитрона. Этот случай мы рассмотрим в разд. 2.06. Другой метод основан на использовании в цепи питания стабилитрона фильтра низких частот (рис. 2.13). Резистор R выбирают так, чтобы обеспечить необходимый ток в стабилитроне. Конденсатор C должен иметь емкость, достаточно большую для того, чтобы выполнялось условие $RC \gg 1/f$. (В одном из вариантов этой схемы верхний резистор заменен диодом).

В дальнейшем вы познакомитесь с более совершенными стабилизаторами, в которых выходное напряжение можно легко и плавно настраивать благодаря обратной связи. Вместе с тем они представляют собой гораздо лучшие источники напряжения, выходные импедансы которых измеряются в миллиомах, температурные коэффициенты – в миллионных долях на °С и т. д.

2.05. Смещение в эмиттерном повторителе

Если на эмиттерный повторитель должен поступать сигнал с предшествующего каскада схемы, то лучше всего подключить его непосредственно к выходу предыдущего каскада, как показано на рис. 2.14. Так как сигнал на коллекторе транзистора T_1 изменяется в пределах диапазона, ограниченного значениями напряжения источников питания, то потенциал базы T_2 всегда заключен между напряжением $U_{КК}$ и потенциалом земли,

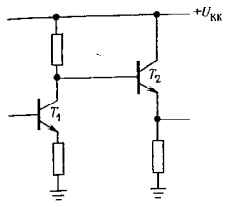


Рис. 2.14.

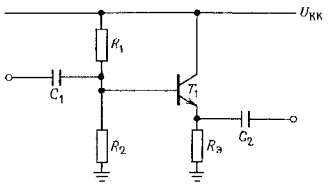


Рис. 2.16. Эмиттерный повторитель со связью по переменному току. Обратите внимание на делитель напряжения в цепи смещения базы.

а следовательно, T_2 находится в активной области (не насыщен и не в отсечке). При этом переход база–эмиттер открыт, а потенциал коллектора, по крайней мере на несколько десятых долей вольта больше, чем потенциал эмиттера. В некоторых случаях вход эмиттерного повторителя и напряжение питания неудачно соотносятся друг с другом, и тогда может возникнуть необходимость в емкостной связи (или связи по переменному току) с внешним источником сигнала (например, это относится к сигнальному входу высококачественного усилителя низкой звуковой частоты). В этом случае среднее напряжение сигнала равно нулю, и непосредственная связь с эмиттерным повторителем приведет к тому, что сигнал на выходе будет изменяться относительно входа, как показано на рис. 2.15.

В эмиттерном повторителе (а фактически в любом транзисторном усилителе) необходимо создать *смещение* для того, чтобы коллекторный ток протекал в течение полного периода сигнала. Проще всего воспользоваться для этого делителем напряжения (рис. 2.16). Резисторы R_1 и R_2 выбраны так, что в отсутствие входного сигнала потенциал базы равен половине разности между напряжением источника $U_{КК}$ и потенциалом земли, т. е. сопротивления R_1 и R_2 равны. Процесс выбора рабочих напряжений в схеме в отсутствие поданных на ее вход сигналов называется установкой рабочей точки или точки покоя. Для этой схемы, как и в большинстве случаев, точку покоя устанавливают так, чтобы на выходе формировался максимальный симметричный сигнал (без ограничений или срезов). Какими должны быть при этом сопротивления резисторов R_1 и R_2? Применяя общий подход (разд. 1.05), допустим, что импеданс источника смещения по постоянному току (импеданс со стороны выхода делителя) мал по сравнению с импедансом нагрузки (импеданс по постоянному току со стороны базы повторителя). Тогда

$$R_1 || R_2 \ll h_{21э} R_э.$$

Из этого соотношения следует, что ток, протекающий через делитель напряжения, должен быть больше, чем ток, протекающий по цепи базы.



Рис. 2.15. Транзисторный усилитель с положительным источником питания не может генерировать на выходе импульсы отрицательной полярности.

Пример разработки схемы эмиттерного повторителя. В качестве примера разработаем схему эмиттерного повторителя для сигналов звуковой частоты (от 20 Гц до 20 кГц). Напряжение $U_{КК}$ составляет +15 В, ток покоя равен 1 мА.

Шаг 1. Выбор напряжения $U_э$. Для полу-

чения симметричного сигнала без срезов необходимо, чтобы выполнялось условие $U_Э = 0{,}5\,U_{КК}$, или $+7{,}5$ В.

Шаг 2. Выбор резистора $R_Э$. Ток покоя должен составлять 1 мА, поэтому $R_Э = 7{,}5$ кОм.

Шаг 3. Выбор резисторов R_1 и R_2. Напряжение $U_Б$ – это сумма $U_Э + 0{,}6$ В, или 8,1 В. Из этого следует, что сопротивления резисторов R_1 и R_2 относятся друг к другу как 1 : 1,17. Учитывая известный уже нам критерий выбора нагрузки, мы должны подобрать резисторы R_1 и R_2 так, чтобы сопротивление их параллельного соединения составляло приблизительно 75 кОм или меньше (0,1 от произведения 7,5 кОм на $h_{21Э}$). Выберем следующие стандартные значения сопротивлений: $R_1 = 130$ кОм, $R_2 = 150$ кОм.

Шаг 4. Выбор конденсатора C_1. Конденсатор C_1 и сопротивление нагрузки источника образуют фильтр высоких частот. Сопротивление нагрузки источника есть параллельное соединение входного сопротивления транзистора со стороны базы и сопротивления делителя напряжения базы. Предположим, что нагрузка схемы велика по сравнению с эмиттерным резистором, тогда входное сопротивление транзистора со стороны базы равно $h_{21Э}R_Э$, т.е. составляет $\cong 750$ кОм. Эквивалентное сопротивление делителя равно 70 кОм. Тогда нагрузка для конденсатора составляет 63 кОм и емкость конденсатора должна быть равна по крайней мере 0,15 мкФ. В этом случае точке -3 дБ будет соответствовать частота, меньшая чем 20 Гц.

Шаг 5. Выбор конденсатора C_2. Конденсатор C_2 и неизвестный импеданс нагрузки образуют фильтр высоких частот. Мы не ошибемся, если предположим, что импеданс нагрузки не будет меньше $R_Э$. Тогда для того, чтобы точке -3 дБ соответствовало значение частоты, меньшее чем 20 Гц, емкость конденсатора C_2 должна быть равна по крайней мере 1.0 мкФ. Так как мы получили двухкаскадный фильтр высоких частот, то для предотвращения снижения амплитуды сигнала на самой низкой из интересующих нас частот емкости следует взять немного

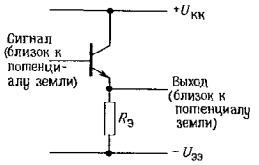


Рис. 2.17. Эмиттерный повторитель со связью по постоянному току с расщепленным источником питания.

побольше. Вполне подойдут следующие значения: $C_1 = 0{,}5$ и $C_2 = 3{,}3$ мкФ.

Эмиттерные повторители с расщепленными источниками. В связи с тем что сигналы часто находятся «возле земли», удобно использовать симметричное питание повторителей – с положительным и отрицательным напряжением. В такой схеме легче обеспечить смещение, и для нее не нужны развязывающие конденсаторы (рис. 2.17).

Замечание: в схеме обязательно должна быть предусмотрена цепь постоянного тока для тока базы, даже если этот ток течет просто «на землю». В схеме на рис. 2.17 эту роль играет источник сигнала, соединенный с землей по постоянному току. Если же это не так (например, имеется емкостная связь с источником), то следует предусмотреть связь базы с землей через резистор (рис. 2.18). Как и прежде, сопротивление $R_Б$ должно составлять приблизительно 0,1 от произведения $h_{21Э}R_Э$.

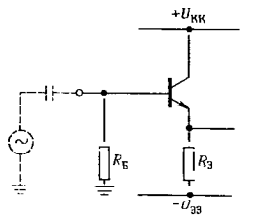


Рис. 2.18.

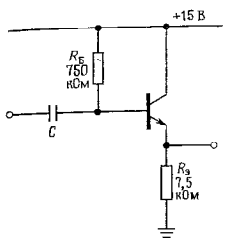


Рис. 2.19. Не следуйте этому примеру!

Упражнение 2.5. Разработайте эмиттерный повторитель с источником напряжения ± 15 В для диапазона звуковых частот (20 Гц–20 кГц). Ток покоя равен 5 мА, на входе имеется емкостная связь.

Пример плохого смещения. К сожалению, иногда встречаются такие неудачные схемы, как на рис. 2.19. При выборе резистора $R_Б$ для этой схемы предположили, что коэффициент $h_{21Э}$ имеет определенное значение (100), оценили величину тока базы и предположили, что падение напряжения на $R_Б$ составит 7 В. Расчет схемы выполнен плохо; коэффициент $h_{21Э}$ не следует брать за основу расчета, так как его значение может существенно изменяться. Если напряжение смещения задать с помощью делителя напряжения, как в рассмотренном выше примере, то точка покоя будет нечувствительна к изменениям коэффициента β. Например, в предыдущей схеме напряжение на эмиттере увеличится всего на 0,35 В (5%), если вместо номинальной величины $h_{21Э} = 100$ будем иметь величину $h_{21Э} = 200$. На примере эмиттерного повторителя мы показали вам, как можно попасть в ловушку и разработать никуда не годную схему. Такие ошибки возможны и в схемах с другим включением транзисторов (например, дальше в этой главе будет представлена схема с общим эмиттером).

2.06. Транзисторный источник тока

Хотя источники тока не столь известны, они не менее полезны и важны, чем источники напряжения. Источники тока представляют собой прекрасное средство для обеспечения смещения транзисторов, и кроме того, незаменимы в качестве активной нагрузки для усилительных каскадов с большим коэффициентом усиления и в качестве источников питания эмиттеров для дифференциальных усилителей. Источники тока необходимы для работы таких устройств, как интеграторы, генераторы пилообразного напряжения. В схемах усилителей и стабилизаторов они обеспечивают широкий диапазон напряжений. И наконец, источники постоянного тока требуются в некоторых областях, не имеющих прямого отношения к электронике, например в электрохимии, электрофорезе.

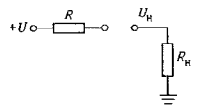


Рис. 2.20.

Подключение резистора к источнику напряжения. Схема простейшего источника тока показана на рис. 2.20. При условии что $R_н \gg R$ (иными словами, $U_н \gg U$), ток сохраняет почти постоянное значение и равен приблизительно $I = U/R$. Если нагрузкой является конденсатор, то, при условии что $U_{конд} \gg U$, он заряжается с почти постоянной скоростью, определяемой начальным участком экспоненты, характерной для данной RC-цепи.

Простейшему резистивному источнику тока присущи существенные недостатки. Для того чтобы получить хорошее приближение к источнику тока, следует использовать большие напряжения, а при этом на резисторе рассеивается большая мощность. Кроме того, током этого источника трудно управлять в широком диапазоне с помощью напряжения, формируемого где-либо в другом узле схемы.

Упражнение 2.6. Допустим, нам нужен источник тока который бы обеспечивал точность 1% в диапазоне изменения напряжения на нагрузке от 0 до +10 В. Какой источник напряжения нужно подключить последовательно к резистору?

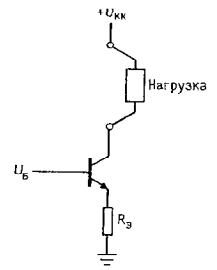


Рис. 2.21. Транзисторный источник тока: основная идея.

Упражнение 2.7. Допустим, что в предыдущем упражнении требуется получить от источника ток 10 мА. Какая мощность будет рассеиваться на резисторе? Какая мощность передается нагрузке?

Транзисторный источник тока. Очень хороший источник тока можно построить на основе транзистора (рис. 2.21). Работает он следующим образом: напряжение на базе $U_Б > 0{,}6$ В поддерживает эмиттерный переход в открытом состоянии: $U_Э = U_Б - 0{,}6$ В. В связи с этим $I_Э = U_Э/R_Э = (U_Б - 0{,}6\text{ В})/R_Э$. Так как для больших значений коэффициента $h_{21Э}$ $I_Э \cong I_К$, то $I_К \cong (U_Б - 0{,}6\text{ В})/R_Э$ независимо от напряжения $U_к$ до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим насыщения ($U_К > U_Э + 0.2$ В).

Смещение в источнике тока. Напряжение на базе можно сформировать несколькими способами. Хороший результат дает использование делителя напряжения, если он обеспечивает достаточно стабильное напряжение. Как и в предыдущих случаях, сопротивление делителя должно быть значительно меньше сопротивления схемы со стороны базы по постоянному току $h_{21Э}R_Э$. Можно воспользоваться также зенеровским диодом и использовать для смещения источник питания $U_{КК}$, а можно взять несколько диодов, смещенных в прямом направлении и соединенных последовательно, и подключить их между базой и соответствующим источником питания эмиттера. На рис. 2.22 показаны примеры схем смещения. В последнем примере (рис. 2.22, *б*) транзистор *p–n–p*-типа **питает** током заземленную нагрузку (он – источник тока). Остальные примеры (в которых используются транзисторы *n–p–n*-типа) правильнее было бы называть «поглотителями» тока, но принято называть все схемы такого типа источниками тока. [Название «поглотитель» и «источник» связано с направлением тока; если ток поступает в какую-либо точку схемы, то это **источник**, и наоборот]. В первой схеме сопротивление делителя напряжения составляет приблизительно 1,3 кОм и очень мало по сравнению с сопротивлением со стороны базы, составляющим $\cong 100$ кОм (для $h_{21Э} = 100$). Любое изменение коэффициента β, связанное с изменением напряжения на коллекторе, не повлияет существенным образом на выходной ток, так как соответствующее изменение напряжения на базе совсем мало. В двух других схемах резисторы в цепи смещения выбраны так, чтобы протекающий ток составлял несколько миллиампер,– этого достаточно, чтобы диоды были открыты.

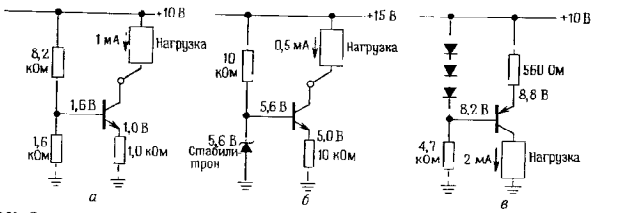


Рис. 2.22. Схемы транзисторных источников тока с тремя способами подачи смещения на базу; в транзисторы *n–p–n*-типа ток втекает, а из транзисторов *p–n–p*-типа вытекает. На схеме (в) показан источник с заземленной нагрузкой.

Рабочий диапазон. Источник тока передает в нагрузку постоянный ток только до определенного конечного напряжения на нагрузке. В противном случае источник тока был бы способен генерировать бесконечную мощность. Диапазон выходного напряжения, в котором источник тока ведет себя как следует, называется рабочим диапазоном. Для рассмотренных только что транзисторных источников тока рабочий диапазон определяется из того, что транзистор должен находиться в активном режиме работы. Так, в первой схеме напряжение на коллекторе можно понижать до тех пор, пока не будет достигнут режим насыщения, т. е. до +12 В. Вторая схема, с более высоким напряжением на эмиттере, сохраняет свойства источника лишь до значения напряжения на коллекторе, равного приблизительно +5,2 В.

Во всех случаях напряжение на коллекторе может изменяться от значения напряжения насыщения до значения напряжения питания. Например, последняя схема работает как источник тока в диапазоне напряжения на нагрузке, ограниченном значениями 0 и +8,6 В. Если в нагрузке используются батареи или собственные источники питания, то напряжение на коллекторе может быть больше, чем напряжение источника питания. При использовании такой схемы рекомендуется следить за тем, чтобы не возник пробой транзистора (напряжение $U_{КЭ}$ не должно превышать значение $U_{КЭпроб}$ – напряжение пробоя перехода коллектор–эмиттер) и не рассеивалась излишняя мощность (определяемая величиной произведения $I_К U_{КЭ}$). В разд. 6.07 вы увидите, что для мощных транзисторов область безопасной работы определяется специально.

Упражнение 2.8. В схеме имеются два стабилизированных источника напряжения: +5 и 15 В. Разработайте схему источника тока на основе транзистора *n–p–n*-типа, которая бы обеспечивала ток +5 мА. В качестве источника напряжения для базы используйте источник +5 В. Чему равен рабочий диапазон в такой схеме?

В источнике тока напряжение на базе не обязательно должно быть фиксированным. Если предусмотреть возможность изменения напряжения $U_Б$, то получим программируемый источник тока. Если выходной ток должен плавно отслеживать изменения входного напряжения, то размах входного сигнала $u_{вх}$ (напоминаем, что строчными буквами мы договорились обозначать *изменения*) должен быть небольшим, таким, чтобы напряжение на эмиттере никогда не уменьшалось до нуля. В таком источнике тока изменение выходного тока будет пропорционально изменениям входного напряжения.

Недостатки источников тока. Как сильно отличается транзисторный источник тока от идеального? Иными словами, изменяется ли ток в нагрузке при изменении, скажем напряжения, т. е. имеет ли источник тока эквивалентное сопротивление конечной величины ($R_{экв} < \infty$)? И если да, то почему? Наблюдаются эффекты двух видов:

1. При заданном токе коллектора и напряжение $U_{БЭ}$, и коэффициент $h_{21Э}$ (эффект Эрли) несколько изменяются при изменении напряжения коллектор–эмиттер. Изменение напряжения $U_{БЭ}$, связанное с изменением напряжения на нагрузке, вызывает изменение выходного тока, так как напряжение на эмиттере (а следовательно, и эмиттерный ток) изменяется, даже если напряжение на базе фиксировано. Изменение значения коэффициента $h_{21Э}$ приводит к небольшим изменениям выходного (коллекторного) тока при фиксированном токе эмиттера, так как $I_к = I_Э - I_Б$; кроме того, немного изменяется напряжение на базе в связи с возможным изменением сопротивления источника смещения, обусловленного изменениями коэффициента $h_{21Э}$ (а следовательно, и тока базы). Эти изменения незначительны. Например, изменение выходного тока для схемы, представленной на рис. 2.22, *а*,

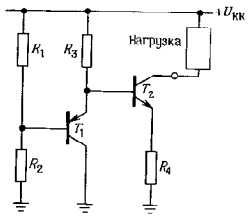


Рис. 2.23. Один из методов температурной компенсации источника тока.

составляет приблизительно 0,5% для транзистора типа 2N3565. В частности, при изменении напряжения на нагрузке от 0 до 8 В эффект Эрли обусловливает изменение тока на 0,5%, а нагрев транзистора – на 0,2%. Изменение коэффициента вносит дополнительный вклад в изменение выходного тока – 0,05% (для жесткого делителя напряжения). Все эти изменения приводят к тому, что источник тока работает хуже, чем идеальный: выходной ток немного зависит от напряжения и, следовательно, его сопротивление не бесконечно. В дальнейшем вы узнаете, что есть методы, которые позволяют преодолеть этот недостаток.

2. Напряжение $U_{БЭ}$ и коэффициент $h_{21Э}$ зависят от температуры. В связи с этим при изменении температуры окружающей среды возникает дрейф выходного тока. Кроме того, температура перехода изменяется при изменении напряжения на нагрузке (в связи с изменением мощности, рассеиваемой транзистором) и приводит к тому, что источник работает не как идеальный. Изменение напряжения $U_{БЭ}$ в зависимости от температуры окружающей среды можно скомпенсировать с помощью схемы, показанной на рис. 2.23. В этой схеме падение напряжения между базой и эмиттером транзистора T_2 компенсируется падением напряжения на эмиттерном переходе T_1, который имеет такие же температурные характеристики. Резистор R_3 играет роль нагрузки для T_1, необходимой для задания втекающего тока базы транзистора T_2.

Улучшение характеристик источника тока. Вообще говоря, изменение напряжения $U_{БЭ}$, вызванное как влиянием температуры (относительное изменение составляет приблизительно -2 мВ/°С), так и зависимостью от напряжения $U_{БЭ}$ (эффект Эрли оценивается величиной $\Delta U_{БЭ} \approx \approx -0{,}001\ \Delta U_{КЭ}$), можно свести к минимуму, если установить напряжение на эмиттере достаточно большим (по крайней мере 1 В), тогда изменение напряжения $U_{БЭ}$ на десятые доли милливольта не приведет к значительному изменению напряжения на эмиттерном резисторе (напомним, что схема поддерживает постоянное напряжение на базе). Например, если $U_Э = 0{,}1$ В (т. е. к базе приложено напряжение 0,7 В), то изменение напряжения $U_{БЭ}$ на 10 мВ вызывает изменение выходного тока на 10%, если же $U_Э = 1{,}0$ В, то такое же изменение $U_{БЭ}$ вызывает изменение тока на 1%. Однако, не стоит заходить слишком далеко. Напомним, что нижняя граница рабочего диапазона определяется напряжением на эмиттере. Если в источнике тока, работающем от источника питания $+10$ В, напряжение на эмиттере сделать равным $+5$ В, то диапазон выхода будет равен немного менее 5 В (напряжение на коллекторе может изменяться от $U_Э + 0{,}2$ В до $U_{КК}$, т. е. от 5,2 до 10 В).

На рис. 2.24 показана схема, которая

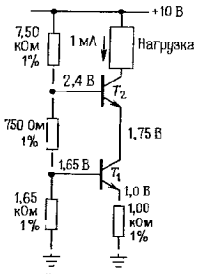


Рис. 2.24. Каскодный источник тока, обладающий повышенной устойчивостью к изменениям напряжения на нагрузке

существенно улучшает характеристики источника тока. Источник тока T_1 работает, как и прежде, но напряжение на коллекторе фиксируется с помощью эмиттера T_2. Ток, текущий в нагрузку, такой же, как и прежде, так как коллекторный (для T_2) и эмиттерный токи приблизительно равны между собой (из-за большого значения $h_{21Э}$). В этой схеме напряжение $U_{КЭ}$ (для T_1) не зависит от напряжения на нагрузке, а это значит, что устранены изменения напряжения $U_{БЭ}$, обусловленные эффектом Эрли и температурой. Для транзисторов типа 2N3565 эта схема дает изменение тока на 0,1% при изменении напряжения на нагрузке от 0 до 8 В; для того чтобы схема обеспечивала указанную точность, следует использовать стабильные резисторы с допуском 1%. (Кстати, эту схему используют в высокочастотных усилителях, где она известна под названием «каскод»). В дальнейшем вы познакомитесь со схемами источников тока, в которых используются операционные усилители и обратная связь, и в которых также решена задача устранения влияния изменений $U_{БЭ}$ на выходной ток.

Влияние коэффициента $h_{21Э}$ можно ослабить, если выбрать транзистор с большим значением $h_{21Э}$, тогда ток базы будет вносить незначительный вклад в ток эмиттера.

На рис. 2.25 показан еще один источник

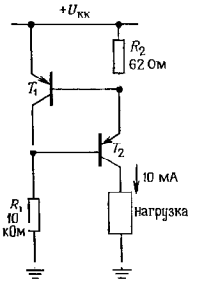


Рис. 2.25. Транзисторный источник тока с использованием напряжения $U_{БЭ}$ в качестве опорного.

тока, в котором выходной ток не зависит от напряжения питания. В этой схеме напряжение $U_{БЭ}$ транзистора T_1, падая на резисторе R_2, определяет выходной ток независимо от напряжения $U_{КК}$

$$U_{вых} = U_{БЭ}/R_2.$$

С помощью резистора R_1 устанавливается смещение транзистора T_2 и потенциал коллектора T_1, причем этот потенциал меньше, чем напряжение $U_{КК}$, на удвоенную величину падения напряжения на переходе, тем самым уменьшается влияние эффекта Эрли. В этой схеме нет температурной компенсации; напряжение на R_2 уменьшается приблизительно на 2,1 мВ/°С и вызывает соответствующее изменение выходного тока (0,3%/°С).

2.07. Усилитель с общим эмиттером

Рассмотрим источник тока, нагрузкой для которого служит резистор (рис. 2.26). Напряжение на коллекторе равно

$$U_к = U_{КК} - I_к R_к.$$

Можно через емкость задать сигнал в цепь базы, тогда напряжение на коллекторе будет изменяться. Рассмотрим пример, представленный на рис. 2.27. Конденсатор C выбран так, что фильтр высоких частот, образованный этим конденсатором и последовательно соединенными с ним резисторами смещения базы, пропускает все нужные частоты (резисторы в цепи базы обычно выбирают так, чтобы импеданс со стороны базы, т. е. входное сопротивление транзистора, был гораздо

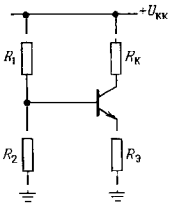


Рис. 2.26.

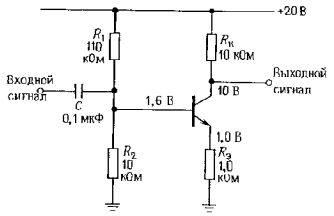


Рис. 2.27. Каскад усиления переменного тока с общим эмиттером с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера. Обратите внимание, что выходной сигнал снимается с коллектора, а не с эмиттера.

больше и им можно было пренебречь). Иначе говоря,

$$C \geqslant 1/2\pi f(R_1 \| R_2).$$

Благодаря напряжению смещения, приложенному к базе, и наличию эмиттерного резистора сопротивлением 1,0 кОм ток покоя коллектора составляет 1,0 мА. Этот ток создает на коллекторе напряжение +10 В (+20 В минус падение напряжения на сопротивлении 10 кОм при протекании тока 1,0 мА). Допустим теперь, что на базу подан сигнал $u_б$. Напряжение на эмиттере повторяет изменение напряжения на базе $u_э - u_б$ и вызывает изменение эмиттерного тока:

$$i_э = u_э/R_э = u_б/R_э$$

и приблизительно такое же изменение коллекторного тока (транзистор имеет большой коэффициент $h_{21э}$). Итак, первоначальное изменение напряжения на базе вызывает изменение коллекторного напряжения:

$$u_к = -i_к R_к = -u_б(R_к/R_э)$$

Стоп! Получается, что схема представляет собой *усилитель напряжения*, коэффициент усиления которого определяется следующим образом:

Коэффициент усиления $= u_{вых}/u_{вх} = -R_к/R_э$.

В нашем примере коэффициент усиления равен - 10000/1000, или −10. Знак минус говорит о том, что положительный сигнал на входе дает на выходе отрицательный сигнал (амплитуда которого в 10 раз больше, чем на входе). Такая схема называется усилителем с общим эмиттером с отрицательной обратной связью в цепи эмиттера.

Входное и выходное сопротивление для усилителя с общим эмиттером. Нетрудно определить входное и выходное сопротивление усилителя. Для входного сигнала схема представляет собой параллельное соединение резисторов 110 кОм, 10 кОм и входного сопротивления со стороны базы. Последнее приблизительно равно 100 кОм (сопротивление $R_э$, увеличенное в $h_{21э}$ раз), а значит, входное сопротивление равно приблизительно 8 кОм (преобладающую роль играет сопротивление 10 кОм). Если используется развязывающий конденсатор, указанный на схеме, то получаем фильтр высоких частот с точкой −3 дБ на частоте 200 Гц. Для сигналов в рабочей полосе частот (выше частоты, соответствующей точке −3 дБ) конденсатором емкостью 0,1 мкФ можно пренебречь и учитывать только сопротивление 8 кОм, соединенное с ним последовательно.

Выходное сопротивление определяется как параллельное соединение сопротивления 10 кОм и выходного сопротивления транзистора со стороны коллектора. Что же получается? Если бы не коллекторный резистор, то схема не отличалась бы от источника тока. Коллектор обладает очень большим сопротивлением (порядка мегаОм), поэтому выходное сопротивление определяется коллекторным резистором, сопротивление которого составляет 10 кОм. Напомним, что сопротивление со стороны коллектора велико, а со стороны эмиттера мало (как и в схеме эмиттерного повторителя). В выходном сопротивлении усилителя с общим эмиттером преобладает сопротивление резистора нагрузки, стоящего в цепи коллектора, а выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяется выходным сопротивлением транзистора со стороны эмиттера, а не сопротивлением нагрузки, стоящей в цепи эмиттера.

2.08. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления

Иногда полезно иметь сигнал и его инверсию, т.е. два однородных сигнала, сдвинутые друг относительно друга по фазе на 180°. Получить такие сигналы нетрудно – нужно воспользоваться усилителем с общим эмиттером, коэффициент усиления которого равен −1 (рис. 2.28). Напряжение покоя на коллекторе устанавливают равным 0,75 $U_{КК}$ вместо привычного значения 0,5 $U_{КК}$. Это делается с уже известной нам целью – получить симметричный выходной сигнал без срезов на любом из выходов. Напряжение на коллекторе может изменяться от 0,5 $U_{КК}$ до $U_{КК}$, а на эмиттере – от потенциала земли до 0,5 $U_{КК}$. Обращаем ваше внимание на то, что для симметричного усиления выходы схемы следует нагружать одинаковыми (или очень большими) импедансами.

Фазовращатель. На рис. 2.29 показан хороший пример использования схемы расщепления фазы выходного сигнала. Схема позволяет регулировать фазу выходного синусоидального сигнала (от нуля до 180°) при условии, что входной сигнал тоже представляет собой синусоиду; амплитуда сигнала при регулировке фазы сохраняется постоянной. Работу схемы помогает понять векторная диаграмма напряжений (см. гл. 1), для нашей схемы представленная на рис. 2.30; входной сигнал на ней изображен в виде единичного вектора, направленного вдоль

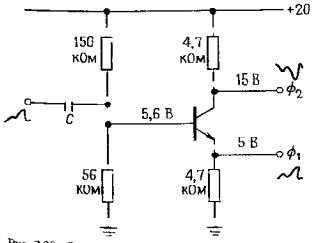


Рис. 2.28. Схема расщепления фазы с единичным коэффициентом усиления.

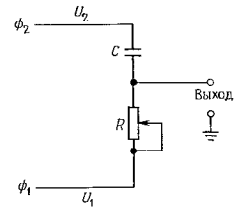


Рис. 2.29. Схема расщепления фазы с постоянной амплитудой.

действительной оси. Направления векторов, соответствующих сигналам U_R и $U_К$, должны быть такими, чтобы этим двум векторам соответствовал вектор постоянной длины, направленный вдоль действительной оси. В геометрии есть теорема, согласно которой геометрическим местом таких точек служит окружность. Итак, результирующий вектор (выходное напряжение) всегда имеет единичную длину, т.е. такую же, как вектор входного сигнала, так как R может изменяться от нуля до значений, значительно превышающих $Z_К$ на рабочей частоте. Обратите внимание, что величина фазового сдвига при данном положении потенциометра R зависит также от частоты входного сигнала. Следует отметить, что в качестве схемы, обеспечивающей регулируемый сдвиг фаз, можно использовать простейший *RC*-фильтр высоких (или низких) частот. Правда, в этом случае при регулировке фазы амплитуда выходного сигнала изменяется в широком диапазоне.

Отметим также, что фазовращатель *RC*-типа нагружает схему расщепления

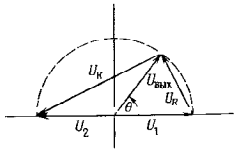


Рис. 2.30. Векторная диаграмма для схемы расщепления фазы.

фазы. В идеальном случае нагрузка представляет собой импеданс, который велик по сравнению с коллекторным и эмиттерным резисторами. Поэтому данная схема не может применяться в случаях, когда требуется обеспечить широкий диапазон фазовых сдвигов. В следующей главе приведена улучшенная схема фазовращателя.

2.09. Крутизна

В предыдущем разделе мы проанализировали работу усилителя с общим эмиттером следующим образом: а) предположив, что сигнал (напряжение) на базе изменяется в некоторых пределах, обнаружили, что напряжение на эмиттере имеет такой же размах, б) подсчитали эмиттерный ток; затем, пренебрегая незначительным влиянием тока базы, определили размах коллекторного тока и в) коллекторного напряжения. При этом коэффициент усиления есть просто отношение коллекторного напряжения (выходного) к напряжению на базе (входному).

Рассмотрим работу усилителя этого типа с другой точки зрения. Мысленно расчленим схему, как показано на рис. 2.31. Одна часть представляет собой управляемый напряжением источник тока, его ток покоя равен 1,0 мА, а коэффициент передачи составляет -1 мА/В. Коэффициент передачи представляет собой отношение выходного сигнала к входному; в данном случае он измеряется в единицах [ток/напряжение] или [1/сопротивление]. Величина, обратная сопротивлению, называется *проводимостью* (величина, обратная реактивному сопротивлению, называется *реактивной проводимостью*; величина, обратная импедансу или полному сопротивлению, называется *полной проводимостью*), и единицей ее измерения служит *сименс*, раньше эту единицу измерения называли *мо* (обратный *ом*). Если коэффициент передачи измеряется в единицах проводимости, то такой усилитель называется усилителем с передаточной проводимостью; отношение $I_{вых}/U_{вх}$ называется крутизной и обозначается g_m.

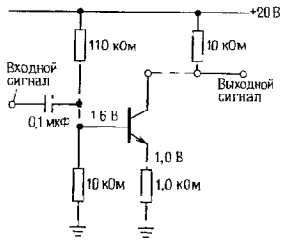


Рис. 2.31. Усилитель с общим эмиттером в качестве каскада с передаточной проводимостью, управляющий нагрузкой (резистивной).

Итак, одна часть схемы представляет собой усилитель с передаточной проводимостью, коэффициент передачи которого (крутизна) составляет 1 мА/В (1000 мкСм или 1 мСм, а это есть не что иное, как $1/R_э$). Другая часть схемы представляет собой нагрузочный резистор («усилитель»), преобразующий ток в напряжение. Резистор можно назвать усилителем с передаточным сопротивлением, его коэффициент усиления измеряется в единицах [напряжение/ток], т. е. в единицах сопротивления. В данном случае напряжение покоя (рабочее напряжение) – это $U_{КК}$, а коэффициент передачи (передаточное сопротивление) равен 10 кВ/А (10 кОм), а это есть не что иное, как $R_к$. Соединив эти две части последовательно, получим усилитель напряжения, общее усиление которого определяется произведением коэффициентов передачи составных частей. В данном случае: $K = g_m R_к = R_к/R_э = -10$ – безразмерная величина, равная отношению [(выходное напряжение)/(входное напряжение)].

Описанный метод очень полезен для анализа усилителей, так как позволяет рассматривать составные части схемы независимо друг от друга. Например, для усилителя с передаточной проводимостью можно оценить величину g_m для схем различной конфигурации и для иных элементов, например для полевых транзисторов. Затем можно рассмотреть нагрузку (или часть схемы с передаточным сопротивлением) и оценить, как связан коэффициент усиления с диапазоном изменения напряжения. Если вас интересует общее усиление по напряжению, то его можно определить следующим образом: $K_U = g_m r_m$, где r_m – передаточное сопротивление нагрузки. В конечном счете замена простой активной нагрузки схемой с высоким передаточным сопротивлением позволяет получать для одного каскада усилителя величину коэффициента усиления, равную 10000 и выше. С помощью описанного метода удобно рассматривать каскодный усилитель, с которым вы познакомитесь ниже.

В гл. 4, где рассматриваются операционные усилители, приведено немало примеров усилителей, на входах и выходах которых действуют напряжения и токи, усилители напряжения, усилители тока, усилители с передаточной проводимостью, усилители с передаточным сопротивлением.

Предельный коэффициент усиления: границы применимости простейшей модели транзистора. В соответствии с нашей моделью коэффициент усиления по напряжению усилителя с общим эмиттером равен $-R_К/R_э$. Что произойдет, если сопротивление $R_э$ будет уменьшаться, стремясь к нулю? Согласно уравнению, коэффициент усиления будет при этом беспредельно возрастать. Однако измерения, выполненные в рассмотренной выше схеме, покажут, что, хотя при постоянном токе покоя, равном 1 мА, коэффициент усиления и растет, при $R_э = 0$ (эмиттер заземлен) он становится равным всего 400. Окажется также, что усилитель начнет при этом работать как нелинейный элемент (выходной сигнал не воспроизводит по форме в точности входной), входное сопротивление становится небольшим и нелинейным, а смещение начинает зависеть от температуры. Очевидно, что модель транзистора, которой мы пользовались, несовершенна и ее необходимо дополнить, чтобы она пришла в соответствие с измерениями, описанными выше, и некоторыми другими фактами, на которых мы еще остановимся. Модель, которую мы сейчас рассмотрим, будет достаточно точна и удовлетворит нас в дальнейшем.

МОДЕЛЬ ЭБЕРСА–МОЛЛА ДЛЯ ОСНОВНЫХ ТРАНЗИСТОРНЫХ СХЕМ

2.10. Улучшенная модель транзистора: усилитель с передаточной проводимостью (крутизной)

Существенную поправку следует внести в правило 4 (разд. 2.01), которое определяет, что $I_Б = h_{21э} I_Б$. Мы рассматривали транзистор как усилитель тока, вход которого работает как диод. Это приближение является грубым, но для некоторых практических случаев большей точности и не требуется. Однако для того чтобы понять, как работают дифференциальные усилители, логарифмические преобразователи, схемы температурной компенсации и некоторые другие практически полезные схемы, следует рассматривать транзистор как элемент с передаточной проводимостью коллекторный ток в нем определяется напряжением между базой и эмиттером.

Итак, правило 4 в измененном виде:

4. Если правила 1–3 соблюдены (разд. 2.01), то ток $I_К$ связан с напряжением $U_{БЭ}$ следующей зависимостью:

$$I_К = I_{нас}[\exp(U_{БЭ}/U_Т) - 1],$$

где $U_Т = kT/q = 25{,}3$ мВ при комнатной температуре (20 °С), q – заряд электрона ($1{,}60 \cdot 10^{-19}$ Кл), k – постоянная Больцмана ($1{,}38 \times 10^{-23}$ Дж/К), T – абсолютная температура в кельвинах (К = °С – 273,16). $I_{нас}$ – ток насыщения транзистора (зависит от T). Тогда ток базы, который также зависит от $U_{БЭ}$, можно приблизительно определить так:

$$I_Б = I_К h_{21э}.$$

где «постоянная» $h_{21э}$ обычно принимает значения от 20 до 1000 и зависит от транзистора, $I_К$, $U_{КЭ}$ и температуры. Ток $I_{нас}$ представляет собой обратный ток эмиттерного перехода. В активной области $I_К \gg I_{нас}$ и членом -1 можно пренебречь.

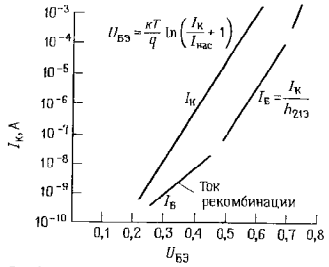


Рис. 2.32. Зависимость базового и коллекторного токов транзистора от напряжения между базой и эмиттером.

Уравнение для $I_К$ известно под названием «уравнение Эберса–Молла». Оно приблизительно описывает также зависимость тока от напряжения для диода, если U_T умножается на корректировочный коэффициент m со значением между 1 и 2. Следует запомнить, что в транзисторе коллекторный ток зависит от напряжения между базой и эмиттером, а не от тока базы (ток базы в грубом приближении определяется коэффициентом $h_{21Э}$). Экспоненциальная зависимость между током $I_К$ и напряжением $U_{БЭ}$ точно соблюдается в большом диапазоне токов, обычно от наноампер до миллиампер. На рис. 2.32 приведен график этой зависимости. Если измерить ток базы при различных значениях коллекторного тока, то получим график зависимости $h_{21Э}$ от $I_К$ (рис. 2.33).

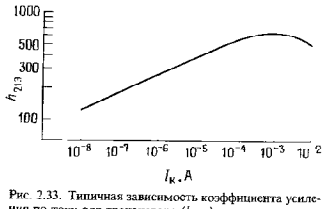


Рис. 2.33. Типичная зависимость коэффициента усиления по току для транзистора ($h_{21э}$) от коллекторного тока.

Согласно уравнению Эберса–Молла, напряжение между базой и эмиттером «управляет» коллекторным током, однако это свойство нельзя использовать непосредственно на практике (создавать смещение в транзисторе с помощью напряжения, подаваемого на базу), так как велик температурный коэффициент напряжения между базой и эмиттером. В дальнейшем вы увидите, как уравнение Эберса–Молла помогает решить эту проблему.

Практические правила для разработки транзисторных схем. На основании уравнения Эберса–Молла получены некоторые зависимости, которые часто используют при разработке схем:

1. Ступенчатая характеристика диода. На сколько нужно увеличить напряжение $U_{БЭ}$, чтобы ток $I_К$ увеличился в 10 раз? Из уравнения Эберса–Молла следует, что $U_{БЭ}$ нужно увеличить на $U_T \log_e 10$, или на 60 мВ при комнатной температуре. *Напряжение на базе увеличивается на 60 мВ при увеличении коллекторного тока в 10 раз.* Эквивалентным является следующее выражение $I_К = I_{К0} e^{\Delta U/25}$, где ΔU измеряется в милливольтах.

2. Импеданс для малого сигнала со стороны эмиттера при фиксированном напряжении на базе. Возьмем производную от $U_{БЭ}$ по $I_К$: $r_Э = U_T/I_К = 25/I_К$ Ом, где ток $I_К$ измеряется в миллиамперах. Величина $25/I_К$ Ом соответствует комнатной температуре. Это *собственное* сопротивление эмиттера $r_Э$ выступает в качестве последовательного для эмиттерной цепи во всех транзисторных схемах. Оно ограничивает усиление усилителя с заземленным эмиттером, приводит к тому, что коэффициент усиления эмиттерного повторителя имеет значение чуть меньше единицы и не позволяет выходному сопротивлению эмиттерного повторителя стать равным нулю. Этот параметр относится к параметрам малого сигнала. Отметим, что крутизна для усилителя с заземленным эмиттером определяется следующим образом: $g_m = 1/r_Э$.

3. Температурная зависимость. Глядя на уравнение Эберса–Молла, можно предположить, что $U_{БЭ}$ имеет положительный температурный коэффициент. Однако, в

связи с тем что ток $I_{нас}$ зависит от температуры, напряжение $U_{БЭ}$ уменьшается на 2,1 мВ/°С. В грубом приближении оно пропорционально $1/T_{абс}$, где $T_{абс}$ – абсолютная температура.

И еще одна зависимость пригодится нам на практике, правда, она не связана с уравнением Эберса–Молла. Речь идет об эффекте Эрли, описанном в разд. 2.06, который накладывает ограничения на выходную характеристику транзистора как источника тока.

4. Эффект Эрли. $U_{БЭ}$ хоть и в слабой мере, но зависит от $U_{КЭ}$ при постоянном токе $I_К$. Этот эффект обусловлен изменением эффективной ширины базы и описывается следующей приблизительной зависимостью: $\Delta U_{БЭ} = -\alpha \Delta U_{КЭ}$, где $\alpha \approx 0{,}0001$. Мы перечислили основные соотношения, которые могут быть полезны на практике. Эти соотношения, а не сами уравнения Эберса–Молла, используются при разработке транзисторных схем.

2.11. Еще раз об эмиттерном повторителе

Прежде чем мы еще раз рассмотрим усилитель с общим эмиттером, используя преимущества новой модели транзистора, ненадолго задержим свое внимание на скромном эмиттерном повторителе. Согласно модели Эберса–Молла эмиттерный повторитель должен иметь ненулевой выходной импеданс даже в том случае, когда схемой управляет источник напряжения, так как эмиттерный повторитель обладает вполне определенным сопротивлением $r_Э$ (см. предыдущий раздел, пункт 2). По той же причине усиление по напряжению будет немного меньше единицы, так как $r_Э$ и резистор нагрузки образуют делитель напряжения.

Эти явления нетрудно описать математически. При фиксированном напряжении на базе импеданс со стороны эмиттера есть не что иное, как $R_{вых} = dU_{БЭ}/dI_Э$, но $I_Э = I_К$, поэтому $R_{вых} \approx r_Э$ – собственное сопротивление эмиттера [$r_Э = 25/I_К$(мА)]. Например, на рис. 2.34, *а* импеданс со стороны нагрузки $r_Э = 25$ Ом, так как $I_К = 1$ мА. (Если используется эмиттерный резистор $R_Э$, то образуется параллельное соединение, на практике $R_Э$ всегда значительно больше, чем $r_Э$.) На рис. 2.34, *б* представлена более распространенная ситуация – источник имеет конечное сопротивление $R_{ист}$ (для простоты в схеме опущены компоненты смещения – базовый

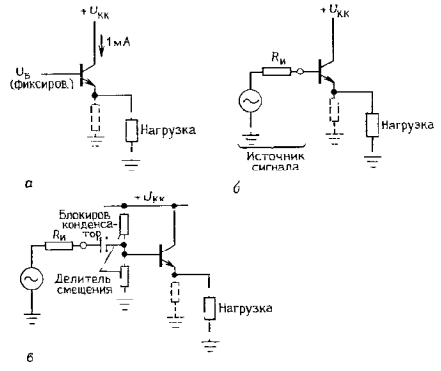


Рис. 2.34

делитель и блокировочный конденсатор – эти компоненты присутствуют на рис. 2.34, *в*). В этом случае выходной импеданс эмиттерного повторителя – это просто $r_э$ в последовательном соединении с $R_{нст}/(h_{21э}+1)$ (опять же в параллельном соединении с несущественным резистором $R_э$, если он присутствует). Например, если $R_{нст}=1$ кОм и $I_К=1$ мА, то $R_{вых}=35$ Ом (предположим, что $h_{21э}=100$). Нетрудно показать, что собственное сопротивление эмиттера $r_э$ вносит также вклад во *входной* импеданс эмиттерного повторителя, как если бы оно было соединено последовательно с нагрузкой (на самом деле не с нагрузкой, а с параллельным соединением резистора, нагрузки и эмиттерного резистора). Другими словами, для схемы эмиттерного повторителя эффект Эберса–Молла состоит просто в добавлении последовательно подключенного сопротивления эмиттера $r_э$ к полученным ранее результатам.

Усиление по напряжению эмиттерного повторителя несколько меньше единицы из-за наличия делителя напряжения, образованного $r_э$ и нагрузкой. Это нетрудно вычислить, так как выход схемы находится в точке соединения $r_э$ и $R_{нагр}$: $G_U=U_{вых}/U_{вх}$; $R_{нагр}/(r_э+R_{нагр})$. Таким образом, если взять, например, повторитель, ток затухания которого равен 1 мА, а нагрузка составляет 1 кОм, то его усиление по напряжению будет равно 0,976. Инженерам иногда нравится считать усиление в единицах сверхпроводимости для получения выражения, подходящего также для ОУ (см. разд. 3.07); в этом случае (используя выражение $b_m=1/r_э$) получим $G_U=R_{нагр}b_m(1-R_{нагр}b_m)$.

2.13. Еще раз об усилителе с общим эмиттером

Выше мы определили усиление по напряжению для усилителя с общим эмиттером при условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно нулю, но результат получили неверный. Дело в том, что транзистор обладает собственным эмиттерным сопротивлением, равным $25/I_к$(мА) (выражено в омах), которое следует добавлять к сопротивлению включенного в эмиттерную цепь резистора. Это сопротивление значительно в тех случаях, когда в цепь эмиттера включен небольшой резистор (или когда его нет вообще). Например, для усилителя, который мы рассмотрели выше, коэффициент усиления по напряжению равен -10 кОм/$r_э$, или -400, при условии, что сопротивление эмиттерного резистора равно нулю. Мы предполагали раньше, что входной импеданс $h_{21э}R_э$ равен нулю при $R_э=0$; на самом деле он приблизительно равен $h_{21э}r_э$ и в данном случае составляет около 2,5 кОм (ток покоя равен 1 мА).

Мы уже упоминали усилитель с «заземленным эмиттером» и схемы «с общим эмиттером». Эти схемы не следует путать. Усилитель с «заземленным эмиттером» – это усилитель с общим эмиттером, в котором $R_э=0$. В усилительном каскаде с общим эмиттером может присутствовать эмиттерный резистор; особенность этой схемы состоит в том, что цепь эмиттера является общей для входа и выхода схемы.

Недостатки одноканального усилителя с заземленным эмиттером. Дополнительное усиление, обусловленное отсутствием резистора в эмиттерной цепи $R_э=0$, мы получаем за счет ухудшения некоторых параметров усилителя. Как ни популярен усилитель с заземленным эмиттером в учебниках, на практике его следует использовать только в схемах, охваченных общей петлей отрицательной обратной связи. Для того чтобы понять, с чем это связано, рассмотрим рис. 2.35.

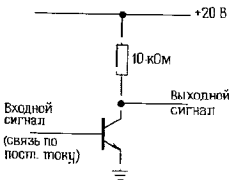


Рис. 2.35. Усилитель с общим эмиттером без отрицательной обратной связи в цепи эмиттера



Рис. 2.36. Нелинейный выходной сигнал, снимаемый с усилителя с заземленным эмиттером.

1. Нелинейность. Коэффициент усиления определяется выражением $k=-g_mR_К=-R_К/r_э=-R_КI_К$ (мА)/25, т. е. для тока покоя 1 мА он равен -400. Но дело в том, что ток $I_К$ изменяется при изменении входного сигнала. В нашем примере коэффициент усиления может изменяться от -800 ($U_{вых}=0$, $I_К=2$ мА) до нуля ($U_{вых}=U_{КК}$, $I_К=0$). Если на входе действует треугольный сигнал, то сигнал на выходе будет таким, как показано на рис. 2.36. Усилитель вносит большие искажения, т. е. обладает плохой линейностью. Усилитель с заземленным эмиттером без обратной связи можно использовать лишь для небольших диапазонов изменения сигнала вблизи точки покоя. Что же касается усилителя с общим эмиттером, то его усиление почти не зависит от коллекторного тока, при условии что $R_э \gg r_э$; он обеспечивает усиление без искажений в большом диапазоне изменения сигнала.

2. Входное сопротивление. Входное сопротивление приблизительно равно $Z_{вх}=h_{21э}r_э=(25h_{21э}/I_К$(мА)) Ом. Здесь мы опять сталкиваемся с тем, что ток $I_К$ изменяется при изменении выходного сигнала, а значит меняется и входное сопротивление. Если источник, питающий базу, обладает небольшим выходным сопротивлением, то вы получите нелинейный переменный делитель напряжения, образованный источником сигнала и входным сопротивлением усилителя. Что касается усилителя с общим эмиттером, то он обладает постоянным и высоким входным сопротивлением.

3. Смещение. В усилителе с заземленным эмиттером смещение выполнить трудно. Возникает соблазн просто подать напряжение (с делителя), которое обеспечит нужный ток покоя в соответствии с уравнением Эберса–Молла. Однако так сделать нельзя, потому что напряжение $U_{БЭ}$ зависит от температуры (при фиксированном значении $I_К$) и изменяется на 2,1 мВ/°С (фактически напряжение уменьшается при повышении температуры T из-за того, что изменяется ток $I_{нас}$; в результате оказывается, что напряжение $U_{БЭ}$ приблизительно пропорционально $1/T$, где T – абсолютная температура). Это ведет к тому, что коллекторный ток (при фиксированном значении $U_{БЭ}$) будет увеличиваться в 10 раз при повышении температуры на 30 °С. Такая нестабильность делает смещение неработоспособным, так как даже небольшие колебания температуры будут приводить усилитель в режим насыщения. Например, если напряжение смещения сделать равным половине напряжения питания коллектора, то усилитель с заземленным эмиттером будет переходить в режим насыщения при повышении температуры на 8 °С.

Упражнение 2.9. Убедитесь в том, что при повышении температуры окружающей среды на 8 °С усилитель с заземленным эмиттером и поданным на базу напряжением смещения переходит в режим насыщения. В исходном состоянии транзистор смещен так, что $U_К=0{,}5U_{КК}$.

О том, как решается задача смещения, вы узнаете из следующих разделов. Что касается усилителя с общим эмиттером, то здесь стабильное смещение создается с помощью напряжения, приложенного к базе; большая часть этого напряжения приходится на резистор в цепи эмиттера, тем самым обеспечивается постоянный ток покоя.

Эмиттерный резистор в качестве элемента обратной связи. Если к собственному сопротивлению эмиттера добавить сопротивление внешнего эмиттерного резистора, то многие параметры усилителя с общим эмиттером улучшатся, правда за счет снижения коэффициента усиления. Аналогичное явление рассматривается в следующих двух главах, посвященных использованию *отрицательной обратной связи*, позволяющей улучшить характеристики усилителя за счет частичной передачи выходного сигнала на вход. Это не

простое совпадение, дело в том, что в усилителе с общим эмиттером используется одна из форм отрицательной обратной связи. Представим себе, что транзистор это элемент с передаточной крутизной, в котором коллекторный ток (а следовательно, и выходное напряжение) зависит от напряжения, действующего между базой и эмиттером; на вход усилителя подается напряжение, действующее между базой и землей. Входное напряжение представляет собой напряжение между эмиттером и базой минус напряжение ($I_Э R_Э$). Следовательно, в схеме с общим эмиттером действует отрицательная обратная связь, и благодаря этому улучшаются характеристики усилителя (высокая линейность и стабильность, большой входной импеданс; выходной импеданс можно уменьшить, если ввести обратную связь непосредственно с коллектора). Это лишь первое знакомство с обратной связью, но и оно позволяет оценить значение материала, изложенного в гл. 4–5.

2.13. Смещение в усилителе с общим эмиттером

Существует возможность задать смещение в усилителе с общим эмиттером и при необходимости получения максимально возможного коэффициента усиления (или если усилительный каскад охвачен петлей обратной связи). Есть три варианта схем смещения, которые можно комбинировать между собой: с помощью шунтируемого резистора в эмиттерной цепи, с помощью согласованного транзистора и с помощью обратной связи по постоянному току.

Шунтируемый резистор в эмиттерной цепи. Смещение можно обеспечить с помощью шунтируемого резистора в эмиттерной цепи, как показано на рис. 2.37. Для того чтобы облегчить задачу создания смещения, резистор $R_Э$ выбран так, что его сопротивление составляет $0{,}1R_К$; если резистор $R_Э$ слишком мал, то напряжение на эмиттере будет намного меньше, чем падение напряжения между базой и эмиттером, а это приведет к температурной нестабильности точки покоя, так как напряжение $U_{БЭ}$ зависит от температуры.

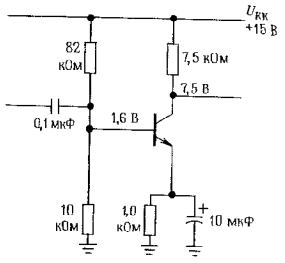


Рис. 2.37. Шунтируемый резистор в эмиттерной цепи можно использовать для получения стабильного смещения в усилителе с заземленным эмиттером.

Шунтирующий эмиттерный конденсатор следует выбирать так, чтобы его импеданс был небольшим по сравнению с $r_Э$ (а не с $R_Э$) на самой низкой из интересующих вас частот. В данном случае его импеданс составляет 25 Ом на частоте 650 Гц. В диапазоне рабочих частот входного сигнала для выбора входного конденсатора межкаскадной связи существенно, что входное сопротивление схемы определяется параллельным соединением сопротивления 10 кОм и входного сопротивления транзистора со стороны базы, в данном случае – это сопротивление 25 Ом, умноженное на $h_{21э}$, т. е. приблизительно 2,5 кОм. Для сигналов постоянного тока сопротивление со стороны базы значительно больше (сопротивление эмиттерного резистора, умноженное на $h_{21э}$, т. е. приблизительно 100 кОм), и именно благодаря этому можно обеспечить стабильное смещение.

Одна из разновидностей рассмотренной схемы отличается использованием в эмиттерной цепи двух последовательных резисторов, один из которых шунтируется. Например, нужно спроектировать усилитель, коэффициент усиления которого равен 50, ток покоя – 1 мА, а напряжение $U_{КК}$ составляет +20 В; частота сигнала может изменяться от 20 Гц до 20 кГц. Если для решения поставленной задачи вы выберете схему с общим эмиттером,

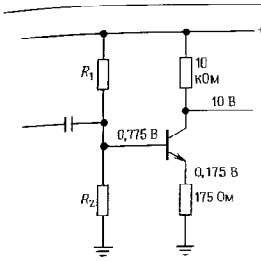


Рис. 2.38.

то получите усилитель, показанный на рис. 2.38. Коллекторный резистор выбран так, чтобы коллекторное напряжение покоя составляло $0{,}5U_{КК}$. Эмиттерный резистор выбран с учетом требуемого значения коэффициента усиления и влияния $r_Э$, составляющего $25/I_К$ (мА). Трудность состоит в том, что эмиттерное напряжение, равное лишь 0,175 В, будет подвержено существенным изменениям. Дело в том, что падение напряжения на переходе база–эмиттер, равное $\approx 0{,}6$ В, зависит от температуры (относительное изменение составляет примерно $-2{,}1$ мВ/°С), тогда как напряжение на базе поддерживается постоянным с помощью резисторов R_1 и R_2; например, вы можете убедиться, что при увеличении температуры на 20 °С коллекторный ток возрастает примерно на 25%.

Это неприятное явление можно устранить, если включить в эмиттерную цепь дополнительный зашунтированный конденсатором резистор, который не будет влиять на коэффициент усиления в рабочем диапазоне частот (рис. 2.39). Как и в предыдущей схеме, коллекторный резистор выбран здесь так, чтобы напряжение на коллекторе было равно 10 В ($0{,}5\ U_{КК}$). Нешунтируемый резистор в цепи эмиттера выбран таким образом, чтобы с учетом собственного сопротивления эмиттера, составляющего $r_Э = 25/I_К$ (мА), коэффициент усиления был равен 50. Дополнительное сопротивление в цепи эмиттера должно быть таким, чтобы смещение было стабильным (хороший результат даст сопротивление, в 10 раз меньшее коллекторного). Напряжение базы выбрано так, чтобы ток эмиттера был равен 1 мА, при условии что сопротивление цепи смещения составляет десятую часть от сопротивления по постоянному току со стороны базы (в данном случае около 100 кОм). Сопротивление шунтирующего конденсатора в цепи эмиттера должно быть небольшим по сравнению с сопротивлением 180 + 25 Ом на самой низкой частоте диапазона. И наконец, входной конденсатор межкаскадной связи должен иметь небольшой импеданс по сравнению с входным сопротивлением усилителя на частоте входного сигнала, которое определяет-

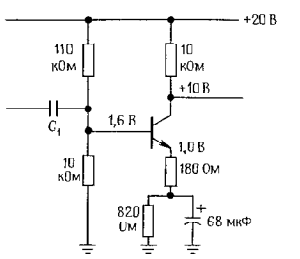


Рис. 2.39. Усилитель с общим эмиттером, обладающий стабильным смещением, линейностью и большим коэффициентом усиления по напряжению.

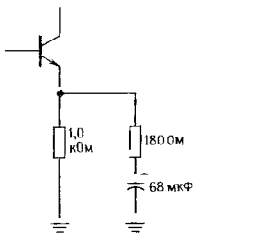


Рис. 2.40. Другой вариант схемы, показанной на рис. 2.39.

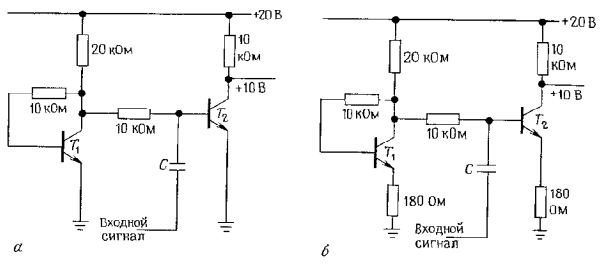


Рис. 2.41. Схема смещения, в которой компенсируется падение напряжения между базой и эмиттером $U_{БЭ}$.

ся параллельным соединением сопротивления делителя напряжения и сопротивления $(180 + 25)h_{21э}$ Ом (на частотах входного сигнала сопротивление 820 Ом шунтировано конденсатором и равноценно замкнутой накоротко цепи).

В другом варианте этой схемы цепи сигнала и постоянного тока разделены (рис. 2.40). Это разделение позволяет изменять коэффициент усиления (за счет резистора 180 Ом), не изменяя смещения.

Использование согласованного транзистора. Для получения напряжения базы, обеспечивающего нужный ток коллектора, можно использовать согласованные транзисторы, при этом будет обеспечена автоматическая температурная компенсация (рис. 2.41). В цепи коллектора транзистора T_1 протекает ток 1 мА, потенциал коллектора близок потенциалу земли (точнее, превышает потенциал земли примерно на величину падения напряжения $U_{БЭ}$); если транзисторы T_1 и T_2 представляют собой согласованную пару (например, два транзистора, изготовленных на одном кристалле кремния), то смещение транзистора T_2 будет таким, что этот транзистор также будет порождать ток 1 мА и напряжение на его коллекторе будет равно +10 В, при этом симметричный сигнал на коллекторе может иметь размах ±10 В. Изменение температуры не влияет на работу схемы, так как оба транзистора находятся в одинаковых температурных условиях. Вот чем хороши «монолитные» сдвоенные транзисторы.

Обратная связь по постоянному току. Для стабилизации точки покоя (рабочей точки) можно использовать обратную связь по постоянному току. Один из методов такой стабилизации показан на рис. 2.42. Определенное улучшение стабильности можно получить, если напряжение смещения подавать с коллектора, а не от источника $U_{КК}$. Напряжение на базе превышает потенциал земли на величину падения напряжения на диоде; так как напряжение смещения снимается с делителя

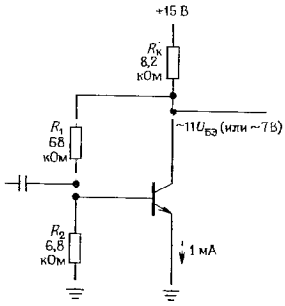


Рис. 2.42. Стабильность смещения обеспечивается за счет обратной связи.

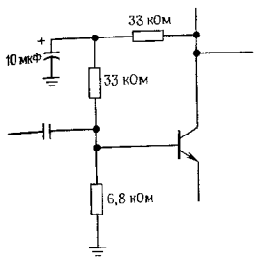


Рис. 2.43. Устранение обратной связи на частотах сигнала.

10 : 1, то напряжение на коллекторе превышает потенциал земли на величину, равную падению напряжения на диоде, увеличенному в 11 раз, т. е. составляет ≈ 7 В. Эта схема уменьшает склонность к насыщению (которая может возникнуть, например, если коэффициент β будет необычно большим) за счет того, что при уменьшении коллекторного напряжения уменьшается напряжение смещения на базе. Эту схему можно использовать в тех случаях, когда не нужна высокая стабильность. Точка покоя (выхода) подвержена дрейфу примерно на 1 В за счет изменений температуры окружающей среды. Это связано с тем, что напряжение между базой и эмиттером имеет большой температурный коэффициент. Большей стабильностью обладает схема, в которой петля обратной связи охватывает несколько каскадов усиления. Примеры вы увидите там, где речь пойдет об обратной связи.

Для того, чтобы понять, как работает эта схема, нужно внимательнее рассмотреть обратную связь. Например, обратная связь уменьшает входной и выходной импедансы. Для входного сигнала сопротивление R_1 уменьшено за счет усиления по напряжению, которым обладает каскад. В данном случае резистор R_1 эквивалентен резистору с сопротивлением 200 Ом, один конец которого заземлен. В следующей главе мы рассмотрим обратную связь более подробно, и тогда вы сможете определить коэффициент усиления по напряжению и входной и выходной импедансы данной схемы.

Отметим, что сопротивление резистора смещения базы можно увеличить, и тогда увеличится входной импеданс схемы, но ток базы уже нельзя будет считать пренебрежимо малым. Можно, например, взять такие резисторы: $R_1 = 220$ кОм и $R_2 = 33$ кОм. Другая возможность состоит в том, что в цепь обратной связи можно включить шунтирующий конденсатор, как показано на рис. 2.43. При этом удается избавиться от обратной связи (а следовательно, и от пониженного входного импеданса) на частотах сигнала.

Некоторые замечания относительно смещения и усиления. Первое важное замечание касается усилительных каскадов с заземленным эмиттером: создается впечатление, что коэффициент усиления по напряжению можно увеличить за счет увеличения тока покоя, так как собственное сопротивление эмиттера $r_э$ уменьшается при увеличении тока. Однако, хотя $r_э$ и уменьшается при увеличении коллекторного тока, для получения того же самого рабочего напряжения на коллекторе приходится использовать меньший коллекторный резистор, и в результате выигрыша нет. На самом деле можно показать, что в усилителе с заземленным эмиттером, смещенным так, что напряжение покоя составляет $0{,}5\ U_{КК}$, коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала равен $K \cong 20\ U_{КК}$ независимо от величины тока покоя (рабочего тока).

Упражнение 2.10. Докажите, что сделанное выше утверждение справедливо.

Если требуется увеличить коэффициент усиления каскада по напряжению, то можно, например, в качестве активной нагрузки использовать источник тока. Так как источник тока обладает очень большим импедансом, то на одном каскаде можно получить коэффициент усиления по напряжению, равный 1000 и выше. Такой подход не пригоден в схемах со смещением, которые мы рассмотрели выше; каскад должен являться частью схемы, охваченной общей петлей обратной связи по постоянному току. Об этом поговорим

в следующей главе. Внешняя нагрузка такого усилителя обязательно должна быть велика, в противном случае усиление, полученное за счет большого коллекторного сопротивления, будет потеряно. В качестве такой высокоомной нагрузки можно использовать эмиттерный повторитель, полевой транзистор или операционный усилитель.

В радиочастотных усилителях, предназначенных для резонансного усиления в узкой полосе частот, в качестве коллекторной нагрузки принято использовать параллельный LC-контур; в этом случае можно получить очень большой коэффициент усиления по напряжению, так как на частоте сигнала LC-контур обладает большим импедансом (как источник тока), а его импеданс по постоянному току мал. LC-контур можно перестраивать и благодаря резонансной характеристике он подавляет сигналы, лежащие за пределами рабочего диапазона. К преимуществам этой схемы можно отнести также возможность получения размаха выходного сигнала, равного $2U_{КК}$, и возможность использования трансформаторной связи.

Упражнение 2.11. Разработайте резонансный усилительный каскад с общим эмиттером для частоты 10 кГц. Используйте в схеме шунтированный эмиттерный резистор и установите ток покоя величиной 1 мА. Пусть $U_{КК} = +15$ В, а $L = 1{,}0$ мГн; параллельно LC-контуру подключите резистор 6,2 кОм, с тем чтобы получить $Q = 10$ (ширина полосы 10%, см. разд. 1.22). Для межкаскадной связи используйте на входе конденсатор.

2.14. Токовые зеркала

От схемы смещения с использованием согласованной пары транзисторов легко перейти к так называемому токовому зеркалу (рис. 2.44). Работа токового зеркала «программируется» путем задания коллекторного тока транзистора T_1. Напряжение $U_{БЭ}$ для T_1 устанавливается в соответствии с заданным током, температурой окружающей среды и типом транзистора. В результате оказывается заданным режим схемы, и транзистор T_2, согласованный с транзистором T_1 (лучше всего использовать монолитный сдвоенный транзистор), передает в нагрузку такой же

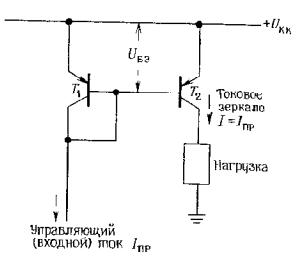


Рис. 2.44. Классическая схема токового зеркала на основе согласованной пары биполярных транзисторов. Отметим, что положительное питающее напряжение принято обозначать $U_{КК}$, даже в тех случаях, когда используются транзисторы p–n–p-типа.

ток, что задан для T_1. Небольшими базовыми токами можно пренебречь.

Одно из достоинств описанной схемы состоит в том, что ее диапазон устойчивости по напряжению равен $U_{КК}$ за вычетом нескольких десятых долей вольта, так как нет падения напряжения на эмиттерном резисторе. Кроме того, во многих случаях удобно задавать ток с помощью тока. Легче всего получить управляющий ток $I_{пр}$ с помощью резистора (рис. 2.45). В связи с тем, что эмиттерные переходы транзисторов представляют собой диоды, падение напряжения на которых мало по сравнению с $U_{КК}$, резистор 14,4 кОм формирует управляющий, а следовательно, и выходной ток величиной 1 мА. Токовые

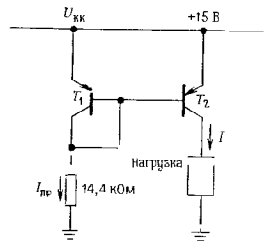


Рис. 2.45.

зеркала можно использовать в тех случаях, когда в транзисторной схеме необходим источник тока. Их широко используют при проектировании интегральных схем, когда: а) под рукой есть много согласованных транзисторов и б) разработчик хочет создать схему, которая бы работала в широком диапазоне питающих напряжений. Существуют даже безрезисторные интегральные операционные усилители, в которых режимный ток всего усилителя задается с помощью одного внешнего резистора, а токи отдельных внутренних усилительных каскадов формируются с помощью токовых зеркал.

Недостатки токовых зеркал, обусловленные эффектом Эрли. Простое токовое зеркало обладает одним недостатком: выходной ток несколько изменяется при изменении выходного напряжения, т. е. выходное сопротивление схемы не бесконечно. Это связано с тем, что при заданном токе транзистора T_2 напряжение $U_{БЭ}$ слегка меняется в зависимости от коллекторного напряжения (проявление эффекта Эрли); иначе говоря, график зависимости коллекторного тока от напряжения между коллектором и эмиттером при фиксированном напряжении между базой и эмиттером не является горизонтальной линией (рис. 2.46). Практически ток может изменяться приблизительно на 25% в диапазоне устойчивой работы схемы, т. е. характеристики такой схемы существенно хуже, чем характеристики рассмотренного выше источника тока с эмиттерным резистором.

Если же нужен более высококачественный источник тока (чаще всего таких требований не возникает), то подойдет схема,

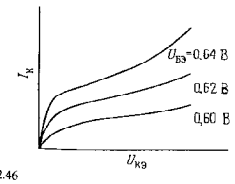


Рис. 2.46

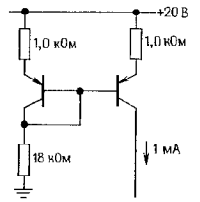


Рис. 2.47. Улучшенная схема токового зеркала.

показанная на рис. 2.47. Эмиттерные резисторы выбраны таким образом, что падение напряжения на них составляет несколько десятых долей вольта; такая схема — гораздо лучший источник тока, так как в ней изменения напряжения $U_{БЭ}$, обусловленные изменениями напряжения $U_{КЭ}$, оказывают пренебрежимо малое влияние на выходной ток. В этой схеме также следует использовать согласованные транзисторы.

Токовое зеркало Уилсона. На рис. 2.48 представлено еще одно токовое зеркало, обеспечивающее высокую степень постоянства выходного тока. Транзисторы T_1 и T_2 включены как в обычном токовом зеркале. Благодаря транзистору T_3 потенциал коллектора транзистора T_1 фиксиро-

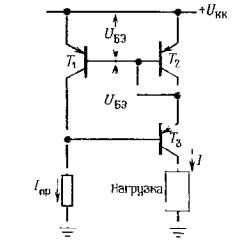


Рис. 2.48. Токовое зеркало Уилсона. Влияние изменений напряжения на нагрузке на выходной ток подавлено за счет каскодного включения транзистора T_3, которое позволяет уменьшить изменения напряжения транзистора T_1.

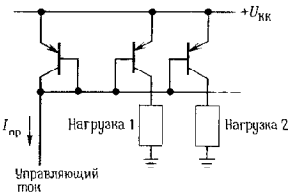


Рис. 2.49. Схема токового зеркала с несколькими выходами. Эта схема широко используется для получения нескольких программируемых источников тока.

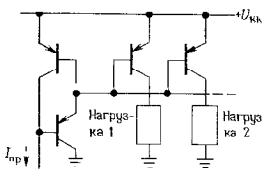


Рис. 2.50.

ван и на удвоенную величину падения напряжения на диоде ниже, чем напряжение питания $U_{КК}$. Такое включение позволяет подавить эффект Эрли в транзисторе T_1, коллектор которого теперь служит для задания режима работы схемы; выходной ток определяется транзистором T_2. Транзистор T_3 не влияет на баланс токов, если его базовый ток пренебрежимо мал; его единственная функция состоит в том, чтобы зафиксировать потенциал коллектора T_1. В результате в токозадающих транзисторах T_1 и T_2 падения напряжения на эмиттерных переходах фиксированы; транзистор T_3 можно рассматривать как элемент, который просто передает выходной ток в нагрузку, напряжение на которой является переменным (аналогичный прием используют при каскодном включении, которое мы рассмотрим позже). Кстати, транзистор T_3 не обязательно согласовывать с транзисторами T_1 и T_2.

Схемы с несколькими выходами и коэффициенты отражения тока. Схему токового зеркала можно построить так, что вытекающий выходной ток (или втекающий – в случае использования транзисторов n–p–n-типа) будет передаваться в несколько нагрузок. О том, как эта идея воплощается в жизнь, дает представление схема, изображенная на рис. 2.49. Отметим, что если один из транзисторов-источников тока переходит в режим насыщения (в том случае, например, когда отключается его нагрузка), то его база будет отбирать повышенный ток из общей линии, соединяющей базы всех транзисторов, и в связи с этим уменьшаются остальные выходные токи. Положение можно улучшить, если включить в схему еще один транзистор (рис. 2.50).

На рис. 2.51 представлены два варианта многовыходного токового зеркала. Эти схемы отражают удвоенный (или полови-

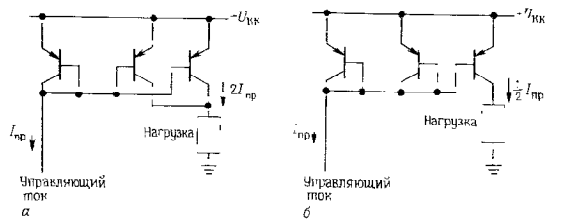


Рис. 2.51. Токовые зеркала, в которых коэффициент отражения тока отличен от 1:1.

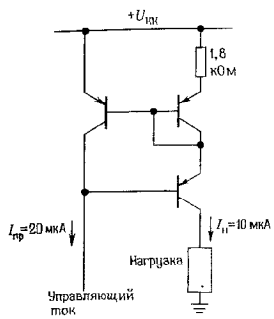


Рис. 2.52. Снижение выходного тока с помощью эмиттерного резистора. Отметим, что выходной ток здесь не кратен управляющему.

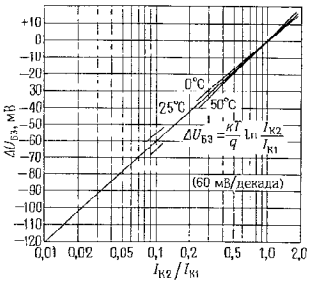


Рис. 2.53. Зависимость отношения коллекторных токов в согласованных парах транзисторов от разности напряжений база–эмиттер.

винный) управляющий ток. При разработке токовых зеркал в интегральных схемах коэффициент отражения тока задают путем выбора размеров (площадей) эмиттерных переходов.

Фирма Texas Instruments предлагает токовые зеркала Уилсона в виде законченных монолитных схем в удобных транзисторных корпусах типа TO-92. Серия TL011 включает схемы, которые обеспечивают отношения 1:1, 1:2, 1:4 и 2:1, при этом диапазон устойчивости выходного напряжения определяется значениями от 1,2 до 40 В. Схема Уилсона обладает хорошими характеристиками источника тока – при постоянном программирующем токе выходной ток увеличивается только на 0,05% на вольт – помимо всего она очень недорога (50 центов и дешевле). К сожалению, эти полезные схемы существуют только на транзисторах n–p–n-типа.

Еще один способ получения выходного тока, кратного управляющему, состоит во включении дополнительного резистора в цепь эмиттера выходного транзистора (рис. 2.52). Если схема работает с токами различной плотности, то, согласно уравнению Эберса–Молла, разность напряжений $U_{БЭ}$ зависит только от отношения плотностей токов. Для согласованных транзисторов отношение коллекторных токов равно отношению плотностей токов. График на рис. 2.53 позволяет определить разность напряжений между базой и эмиттером в подобном случае и полезен при разработке токовых зеркал с неединичным отражением.

Упражнение 2.12. Покажите, что токовое зеркало с неединичным отражением, показанное на рис. 2.52, работает так, как мы описали.

НЕКОТОРЫЕ ТИПЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

2.15. Двухтактные выходные каскады

В этой главе уже было отмечено, что если в эмиттерном повторителе используется транзистор n p n-типа, то ток не может втекать в схему, если же используется транзистор p–n–p-типа, то ток не может вытекать. В результате повторитель с несимметричным выходом, в котором используются расщепленные источники питания, а ток покоя имеет большую величину, при двуполярном сигнале может работать только на заземленную нагрузку (такие схемы называют иногда усилителями класса А). Ток покоя должен

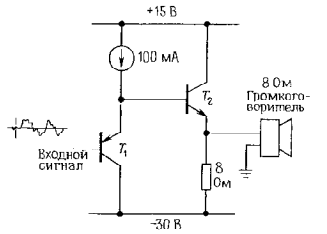


Рис. 2.54. Усилитель громкоговорителя на 10 Вт, построенный на основе эмиттерного повторителя с однополюсным выходом, рассеивает мощность 165 Вт!

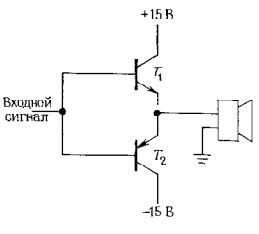


Рис. 2.55. Двухтактная схема эмиттерного повторителя.

быть по крайней мере таким же большим, как максимальный выходной ток при пиковых значениях сигнала, в результате схема в состоянии покоя рассеивает большую мощность. Например, на рис. 2.54 показана схема повторителя, который работает на нагрузку с сопротивлением 8 Ом и мощностью до 10 Вт. Повторитель T_1 на транзисторе p–n–p-типа служит для того, чтобы снизить требования к мощности входного сигнала схемы и скомпенсировать напряжение смещения $U_{БЭ}$ в транзисторе T_2 (напряжение 0 В на входе дает 0 В на выходе). Конечно, для простоты T_1 можно было бы опустить. Большой источник тока, используемый в качестве нагрузки в цепи эмиттера T_1, служит для того, чтобы обеспечить достаточный базовый ток для T_2 при пиковом значении сигнала. Резистор в цепи эмиттера не используют потому, что он должен был бы иметь слишком малое сопротивление (50 Ом или меньше), для того чтобы при пиковом значении сигнала можно было гарантировать базовый ток T_2, равный по крайней мере 50 мА; при этом ток нагрузки был бы максимальным, а падение напряжения на резисторе минимальным; результирующий ток покоя T_1 оказался бы чрезмерно большим.

Выходной сигнал схемы может изменяться в диапазоне +15 В (пиковые значения) и отдавать в нагрузку требуемую мощность (эффективное напряжение 9 В на сопротивлении 8 Ом). Однако в отсутствие сигнала выходной транзистор рассеивает мощность 55 Вт, а эмиттерный резистор – еще 110 Вт. Для усилителей такого типа, принадлежащих к классу А (транзистор всегда в открытом состоянии), характерно, что мощность, рассеиваемая в состоянии покоя, во много раз превышает максимальную выходную мощность; схема оставляет желать лучшего, особенно если речь идет о системах, связанных с большим выделением мощности.

На рис. 2.55 показана двухтактная схема повторителя, которая работает аналогичным образом. Транзистор T_1 открыт при положительных значениях сигнала, а транзистор T_2 – при отрицательных. При нулевом входном напряжении коллекторного тока нет и мощность не рассеивается. При выходной мощности 10 Вт каждый транзистор рассеивает мощность менее 10 Вт

Переходные искажения в двухтактных каскадах. Предыдущей схеме присуще следующее свойство: выходной сигнал отслеживает входной сигнал с разницей на величину падения напряжения $U_{БЭ}$; на положительном интервале входного сигнала выходное напряжение примерно на 0.6 В меньше, чем входное, на отрицательном интервале наоборот. Для синусоидального входного сигнала выходной сигнал будет таким, как показано на рис.

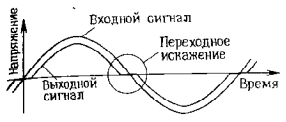


Рис. 2.56. Переходные искажения в двухтактном повторителе.

2.56. На языке радиотехники такое искажение сигнала называется переходным искажением. Лучше всего немного сместить двухтактный каскад в состояние проводимости, как показано на рис. 2.57 (еще один метод устранения переходного искажения связан с использованием обратной связи, хотя он имеет некоторые недостатки).

Резисторы смещения R переводят диоды в состояние проводимости, благодаря этому напряжение на базе T_1 превышает входное напряжение на величину падения напряжения на диоде, а напряжение на базе T_2 на величину падения напряжения на диоде меньше, чем входное напряжение. Теперь, когда входной сигнал проходит через нуль, проводящим транзистором вместо T_2 становится T_1; один из выходных транзисторов всегда открыт. Резистор R выбран так, чтобы обеспечивался необходимый базовый ток в выходных транзисторах при пиковых значениях выходного сигнала. Например, если

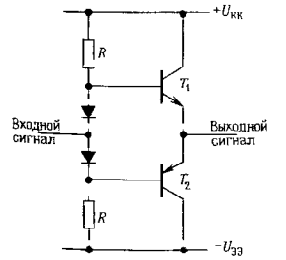


Рис. 2.57. Устранение переходных искажений за счет смещения двухтактного повторителя.

используются источники питания ±20 В, а нагрузка имеет сопротивление 8 Ом и мощность 10 Вт для синусоидального сигнала, пиковое базовое напряжение составляет около 13,5 В, а пиковый ток нагрузки 1,6 А. Допустим, что коэффициент β транзистора равен 50 (мощные транзисторы обычно имеют меньший коэффициент усиления по току, чем малосигнальные транзисторы), тогда для получения базового тока, равного 32 мА, потребуются базовые резисторы с сопротивлением 220 Ом (при пиковом значении сигнала ток базы будет определяться напряжением 6,5 В, равным разности 13,5 В и напряжения источника питания $U_{КК}$).

Температурная стабильность двухтактных усилителей класса В. Рассмотренный выше усилитель (иногда такие схемы называют усилителями класса В, при этом имеют в виду, что каждый транзистор находится в открытом состоянии только в течение половины периода входного сигнала) имеет один серьезный недостаток: он не обладает температурной стабильностью. По мере того как выходные транзисторы нагреваются (когда приложен входной сигнал, они нагреваются, так как рассеивают мощность), напряжение $U_{БЭ}$ начинает убывать, а коллекторный ток покоя – возрастать. Выделяющееся при этом дополнительное тепло усугубляет положение и повышает вероятность того, что в схеме разовьется неконтролируемая тепловая положительная обратная связь (эта вероятность зависит от ряда факторов: насколько велик радиатор для отвода тепла, совпадает ли температура диодов с температурой транзисторов и др.). Даже если этого не произойдет и схема не выйдет из строя, необходимо обеспечить более надежное управление ее работой: обычно прибегают к схеме, показанной на рис. 2.58.

Для примера здесь показан случай, когда входной сигнал снимается с коллектора предшествующего каскада; резистор выполняет двойную функцию: он является коллекторным резистором транзистора T_1 и формирует ток для смещения диодов и смещающего резистора в основной двухтактной схеме. Резисторы R_3 и R_4

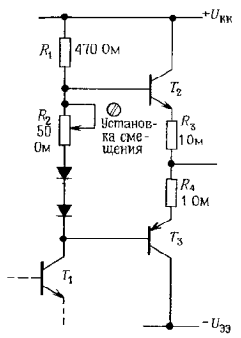


Рис. 2.58. Увеличение температурной стабильности двухтактного повторителя за счет включения в схему небольших эмиттерных резисторов.

обычно имеют сопротивление несколько ом или ниже; они «амортизируют» критическое смещение тока покоя: напряжение между базами выходных транзисторов должно быть немного больше, чем удвоенное падение напряжения на диоде; дополнительное падение напряжения обеспечивает регулируемый резистор смещения R_2 (его часто заменяют еще одним диодом). Падение напряжения на резисторах R_3 и R_4 составляет несколько десятых долей вольта, благодаря этому температурное изменение напряжения $U_{БЭ}$ не приводит к быстрому возрастанию тока (чем больше падение напряжения на R_3 и R_4, тем менее чувствителен к температуре ток) и схема работает стабильно. Стабильность увеличивается, если диоды имеют тепловой контакт с выходными транзисторами (или их радиаторами).

Температурную стабильность схемы можно оценить, если вспомнить, что падение напряжения между базой и эмиттером уменьшается примерно на 2.1 мВ при увеличении температуры на каждый градус (°С), а коллекторный ток увеличивается в 10 раз при каждом увеличении напряжения между базой и эмиттером на 60 мВ. Например, если резистор R_2 заменить диодом, то напряжение между базами транзисторов T_2 и T_3 будет равно утроенному падению напряжения на диоде, а на последовательное соединение резисторов R_3 и R_4 будет приходиться падение напряжения, равное падению напряжения на диоде. (Следовательно, резисторы R_3 и R_4 должны быть подобраны таким образом, чтобы обеспечивался нужный ток покоя, например 50 мА для усилителя звуковых частот.) Самым худшим для этой схемы является случай, когда смещающие диоды не имеют теплового контакта с выходными транзисторами.

Рассмотрим такой самый худший случай и вычислим увеличение тока покоя выходного каскада, соответствующее повышению температуры выходного транзистора на 30 °С. Кстати, для усилителя мощности такое увеличение температуры не является большим. Указанное повышение температуры при постоянном значении тока приводит к уменьшению напряжения $U_{БЭ}$ выходных транзисторов приблизительно на 63 мВ и к увеличению падения напряжения на резисторах R_3 и R_4 приблизительно на 20% (т. е. приблизительно на 20% увеличивается ток покоя). Для усилителя без эмиттерных резисторов (рис. 2.57) аналогичный расчет показывает, что ток покоя увеличится в 10 раз (напомним, что ток $I_К$ увеличивается в 10 раз при возрастании напряжения $U_{БЭ}$ на 60 мВ), т. е. его рост составит 1000%. Очевидно, что температурная стабильность последней схемы с резисторами смещения в цепях эмиттеров значительно выше.

Еще одно преимущество этой схемы состоит в том, что регулировка тока покоя позволяет управлять величиной переходных искажений. Двухтактные усилители, в которых смещение используется для получения достаточно большого тока покоя в момент перехода сигнала через нуль, называют иногда усилителями класса АВ; это название подразумевает, что в течение некоторого интервала времени оба транзистора находятся в состоянии проводимости. Практически при выборе тока покоя следует найти компромисс между уменьшением искажения и рассеиваемой мощностью в состоянии покоя. Почти всегда для ослабления переходного искажения используют еще обратную связь, о которой пойдет речь в следующей главе.

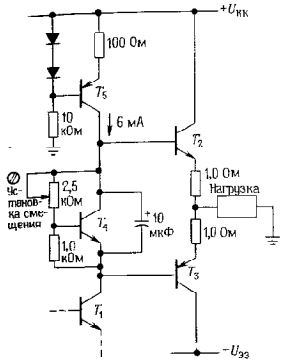


Рис. 2.59. Схема задания смещения двухтактного выходного каскада для уменьшения переходных искажений и повышения температурной стабильности.

Другой метод смещения двухтактного повторителя представлен на рис. 2.59. Транзистор T_4 работает как регулируемый диод: базовые резисторы образуют делитель напряжения, благодаря которому напряжение между коллектором и эмиттером T_4 стабилизируется при значении, пропорциональном напряжению между базой и эмиттером (оно равно падению напряжения на диоде); при увеличении напряжения $U_{КЭ}$ транзистор переходит в режим большей проводимости, и наоборот. Например, если оба резистора имеют сопротивления 1 кОм, то транзистор удерживает напряжение между коллектором и эмиттером, равное удвоенному падению напряжения на диоде. В показанном на рис. 2.59 случае регулировка смещения позволяет установить напряжение между базами в диапазоне от 1 до 3.5 падения напряжения на диоде. Конденсатор емкостью 1 мкФ служит для того, чтобы на базы выходных транзисторов поступил одинаковый сигнал: такой шунтирующий конденсатор полезен в любой схеме смещения. В данной схеме коллекторный резистор транзистора T_1 заменен источником тока T_5. Эту разновидность схемы с успехом используют на практике – дело в том, что с помощью резистора бывает иногда трудно получить нужный базовый ток для транзистора T_2 при значениях сигнала, близких к максимальным. Для того чтобы удовлетворить требованиям со стороны транзистора T_2, резистор должен быть небольшим, но тогда большим будет коллекторный ток покоя транзистора T_1 (рассеиваемая мощность также будет велика), а коэффициент усиления по напряжению также будет небольшим (напомним, что $K = -R_К/R_Э$). Задачу формирования базового тока для транзистора T_2 позволяет решить также метод следящей связи, который мы рассмотрим ниже.

2.16. Составной транзистор (схема Дарлингтона)

Если соединить транзисторы, как показано на рис. 2.60, то полученная схема будет работать как один транзистор, причем его коэффициент β будет равен произведению коэффициентов β составляющих транзисторов. Этот прием полезен для схем, работающих с большими токами (например, для стабилизаторов напряжения или выходных каскадов усилителей мощности) или для входных каскадов усилителей, если необходимо обеспечить большой входной импеданс.

В транзисторе Дарлингтона падение на-

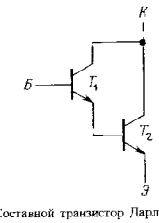


Рис. 2.60. Составной транзистор Дарлингтона.

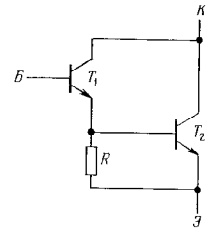


Рис. 2.61. Повышение скорости выключения в составном транзисторе Дарлингтона.

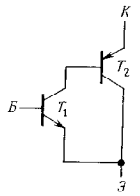


Рис. 2.62. Соединение транзисторов по схеме Шиклаи («дополняющий транзистор Дарлингтона»).

пряжения между базой и эмиттером в два раза больше обычного, а напряжение насыщения равно по крайней мере падению напряжения на диоде (так как потенциал эмиттера транзистора T_1 должен превышать потенциал эмиттера транзистора T_2 на величину падения напряжения на диоде). Кроме того, соединенные таким образом транзисторы ведут себя как один транзистор с достаточно малым быстродействием, так как транзистор T_1 не может быстро выключить транзистор T_2. С учетом этого свойства обычно между базой и эмиттером транзистора T_2 включают резистор (рис. 2.61). Резистор R предотвращает смещение транзистора T_2 в область проводимости за счет токов утечки транзисторов T_1 и T_2. Сопротивление резистора выбирают так, чтобы токи утечки (измеряемые в наноамперах для малосигнальных транзисторов и в сотнях микроампер для мощных транзисторов) создавали на нем падение напряжения, не превышающее падения напряжения на диоде, и вместе с тем чтобы через него протекал ток, малый по сравнению с базовым током транзистора T_2. Обычно сопротивление R составляет несколько сотен ом в мощном транзисторе Дарлингтона и несколько тысяч ом в малосигнальном транзисторе Дарлингтона.

Промышленность выпускает транзисторы Дарлингтона в виде законченных модулей, включающих, как правило, и эмиттерный резистор. Примером такой стандартной схемы служит мощный n–p–n-транзистор Дарлингтона типа 2N6282, его коэффициент усиления по току равен 4000 (типичное значение) для коллекторного тока, равного 10 А.

Соединение транзисторов по схеме Шиклаи (Sziklai). Соединение транзисторов по схеме Шиклаи представляет собой схему, подобную той, которую мы только что рассмотрели. Она также обеспечивает увеличение коэффициента β. Иногда такое соединение называют комплементарным транзистором Дарлингтона (рис. 2.62). Схема ведет себя как транзистор n–p–n-типа, обладающий большим коэффициентом β. В схеме действует одно напряжение между базой и эмиттером, а напряжение насыщения, как и в предыдущей схеме, равно по крайней мере падению напряжения на диоде. Между базой и эмиттером транзистора T_2 рекомендуется включать резистор с небольшим сопротивлением. Разработчики применяют эту схему в мощных двухтактных выходных каскадах, когда хотят использовать выходные транзисторы только одной полярности. Пример такой схемы показан на рис. 2.63. Как и прежде, резистор представляет собой коллекторный резистор транзистора T_1. Транзистор Дарлингтона, образованный транзисторами T_2 и T_3, ведет себя как один транзистор n–p–n-типа с большим коэффициентом усиления по току. Транзисторы T_4 и T_5, соединенные по схеме Шиклаи, ведут себя как мощный транзистор p–n–p-типа с большим коэффициентом усиления. Как и прежде, резисторы R_3 и R_4 имеют небольшое сопротивление. Эту схему иногда называют двухтактным повторителем с квазидополнительной симметрией. В настоящем каскаде с дополнительной симметрией (комплементарном) транзисторы T_4 и T_5 были бы соединены по схеме Дарлингтона.

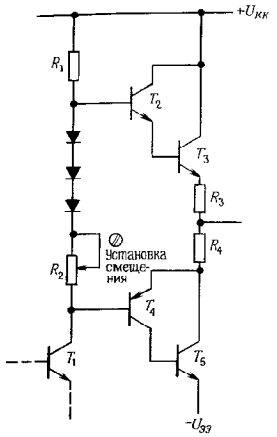


Рис. 2.63. Мощный двухтактный каскад, в котором использованы выходные транзисторы только n–p–n-типа.

Транзистор со сверхбольшим значением коэффициента усиления по току. Составные транзисторы – транзистор Дарлингтона и ему подобные – не следует путать с транзисторами со сверхбольшим значением коэффициента усиления по току, в которых очень большое значение коэффициента $h_{21Э}$ получают в ходе технологического процесса изготовления элемента. Примером такого элемента служит транзистор типа 2N5962, для которого гарантируется минимальный коэффициент усиления по току, равный 450, при изменении коллекторного тока в диапазоне от 10 мкА до 10 мА; этот транзистор принадлежит к серии элементов 2N5961–2N5963, которая характеризуется диапазоном максимальных напряжений $U_{КЭ}$ от 30 до 60 В (если коллекторное напряжение должно быть больше, то следует пойти на уменьшение значения β). Промышленность выпускает согласованные пары транзисторов со сверхбольшим значением коэффициента β. Их используют в усилителях с низким уровнем сигнала, для которых транзисторы должны иметь согласованные характеристики; этому вопросу посвящен разд. 2.18. Примерами подобных стандартных схем служат схемы типа LM394 и MAT-01; они представляют собой транзисторные пары с большим коэффициентом усиления, в которых напряжение $U_{БЭ}$ согласовано до долей милливольта (в самых хороших схемах обеспечивается согласование до 50 мкВ), а коэффициент $h_{21Э}$ – до 1%. Схема типа MAT-03 представляет собой согласованную пару p–n–p-транзисторов.

Транзисторы со сверхбольшим значением коэффициента β можно объединять по схеме Дарлингтона. При этом базовый ток смещения можно сделать равным всего лишь 50 пкА (примерами таких схем служат операционные усилители типа LM111 и LM316.

2.17. Следящая связь

При задании напряжения смещения, например в эмиттерном повторителе, резисторы делителя в цепи базы выбирают так, чтобы делитель по отношению к базе выступал в качестве жесткого источника напряжения, т. е. чтобы сопротивление параллельно включенных резисторов было значительно меньше, чем входное сопротивление схемы со стороны базы. В связи с этим входное сопротивление всей схемы определяется делителем напряжения для сигнала, поступающего на ее вход, входное сопротивление оказывается гораздо меньше, чем это действительно необходимо. На рис. 2.64 показан соответствующий пример. Полное входное сопротивление схемы равно приблизительно 9 кОм, а сопротивление делителя напряжения для входного сигнала равно 10 кОм. Жела-

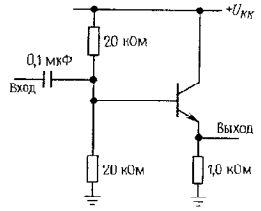


Рис. 2.64.

тельно, чтобы входное сопротивление всегда было большим, и уж во всяком случае неразумно нагружать источник входного сигнала схемы делителем, который в конечном счете нужен только для того, чтобы обеспечить смещение транзистора. Выйти из затруднения позволяет метод следящей связи (рис. 2.65). Смещение транзистора обеспечивают резисторы R_1, R_2, R_3. Конденсатор C_2 выбирают таким, чтобы его полное сопротивление на частотах сигнала было мало по сравнению с сопротивлением резисторов смещения. Как всегда смещение будет стабильным, если сопротивление его источника по постоянному току, приведенное в базе (в данном случае 9,7 кОм), значительно меньше сопротивления по постоянному току со стороны базы (в данном случае $\approx$ 100 кОм). Но здесь входное сопротивление для частот сигнала не равно сопротивлению по постоянному току. Рассмотрим путь прохождения сигнала: входной сигнал $U_{вх}$ порождает сигнал на эмиттере $u_э \approx u_{вх}$, поэтому приращение тока, протекающего через резистор смещения R_3, составит $i = (u_{вх} - u_э)/R_3 \approx 0$, т.е. $Z_{вх} = u_{вх}/i_{вх} \approx \infty$. Мы получили, что входное (шунтирующее) сопротивление схемы смещения очень велико для *частот сигнала*.

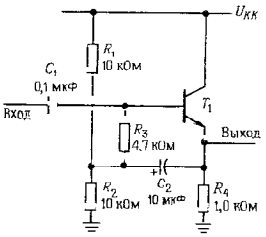


Рис. 2.65. Повышение входного импеданса эмиттерного повторителя на частотах сигнала за счет включения в цепь следящей связи делителя, обеспечивающего смещение базы.

Другой подход к анализу схемы основан на том, что падение напряжения на резисторе R_3 для всех частот сигнала одинаково (так как напряжение между его выводами изменяется одинаково), т.е. он представляет собой источник тока. Но сопротивление источника тока бесконечно. На самом деле фактическое значение сопротивления не бесконечно, так как коэффициент усиления повторителя немного меньше 1. Последнее вызывается тем, что падение напряжения между базой и эмиттером зависит от коллекторного тока, который изменяется при изменении уровня сигнала. Тот же результат можно получить, если рассмотреть делитель, образованный выходным сопротивлением со стороны эмиттера [$r_э = 25/I_К$ (мА) Ом] и эмиттерным резистором. Если коэффициент усиления повторителя по напряжению обозначить $A (A \approx 1)$, то действующее значение сопротивления R_3 на частотах сигнала равно $R_3/(1 - A)$. На практике действующее значение сопротивления R_3 больше его номинала приблизительно в 100 раз, и во входном сопротивлении преобладает входное сопротивление транзистора со стороны базы. В инвертирующем усилителе с общим эмиттером может быть выполнена аналогичная следящая связь, так как сигнал на эмиттере повторяет сигнал на базе. Обратите внимание, что схема делителя напряжения смещения запитывается по переменному току (на частотах сигнала) с низкоомного эмиттерного выхода, поэтому входному сигналу не приходится этим заниматься.

Следящая связь в коллекторной нагрузке. Принцип следящей связи можно использовать для увеличения действующего (эффективного) сопротивления коллекторного нагрузочного резистора, если

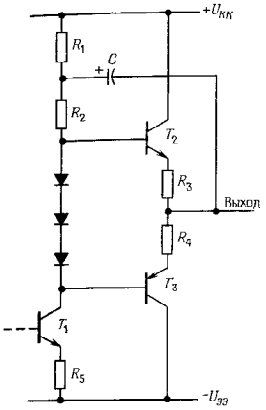


Рис. 2.66. Следящая связь в коллекторной нагрузке усилителя мощности, представляющего собой нагружающий каскад.

каскад нагружен на повторитель. При этом существенно увеличится коэффициент усиления каскада по напряжению [напомним, что $K_U = -g_m R_К$, а $g_m = 1/(R_э + r_э)$]. На рис. 2.66 показан пример двухтактного выходного каскада со следящей связью, построенной подобно рассмотренной выше схеме двухтактного повторителя. Так как выход повторяет сигнал на базе транзистора T_2, конденсатор C создает следящую связь в коллекторную нагрузку транзистора T_1 и поддерживает постоянное падение напряжения на резисторе R_2 при наличии сигнала (импеданс конденсатора C должен быть малым по сравнению с R_1 и R_2 во всей полосе частот сигнала). Благодаря этому резистор R_2 становится подобен источнику тока, увеличивается коэффициент усиления транзистора T_1 по напряжению и поддерживается достаточное напряжение на базе транзистора T_2 даже при пиковых значениях сигнала. Когда сигнал становится близким к напряжению питания $U_{КК}$, потенциал в точке соединения резисторов R_1 и R_2 становится больше, чем $U_{КК}$, благодаря заряду, накопленному конденсатором C. При этом если $R_1 = R_2$ (неплохой вариант выбора резисторов), то потенциал в точке их соединения превысит $U_{КК}$ в 1,5 раза в тот момент, когда выходной сигнал станет равен $U_{КК}$. Эта схема завоевала большую популярность при разработке бытовых усилителей низкой частоты, хотя простой источник тока обладает преимуществами перед схемой со следящей связью, так как отпадает необходимость в использовании нежелательного элемента – электролитического конденсатора – и обеспечиваются лучшие характеристики на низких частотах.

2.18. Дифференциальные усилители

Дифференциальный усилитель – это широко известная схема, используемая для усиления разности напряжений двух входных сигналов. В идеальном случае выходной сигнал не зависит от уровня каждого из входных сигналов, а определяется только их разностью. Когда уровни сигналов на обоих входах изменяются одновременно, то такое изменение входного сигнала называют синфазным. Дифференциальный или разностный входной сигнал называют еще нормальным или полезным. Хороший дифференциальный усилитель обладает высоким *коэффициентом ослабления синфазного сигнала* (КОСС), который представляет собой отношение выходного полезного сигнала к выходному синфазному сигналу, при условии что полезный и синфазный входные сигналы имеют одинаковую амплитуду. Обычно КОСС определяют в децибелах. Диапазон изменения синфазного входного сигнала задает допустимые уровни напряжения, относительно которого должен изменяться входной сигнал.

Дифференциальные усилители используют в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне шумов. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям (кабель обычно состоит из двух скрученных проводов), звуковые сигналы (в радиотехнике понятие «балансный» импе-

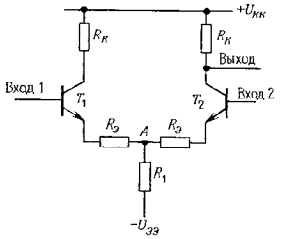


Рис. 2.67. Классический транзисторный дифференциальный усилитель.

дане обычно связывают с дифференциальным импедансом 600 Ом), радиочастотные сигналы (двухжильный кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. Дифференциальный усилитель на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазные помехи не очень велики. Дифференциальные каскады широко используют при построении операционных усилителей, которые мы рассматриваем ниже. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока (которые усиливают частоты вплоть до постоянного тока, т. е. не используют для межкаскадной связи конденсаторы): их симметричная схема по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа.

На рис. 2.67 показана основная схема дифференциального усилителя. Выходное напряжение измеряется на одном из коллекторов относительно потенциала земли; такой усилитель называют *схемой с однополюсным выходом* или *разностным усилителем* и он распространен наиболее широко. Этот усилитель можно рассматривать как устройство, которое усиливает дифференциальный сигнал и преобразует его в несимметричный сигнал, с которым могут работать обычные схемы (повторители напряжения, источники тока и т. п.). Если же нужен дифференциальный сигнал, то его снимают между коллекторами.

Чему равен коэффициент усиления этой схемы? Его нетрудно подсчитать: допустим, на вход подается дифференциальный сигнал, при этом напряжение на входе 1 увеличивается на величину $u_{вх}$ (изменение напряжения для малого сигнала по отношению ко входу).

До тех пор пока оба транзистора находятся в активном режиме, потенциал точки A фиксирован. Коэффициент усиления можно определить как и в случае усилителя на одном транзисторе, если заметить, что входной сигнал оказывается дважды приложенным к переходу база–эмиттер любого транзистора: $K_{диф} = R_К/2(r_э + R_э)$. Сопротивление резистора $R_э$ обычно невелико (100 Ом и меньше), а иногда этот резистор вообще отсутствует. Дифференциальное напряжение обычно усиливается в несколько сотен раз.

Для того чтобы определить коэффициент усиления синфазного сигнала, на оба входа усилителя нужно подать одинаковые сигналы $u_{вх}$. Если вы внимательно рассмотрите этот случай (и вспомните, что через резистор R_1 протекают оба эмиттерных тока), то получите $K_{синф} = -R_К/(2R_1 + R_э)$. Мы пренебрегаем сопротивлением $r_э$, так как резистор R_1 обычно выбирают большим–его сопротивление составляет по крайней мере несколько тысяч ом. На самом деле сопротивлением $R_э$ тоже можно пренебречь. КОСС приблизительно равен $R_1/(r_э + R_э)$. Типичным примером дифференциального усилителя является схема, представленная на рис. 2.68. Рассмотрим, как она работает.

Сопротивление резистора $R_К$ выбрано так, чтобы коллекторный ток покоя можно было взять равным 100 мкА. Как обычно, для получения максимального динамического диапазона потенциал коллектора установлен равным 0,5 $U_{КК}$. У транзистора T_1 коллекторный резистор отсутствует, так как его выходной сигнал снимается с коллектора другого транзистора. Сопротивление резистора R_1 выбрано таким, что суммарный ток равен 200 мкА и поровну распределен между транзисторами, когда входной (дифференциальный) сигнал равен нулю. Согласно

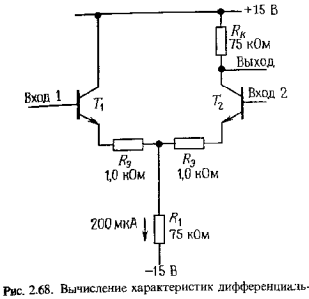


Рис. 2.68. Вычисление характеристик дифференциального усилителя.

$K_{диф} = U_{вых}/(U_1 - U_2) = (R_К/2(R_Э + r_э)$;

$K_{синф} = R_К/(2R_1 + R_Э + r_э)$;

КОСС $\approx R_1/(R_Э + r_э)$.

только что выведенным формулам коэффициент усиления дифференциального сигнала равен 30, а коэффициент усиления синфазного сигнала равен 0,5. Если исключить из схемы резисторы 1,0 кОм, то коэффициент усиления дифференциального сигнала станет равен 150, но при этом уменьшится входное (дифференциальное) сопротивление с 250 до 50 кОм (если необходимо, чтобы величина этого сопротивления имела порядок мегаом, то во входном каскаде можно использовать транзисторы Дарлингтона).

Напомним, что в несимметричном усилителе с заземленным эмиттером при выходном напряжении покоя 0,5 $U_{КК}$ максимальное усиление равно 20 $U_{КК}$, где $U_{КК}$ выражено в вольтах. В дифференциальном усилителе максимальное дифференциальное усиление (при $R_Э = 0$) вдвое меньше, т. е. численно равно двадцатикратному падению напряжения на коллекторном резисторе при аналогичном выборе рабочей точки. Соответствующий максимальный КОСС (при условии, что $R_Э = 0$) также численно в 20 раз превышает падение напряжения на R_1.

Упражнение 2.13. Убедитесь, что приведенные соотношения правильны. Разработайте дифференциальный усилитель по вашим собственным требованиям.

Дифференциальный усилитель можно образно назвать «длиннохвостой парой», так как, если длина резистора на условном обозначении пропорциональна величине его сопротивления, схему можно изобразить в таком виде, как показано на рис. 2.69. «Длинный хвост» определяет подавление синфазного сигнала, а небольшие сопротивления межэмиттерной связи (включающие собственные сопротивления эмиттеров)–усиление дифференциального сигнала.

Смещение с помощью источника тока. Усиление синфазного сигнала в дифференциальном усилителе можно значительно уменьшить, если резистор R_1 заменить источником тока. При этом действующее значение сопротивления R_1 станет очень большим, а усиление синфазного сигнала будет ослаблено почти до нуля. Представим себе, что на входе действует синфазный сигнал: источник тока в эмиттерной цепи поддерживает полный эмиттерный ток постоянным, и он (в силу симметрии схемы) равномерно распределяется между двумя коллекторными цепями. Следовательно, сигнал на выходе схемы не изменяется. Пример подобной схемы приведен на рис. 2.70. Для этой схемы, в которой использованы монолитная транзисторная пара типа LM394 (транзисторы T_1 и T_2) и источник тока типа 2N5963, величина КОСС определяется отношением 100 000 : 1 (100 дБ). Диапазон входного синфазного сигнала ограничен значениями −12 и +7 В: нижний предел определяется рабочим диапазоном источника тока в эмит-

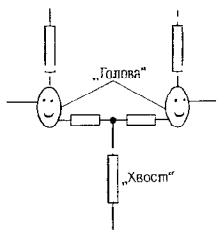


Рис. 2.69.

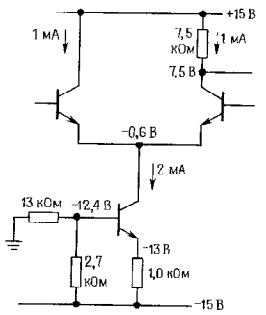


Рис. 2.70. Увеличение КОСС дифференциального усилителя с помощью источника тока.

терной цепи, а верхний – коллекторным напряжением покоя.

Не забывайте о том, что в этом усилителе, как и во всех транзисторных усилителях, должны быть предусмотрены цепи смещения по постоянному току. Если, например, для межкаскадной связи на входе используется конденсатор, то должны быть включены заземленные базовые резисторы. Еще одно предостережение относится в особенности к дифференциальным усилителям без эмиттерных резисторов: биполярные транзисторы могут выдержать обратное смещение на переходе база–эмиттер величиной не более 6 В, затем наступает пробой; значит, если подать на вход дифференциальное входное напряжение большей величины, то входной каскад будет разрушен (при условии, что отсутствуют эмиттерные резисторы). Эмиттерный резистор ограничивает ток пробоя и предотвращает разрушение схемы, но характеристики транзисторов могут в этом случае деградировать (коэффициент $h_{21э}$, шумы и др.). В любом случае входной импеданс существенно падает, если возникает обратная проводимость.

Применения дифференциальных схем в усилителях постоянного тока с однополюсным выходом. Дифференциальный усилитель может прекрасно работать как усилитель постоянного тока даже с несимметричными (односторонними) входными сигналами. Для этого нужно один из его входов заземлить, а на другой подать сигнал (рис. 2.71). Можно ли исключить «неиспользуемый» транзистор из схемы? Нет. Дифференциальная схема обеспечивает компенсацию температурного дрейфа, и, даже когда один вход заземлен, транзистор выполняет некоторые функции: при изменении температуры напряжения $U_{БЭ}$ изменяются на одинаковую величину, при этом не происходит никаких изменений на выходе и не нарушается балансировка схемы. Это значит, что изменение напряжения $U_{БЭ}$ не усиливается с коэффициентом $K_{диф}$ (его усиление определяется коэффициентом $K_{синф}$, который можно уменьшить почти до нуля). Кроме того, взаимная компенсация напряжений $U_{БЭ}$ приводит к тому, что на входе не нужно учитывать падения напряжения величиной 0,6 В. Качество такого усилителя постоянного тока ухудшается только из-за несогласованности напряжений $U_{БЭ}$ или их температурных коэффициентов. Промышленность выпускает транзисторные пары и интегральные дифференциальные усилители с очень высокой степенью согласования (например, для стандартной согласованной монолитной пары n–p–n-транзисторов типа МАТ-01 дрейф напряжения $U_{БЭ}$ определяется величиной 0,15 мкВ/°С или 0,2 мкВ за месяц).

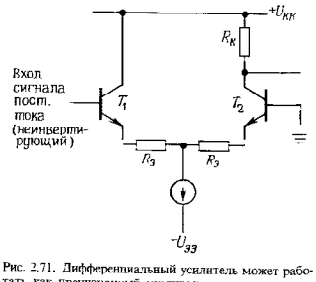


Рис. 2.71. Дифференциальный усилитель может работать как прецизионный усилитель постоянного тока с однополюсным выходом

В предыдущей схеме можно заземлить любой из входов. В зависимости от того, какой вход заземлен, усилитель будет или не будет инвертировать сигнал. (Однако, из-за наличия эффекта Миллера, речь о котором пойдет в разд. 2.19, приведенная здесь схема предпочтительна для диапазона высоких частот). Представленная схема является неинвертирующей, значит, в ней заземлен инвертирующий вход. Терминология, относящаяся к дифференциальным усилителям, распространяется также на операционные усилители, которые представляют собой те же дифференциальные усилители с высоким коэффициентом усиления.

Использование токового зеркала в качестве активной нагрузки. Иногда желательно, чтобы однокаскадный дифференциальный усилитель, как и простой усилитель с заземленным эмиттером, имел большой коэффициент усиления. Красивое решение дает использование токового зеркала в качестве активной нагрузки усилителя (рис. 2.72). Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару с источником тока в эмиттерной цепи. Транзисторы T_3 и T_4, образующие токовое зеркало, выступают в качестве коллекторной нагрузки. Тем самым обеспечивается высокое значение сопротивления коллекторной нагрузки, благодаря этому коэффициент усиления по напряжению достигает 5000 и выше при условии, что нагрузка на выходе усилителя отсутствует. Такой усилитель используют, как правило, только в схемах, охваченных петлей обратной связи, или в компараторах (их мы рассмотрим в следующем разделе). Запомните, что нагрузка для такого усилителя обязательно должна иметь большой импеданс, иначе усиление будет существенно ослаблено.

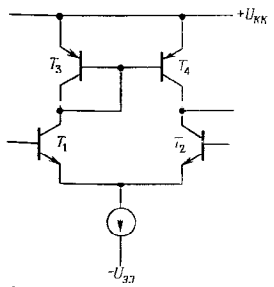


Рис. 2.72. Дифференциальный усилитель с токовым зеркалом в качестве активной нагрузки.

Дифференциальные усилители как схемы расщепления фазы. На коллекторах симметричного дифференциального усилителя возникают сигналы, одинаковые по амплитуде, но с противоположными фазами. Если снимать выходные сигналы с двух коллекторов, то получим схему расщепления фазы. Конечно, можно использовать дифференциальный усилитель с дифференциальными входами и выходами. Дифференциальный выходной сигнал можно затем использовать для управления еще одним дифференциальным усилительным каскадом, величина КОСС для всей схемы при этом значительно увеличивается.

Дифференциальные усилители как компараторы. Благодаря высокому коэффициенту усиления и стабильным характеристикам дифференциальный усилитель является основной составной частью *компаратора* – схемы, которая сравнивает входные сигналы и оценивает, какой из них больше. Компараторы используют в самых различных областях: для включения освещения и отопления, для получения прямоугольных сигналов из треугольных, для сравнения уровня сигнала с пороговым значением, в усилителях класса D и при импульсно-кодовой модуляции, для переключения источников питания и т. д. Основная идея при построении компаратора заключается в том, что транзистор должен включаться или выключаться в зависимости от уровней входных сигналов. Область линейного усиления не рассматривается – работа схемы основывается на том, что один из двух входных транзисторов в любой момент находится в режиме отсечки. Типичное применение с захватом сигнала рассматривается в следующем разделе на примере схемы регулирования температуры, в которой

используются резисторы, сопротивление которых зависит от температуры (термисторы).

2.19. Емкость и эффект Миллера

До сих пор мы пользовались моделью транзистора для сигналов постоянного тока или низкой частоты. В простейшей модели транзистора в виде усилителя тока и в более сложной модели Эберса–Молла напряжения, токи и сопротивления рассматривают со стороны различных выводов транзистора. Пользуясь этими моделями, мы уже охватили достаточно широкий круг вопросов, и на самом деле они содержат в себе почти все, что необходимо учитывать при разработке транзисторных схем. Однако до сих пор мы не принимали во внимание важный момент – внешние цепи и сами переходы транзистора обладают некоторой емкостью, которую необходимо учитывать при разработке быстродействующих и высокочастотных схем. На самом деле, на высоких частотах емкость зачастую определяет работу схемы: на частоте 100 МГц емкость перехода, равная 5 пкФ, имеет импеданс 320 Ом.

Более подробно мы рассмотрим этот вопрос в гл. 13. Сейчас мы хотим просто поставить вопрос, проиллюстрировать его на примере некоторых схем и предложить методы его решения. Конечно, в этой главе мы не можем не коснуться причины самого явления. Рассматривая транзистор в новом аспекте, мы познакомимся с *эффектом Миллера* и каскодными схемами.

Емкость схемы и перехода. Емкость ограничивает скорость изменения напряжений в схеме, так как любая схема имеет собственные конечные выходные импеданс и ток. Когда емкость перезаряжается от источника с конечным сопротивлением, ее заряд происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени RC; если же емкость заряжает идеальный источник тока, то снимаемый с нее сигнал будет изменяться по линейному закону. Общая рекомендация заключается в следующем: для ускорения работы схемы

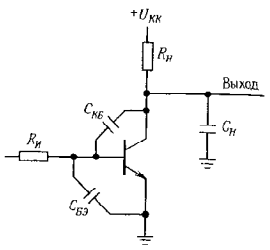


Рис. 2.73. Емкости перехода и нагрузки в транзисторном усилителе.

следует уменьшать импеданс источника и емкость нагрузки и увеличивать управляющий ток. Однако некоторые особенности связаны с емкостью обратной связи и со входной емкостью. Коротко остановимся на этих вопросах.

Схема на рис. 2.73 иллюстрирует, как проявляются емкости переходов транзистора. Выходная емкость образует RC-цепь с выходным сопротивлением $R_н$ (сопротивление $R_н$ включает в себя как сопротивление коллектора, так и сопротивление нагрузки, а емкость $C_н$ – емкость перехода и емкость нагрузки), в связи с этим спад сигнала начинается при частоте $f = 1/2\pi R_н C_н$. То же самое можно сказать о входной емкости и сопротивлении источника $R_и$.

Эффект Миллера. Емкость $C_{кб}$ играет иную роль. Усилитель обладает некоторым коэффициентом усиления по напряжению K_U, следовательно, небольшой сигнал напряжения на входе порождает на коллекторе сигнал, в K_U раз превышающий входной (и инвертированный по отношению к входному). Из этого следует, что для источника сигнала емкость $C_{кб}$ в $(K_U + 1)$ раз больше, чем при подключении $C_{кб}$ между базой и землей, т. е. при расчете частоты среза входного сигнала можно считать, что емкость обратной связи ведет себя как конденсатор емкостью $C_{кб}(K_U + 1)$, подключенный между входом и землей. Эффективное увеличение емкости $C_{кб}$ и называют эффектом Миллера.

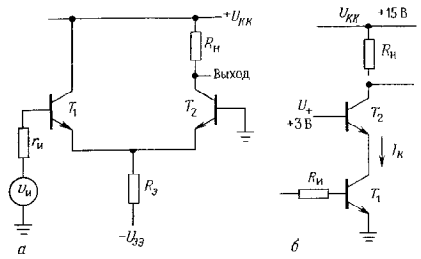


Рис. 2.74. Две схемы, в которых устранен эффект Миллера. Схема Б представляет собой пример каскодного включения транзисторов.

Эффект Миллера часто играет основную роль в спаде усиления, так как типичное значение емкости обратной связи около 4 пкФ соответствует (эквивалентно) емкости в несколько сотен пикофарад, присоединенной на землю.

Существует несколько методов борьбы с эффектом Миллера, например, он будет полностью устранен, если использовать усилительный каскад с общей базой. Импеданс источника можно уменьшить, если подавать сигнал на каскад с заземленным эмиттером через эмиттерный повторитель. На рис. 2.74 показаны еще две возможности. В дифференциальном усилителе (без резистора в коллекторной цепи T_1) эффект Миллера не наблюдается: эту схему можно рассматривать как эмиттерный повторитель, подключенный к каскаду с заземленной базой. На второй схеме показано каскодное включение транзисторов. T_1 – это усилитель с заземленным эмиттером, резистор $R_и$ является общим коллекторным резистором. Транзистор T_2 включен в коллекторную цепь для того, чтобы предотвратить изменение сигнала в коллекторе T_1 (и тем самым устранить эффект Миллера) при протекании коллекторного тока через резистор нагрузки. Напряжение U_+ – это фиксированное напряжение смещения, обычно оно на несколько вольт превышает напряжение на эмиттере T_1 и поддерживает коллектор T_1 в активной области. На рис. 2.74 представлена лишь часть каскодной схемы: в нее можно включить зашунтированный эмиттерный резистор и делитель напряжения для подачи смещения на базу (подобные примеры были рассмотрены в начале настоящей главы) или охватить всю схему петлей обратной связи по постоянному току. Напряжение U_+ можно формировать с помощью делителя или зенеровского диода; для того чтобы напряжение было жестко фиксировано на частотах сигнала, можно шунтировать резистор в базе T_2.

Упражнение 2.14. Объясните, почему эффект Миллера не наблюдается в транзисторах рассмотренной только что схемы дифференциального усилителя и в каскодных схемах.

Паразитные емкости могут создавать и более сложные проблемы, чем те, которых мы сейчас коснулись. В частности: а) спад усиления, обусловленный наличием емкости обратной связи и выходной емкости, сопровождается побочными эффектами, которые мы рассмотрим в следующей главе; б) входная емкость также оказывает влияние на работу схемы даже при наличии мощного источника входных сигналов; в частности, ток, который протекает через $C_{бэ}$, не усиливается транзистором, т. е. входная емкость «присваивает» себе часть входного тока, вследствие чего коэффициент усиления малого сигнала $h_{21э}$ на высоких частотах снижается и на частоте f_T становится равным единице;

в) дело осложняется также тем, что емкости переходов зависят от напряжения, емкость $C_{бэ}$ изменяется столь сильно при изменении базового тока, что ее даже не указывают в паспортных данных на транзистор, вместо этого указывается значение частоты f_T; г) если транзистор работает как переключатель, то заряд, накопленный в области базы в режиме насыщения, также вызывает уменьшение быстродействия. Эти, а также некоторые другие вопросы, связанные с работой быстродействующих схем, мы рассмотрим в гл. 13.

2.20. Полевые транзисторы

В этой главе мы до сих пор имели дело с биполярными плоскостными транзисторами, характеристики которых описываются уравнениями Эберса–Молла. Биполярные плоскостные транзисторы были первыми транзисторами и до сих пор они преобладают в разработке аналоговых схем. Однако было бы ошибкой не сказать сейчас несколько слов о транзисторе особого типа – о полевом транзисторе. Детально мы рассмотрим его в следующей главе.

Полевой транзистор во многом похож на обычный биполярный транзистор. Он представляет собой усилительное устройство, имеющее 3 вывода, и может иметь любую полярность. Один из выводов (затвор) предназначен для управления током, который протекает между двумя другими выводами (истоком и стоком). Этот транзистор обладает, однако, одним особым свойством: через затвор ток не протекает, за исключением токов утечки. Это значит, что входные импедансы могут быть очень большими, их предельные значения связаны лишь с наличием емкостей или утечек. При использовании полевых транзисторов нет необходимости заботиться о величине тока, протекающего через базу, что было совершенно обязательно при разработке схем на биполярных транзисторах, о которых мы вели речь в этой главе. На практике входные токи имеют порядок пикоампер. К настоящему времени полевые транзисторы зарекомендовали себя как надежные устройства, способные выполнять разнообразные функции. Их предельно допустимые напряжения и токи сравнимы с соответствующими напряжениями и токами биполярных транзисторов.

В большинстве устройств на основе транзисторов (согласованные пары, дифференциальные и операционные усилители, компараторы, токовые ключи и усилители, радиочастотные усилители, цифровые схемы) используют полевые транзисторы и зачастую они обладают лучшими характеристиками. Более того, микропроцессоры и запоминающие устройства (а также другие крупные устройства цифровой электроники) строятся исключительно на основе полевых транзисторов. И наконец, в области разработки микромощных устройств также преобладают полевые транзисторы.

Полевые транзисторы играют столь важную роль в разработке электронных схем, что мы посвящаем им следующую главу нашей книги. Затем, в гл. 4 мы займемся операционными усилителями и обратной связью. В этих трех трудных начальных главах излагаются основополагающие сведения и мы призываем читателя проявить терпение, которое вознаградится многократно, когда в последующих главах мы приступим к изучению таких интереснейших тем, как разработка на основе операционных усилителей и цифровых интегральных схем.

НЕКОТОРЫЕ ТИПИЧНЫЕ ТРАНЗИСТОРНЫЕ СХЕМЫ

Рассмотрим несколько примеров транзисторных схем, которые иллюстрируют основные идеи, изложенные в настоящей главе. Круг этих примеров ограничен, так как в реальных схемах часто используют отрицательную обратную связь, которую мы будем изучать в следующей главе.

2.21. Стабилизированный источник напряжения

На рис. 2.75 показана очень распространенная схема. Ток резистора R_1 откры-

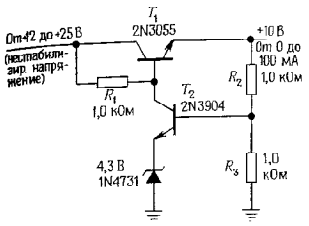


Рис. 2.75. Стабилизированный источник напряжения с обратной связью.

вает транзистор T_1. Когда напряжение на выходе достигает значения 10 В, транзистор T_2 переходит в открытое состояние (потенциал базы достигает 5 В) и дальнейшее увеличение выходного напряжения предотвращается за счет отвода избытка тока с базы транзистора T_1. Источник питания можно сделать регулируемым, если резисторы R_2 и R_3 заменить потенциометром. По сути дела, это пример схемы с отрицательной обратной связью: T_2 «следит» за состоянием выхода и «предпринимает соответствующие меры», если величина выходного напряжения отличается от нужной.

2.22. Терморегулятор

На рис. 2.76 показана схема регулятора температуры, основанная на использовании *термистора* – чувствительного элемента, сопротивление которого зависит от температуры. Дифференциальная схема на составных транзисторах T_1–T_2 сравнивает напряжение, формируемое регулируемым делителем эталонного напряжения на резисторах R_4–R_6, с напряжением, которое снимается с делителя, образованного термистором и резистором R_2. (Если производить сравнение *относительно* одного и того же источника, то результат не будет зависеть от колебаний напряжения источника; приведенная схема называется мостиком Уитстона.) Токовое зеркало на транзисторах T_5, T_6 является активной нагрузкой и служит для увеличения коэффициента усиления, а токовое зеркало на транзисторах T_7, T_8 обеспечивает эмиттерный ток. Транзистор T_9 сравнивает выходное напряжение дифференциального усилителя с фиксированным напряжением и переводит в насыщение составной транзистор T_{10}, T_{11}, который

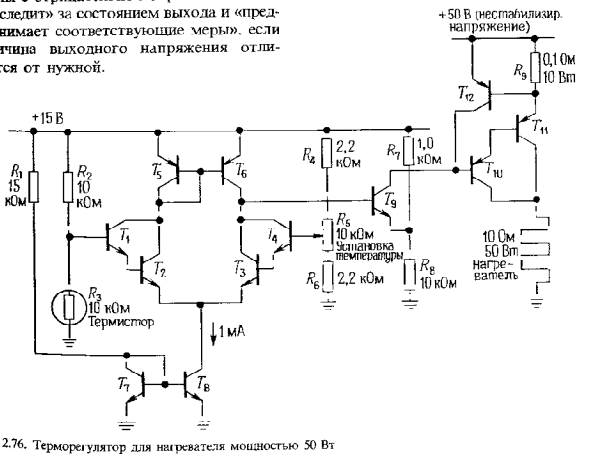


Рис. 2.76. Терморегулятор для нагревателя мощностью 50 Вт

таким образом подает мощность на нагреватель в случае, если термистор охлажден слишком сильно. Выбор сопротивления резистора R_9 зависит от требующегося тока. В данной схеме этот резистор включает защитный транзистор T_{12}, если величина выходного тока превышает 6 А; тем самым отключается сигнал с базы составного транзистора T_{10}, T_{11} и предотвращается выход схемы из строя.

2.23. Простая логическая схема на транзисторах и диодах

На рис. 2.77 представлена схема, которая решает задачу, рассмотренную в разд. 1.32: включение звуковой сигнализации (звонка) при условии, что одна дверца машины открыта и водитель находится за рулем. В приведенной схеме все транзисторы работают как переключатели (находятся в режиме отсечки или насыщения). Диоды $Д_1$ и $Д_2$ образуют так называемую схему ИЛИ, которая выключает транзистор T_1, если одна из дверц открыта (переключатель замкнут). Однако потенциал коллектора T_1 сохраняет значение, близкое к потенциалу земли, и предотвращает включение звукового сигнала, если не замкнут переключатель $П_3$ (водитель находится за рулем); при выполнении последнего условия резистор R_2 обеспечивает включение транзистора T_3 и на звонок подается напряжение 12 В.

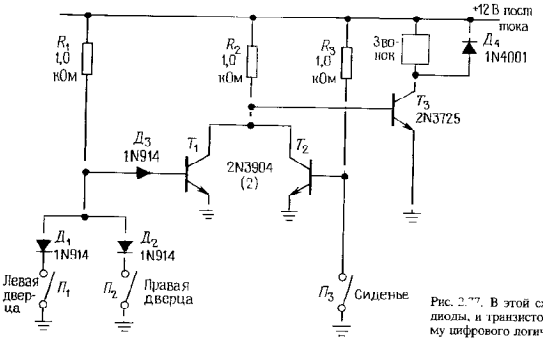


Рис. 2.77. В этой схеме «сторожа» и диоды, и транзисторы образуют схему цифрового логического «затвора».

Диод $Д_3$ обеспечивает падение напряжения, благодаря которому транзистор T_1 будет выключен, если замкнуты переключатели $П_1$ и $П_2$, а диод $Д_4$ предохраняет транзистор T_3 от индуктивных переходных процессов, возникающих при отключении звонка. Подробно мы рассмотрим логические схемы в гл. 8.

В табл. 2.1 приведены параметры группы малосигнальных транзисторов, широко используемых на практике, соответствующие им графики зависимости коэффициентов усиления по току от коллекторного тока представлены на рис. 2.78. См. также приложение К.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

2.24. Удачные схемы

На рис. 2.80 показаны два проекта схем с использованием транзисторов.

2.25. Негодные схемы

Как известно, учатся на ошибках, и своих, и чужих. В этом разделе вашему вниманию предложена целая серия грубых ошибок, допущенных при разработке схем (рис. 2.81). Внимательно рассмотрите представленные схемы, подумайте, какие возможны варианты и никогда не делайте подобных ошибок!

Таблица 2.1. Некоторые маломощные транзисторы [а]

	$U_{КЭ}$ (макс.), В	$I_К$ (макс.), мА	$h_{21Э}$ [б] (тип.)	$I_{КБ}$ мА	$C_{КБ}$ [в] (тип.), пФ	$f_{гр}$ [г] (тип.), МГц	Кривые коэффициента усиления	Металлический корпус				Пластмассовый корпус			
								TO-5 [д]		TO-18 [е]		TO-92 [ж]			
								прп	*упр*	*прп*	*упр*	*прп*	*упр*	*упр*	*упр*
Широкое применение	20	500	100	150	16	200		–	–	–		–			–
	25	200	200	2	1,8 2,8	300	4						4124	4124	4126
	40	400	200	10	1,8 2,8	300		–	–	3947	3251	3904	3904	3904	3906
Высокий коэффициент усиления, низкий уровень шума	25	50	400	10	2 7	150							(3707 [з]) (3391A [з])	4058 [з]	
	25	400	250	50	4	300							6008 [з]	6009 [з]	
	25	50	500	5	1,5 4	300			–				5089		
	40	20	700	1	1 4	200	2	LM394					–		
	45	50	1000	10	1,5	300	1						5962		
	50	50	350	5	1,8	400	3			2848	3965		(4965)	(4965)	
													(5210)	(5087)	
Большой ток	30 (40)	600	150	150	5	300	5	2219	2905	2222	(2907)	4401		4403	
	50	1000	100	200	7	450		3725	5022	4014	(3251)				
	60	1000	70	80	15	100		(3107)	4036						
								(2102)							
	75	1000	70	500	20	60	7,9	5320	5322						–
Высокое напряжение	150	600	100	10	3 6	250			4929				5550	5401	
	300	1000	50	50	10	50		3439	5416	–		–		–	
Высокое быстродействие	12	50	80	3	0,7	1500	5			5179			3562 [и]		
	12	100	50	8	1,5	950	3			918	4208		5770		5771
	12	400	75	25	3	500				2369	2894		5769		

[а] Все транзисторы имеют типовой номер 2NXXX, за исключением сдвоенного транзистора LM394. Элементы, приведенные в одной строке, обладают сходными характеристиками и имеют практически идентичные параметры. [б] См. рис. 2.76. [в] При $U_{КБ} = 10$ В. [г] См. рис. 13.4. [д] Или TO-39. [е] Или TO-72, TO-46. [ж] Корпус TO-92 и его модификации, различаются маркировкой выводов: ЭБК и ЭКБ. Транзисторы, помеченные буквой «ж», относятся к группе ЭКБ, а все остальные – к группе ЭБК.

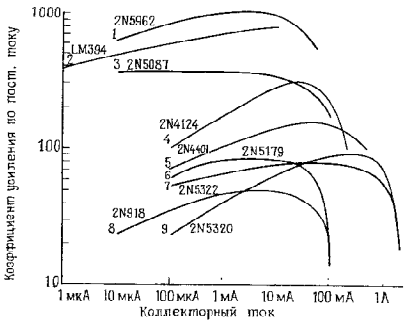


Рис. 2.78. Графики зависимости коэффициента усиления по току $h_{21э}$ от коллекторного тока $I_К$ для группы транзисторов, параметры которых приведены в табл. 2.1 (по данным фирм-изготовителей). Возможен технологический разброс от изображенных типовых значений в пределах +100%, −50%.

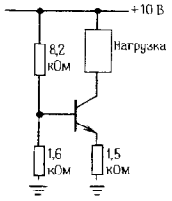


Рис. 2.79.

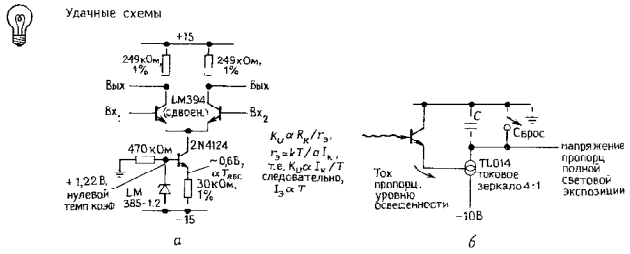


Рис. 2.80. *а* – дифференциальный усилитель со смещением, обеспечивающим нулевой температурный коэффициент усиления; *б* – световой интегратор.

$K \propto R_К/r_э$, $r_э = kT/qI_К$, т.е. $K \propto I_К$, T, $I_э \propto T$

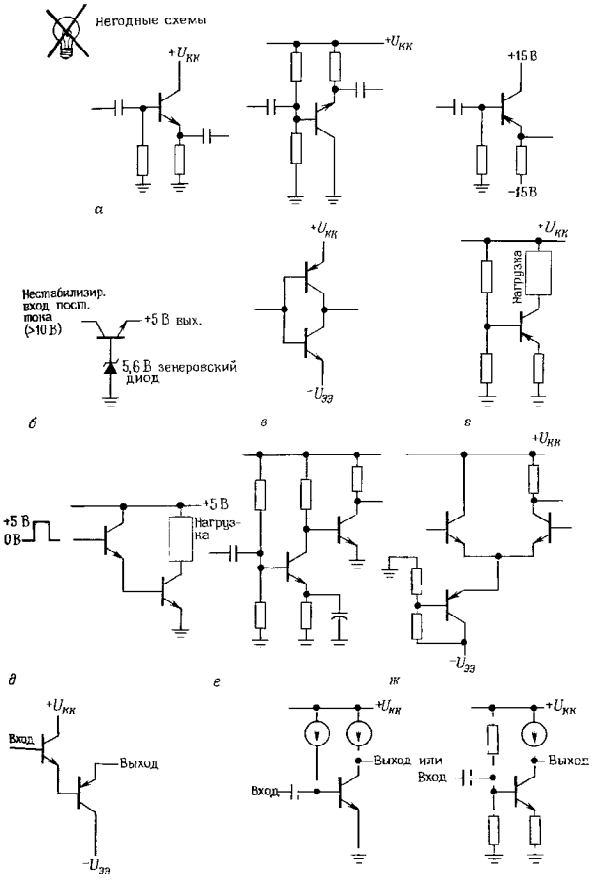


Рис. 2.81. *а* – повторители со связью по переменному току; *б* – стабилизатор напряжения +5 В; *в* – двухтактный повторитель; *г* – источник тока; *д* переключатель для больших токов; *е* – двухкаскадный усилитель; *ж* – дифференциальный усилитель; *з* – повторитель с нулевым смещением; *и* – усилитель переменного тока с большим коэффициентом усиления.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Разработайте схему транзисторного переключателя, которая позволила бы подключать к земле две нагрузки через насыщенные транзисторы n–p–n-типа. При замыкании переключателя А обе нагрузки должны находиться под напряжением, при замыкании переключателя Б мощность должна передаваться только в одну нагрузку. Подсказка: используйте в схеме диоды.

(2) Рассмотрите источник тока, изображенный на рис. 2.79. (а) Определите ток $I_{нагр}$. Чему равен рабочий диапазон схемы? Считайте, что напряжение $U_{б,э}$ составляет 0,6 В. (б) Как будет изменяться выходной ток, если при изменении коллекторного напряжения в пределах выходного диапазона коэффициент $h_{21э}$ изменяется от 50 до 100? (При решении этой задачи следует учесть два эффекта.) (в) Как будет изменяться ток нагрузки в пределах рабочего диапазона, если известно, что изменение напряжения $U_{к,э}$ описывается зависимостью $\Delta U_{к,э} = -0{,}001\Delta U_{к,б}$ (эффект Эрли)? (г) Чему равен температурный коэффициент выходного тока, если предположить, что коэффициент $h_{21э}$ не зависит от температуры? Чему равен температурный коэффициент выходного тока, если предположить, что коэффициент $h_{21э}$ увеличивается относительно номинального значения 100 на 0,4%/°С?

(3) Разработайте схему усилителя с общим эмиттером на основе транзистора n p n-типа по следующим исходным данным: коэффициент усиления по напряжению равен 15, напряжение питания $U_{пит}$ равно 15 В, коллекторный ток $I_к$ равен 0,5 мА. Транзистор должен быть смещен так, чтобы потенциал коллектора был равен 0,5 $U_{пит}$, а точке −3 дБ должна соответствовать частота 100 Гц.

(4) Предусмотрите в предыдущей схеме следящую связь для увеличения входного импеданса. Правильно определите точку спада усиления при следящей связи.

(5) Разработайте схему дифференциального усилителя со связями по постоянному току по следующим исходным данным: коэффициент усиления по напряжению равен 50 (для однополюсного выхода) при входных сигналах с напряжением, близким к потенциалу земли; источники питания обеспечивают напряжение ±15 В; ток покоя в каждом транзисторе равен 0,1 мА. В эмиттерной цепи используйте источник тока, а в качестве выходного каскада – эмиттерный повторитель.

(6) Выполнив это упражнение, вы получите усилитель, коэффициент усиления которого управляется внешним напряжением (в гл. 3 эта задача решается с помощью полевых транзисторов). (а) Сначала разработайте схему дифференциального усилителя с источником тока в эмиттерной цепи и без эмиттерных резисторов. Используйте источник питания с напряжением ±15 В. Коллекторный ток $I_к$ (для каждого транзистора) должен быть равен 1 мА, а сопротивление коллекторного резистора сделайте равным $R_к$ = 1,0 кОм. Подсчитайте коэффициент усиления по напряжению, при условии что один из входов заземлен. (б) Теперь модифицируйте схему так, чтобы источником тока в эмиттерной цепи можно было управлять с помощью внешнего напряжения. Составьте приблизительное выражение зависимости коэффициента усиления от управляющего напряжения. (В реальной схеме можно предусмотреть еще одну группу управляемых источников для того, чтобы скомпенсировать смещение точки покоя, обусловленное изменениями коэффициента усиления, или же можно включить в схему еще один каскад с дифференциальным входом.)

(7) Не желая прислушиваться к нашим советам, высокомерный студент создает усилитель, схема которого приведена на рис. 2.82. Он регулирует сопротивление R_2 так, чтобы точке покоя соответствовало напряжение 0,5 $U_{пит}$. (а) Определите $Z_{вх}$ (на высоких частотах, когда выполняется условие $Z_c \approx 0$) (б) Определите коэффициент усиления по напряжению для малого сигнала. (в) Определите грубо, при каком изменении температуры окружающей среды транзистор перейдет в режим насыщения.

(8) В некоторых прецизионных операционных усилителях (например, OP-07 и LT1012) для подавления входного тока смещения используется схема, показанная на рис. 2.83 (подробно показана только половина дифференциального усилителя с симметричным входом, другая половина выглядит точно также). Объясните, как работает схема. Замечание: транзисторы T_1 и T_2 представляют собой согласованную по β пару. Подсказка: вспомните о токовых зеркалах.

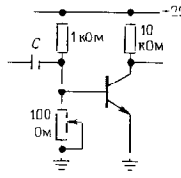


Рис. 2.82.

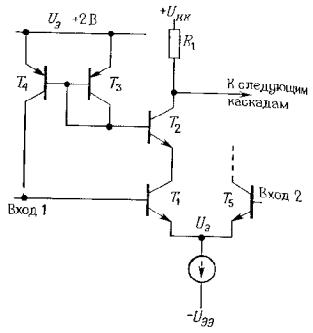


Рис. 2.83. Схема подавления входного тока, широко используемая в высококачественных ОУ.

ГЛАВА 3
ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

ВВЕДЕНИЕ

Полевые транзисторы (ПТ) – это транзисторы, свойства которых совершенно отличаются от свойств рассмотренных в предыдущей главе обычных транзисторов, называемых также биполярными, чтобы подчеркнуть их отличие от ПТ. В расширенном толковании, однако, они имеют много общего, так что их можно определить как *приборы, управляемые зарядом*. В обоих случаях мы имеем прибор с тремя выводами, в котором проводимость между двумя электродами зависит от наличия носителей заряда, которое в свою очередь регулируется напряжением, приложенным к третьему *управляющему электроду*.

Теперь о том, чем они отличаются друг от друга. В биполярном n–p–n-транзисторе переход коллектор–база смещен в обратном направлении и обычно ток через него не течет. Подача на переход база–эмиттер напряжения около 0,6 В преодолевает «потенциальный барьер» диода, приводя к поступлению электронов в область базы, где они испытывают сильное притяжение со стороны коллектора. Хотя при этом через базу будет протекать некоторый ток, большинство такого рода «неосновных носителей» захватывается коллектором. Результатом является коллекторный ток, управляемый (меньшим по величине) током базы. Ток коллектора пропорционален скорости инжекции неосновных носителей в базу, которая является экспоненциальной функцией разности потенциалов база–эмиттер (уравнение Эберса–Молла). Биполярный транзистор можно рассматривать как усилитель тока (с огрубленно постоянным коэффициентом усиления $h_{21э}$) или как прибор-преобразователь проводимости (Эберс–Молл).

В полевом транзисторе, как следует из его названия, проводимостью *канала* управляет *электрическое поле*, создаваемое приложенным к *затвору* напряжением. Здесь нет прямосмещенных p–n-переходов, так что ток через затвор не течет и это, возможно,– наиболее важное преимущество ПТ перед биполярными транзисторами. Как и последние, ПТ бывают двух полярностей: n-канальные (с проводимостью за счет электронов) и p-канальные (с дырочной проводимостью). Эти полярности аналогичны уже известным нам соответственно n–p–n и p–n–p-транзисторам биполярного типа. Однако разнообразие ПТ этим не ограничивается, что может приводить к путанице. Во-первых, ПТ могут изготавливаться с затворами двух различных типов (в результате мы имеем ПТ с p–n-переходом и ПТ с изолированным затвором, так называемые МОП-транзисторы), а во-вторых,– двумя типами легирования канала (что дает ПТ обогащенного и обедненного типа).

Рассмотрим вкратце возможности, предоставляемые ПТ различного типа. Предварим, однако, это рассмотрение несколькими замечаниями общего плана. Наиболее важной характеристикой ПТ является отсутствие тока затвора. Получаемое, как следствие этого, высокое входное полное сопротивление (оно может быть больше 10^{14} Ом) существенно во многих применениях и в любом случае упрощает проектирование схем. В качестве аналоговых переключателей и усилителей со сверхвысоким входным полным сопротивлением ПТ не имеют себе равных. Сами по себе или в сочетании с биполярными транзисторами они легко встраиваются в интегральные схемы. В следующей главе мы увидим, насколько успешно это сделано при создании близ-

ких к совершенству (и фактически простых в использовании) операционных усилителей, а в гл. 8–11 будет показано, как интегральные схемы на МОП-транзисторах революционизировали цифровую электронику. Так как на малой площади в ИМС может быть размещено большее число слаботочных ПТ, то они особенно полезны для создания больших интегральных микросхем (БИС), применяемых в цифровой технике, таких как микрокалькуляторы, микропроцессоры и устройства памяти. Плюс к тому недавнее появление сильноточных ПТ (30 А или более) позволяет заменить биполярные транзисторы во многих применениях, зачастую получая более простые схемы с улучшенными параметрами.

3.01. Характеристики полевых транзисторов

Иной новичок буквально «впадает в столбняк», впрямую сталкиваясь с обескураживающим разнообразием типов ПТ (см., например, первое издание этой книги!), разнообразием, возникающим как следствие возможных комбинаций полярности (*n*- и *p*-канальные), вида изоляции затвора (ПТ с полупроводниковым переходом или МОП-транзисторы с изолятором в виде окисла), а также типа легирования канала (ПТ обогащенного или обедненного типа). Из восьми имеющихся в результате этих комбинаций возможностей шесть могли бы быть реализованы, а пять реализованы на практике. Основной интерес представляют четыре случая из этих пяти.

Чтобы понять, как работает ПТ (и исходя из здравого смысла), будет правильно, если мы начнем только с одного типа, точно так, как мы сделали с биполярным *npn*-транзистором. Хорошо разобравшись с ПТ выбранного типа, мы в дальнейшем будем иметь минимум трудностей в изучении остальных членов этого семейства.

Входные характеристики ПТ. Рассмотрим вначале *n*-канальный МОП-транзистор обогащенного типа, биполярным аналогом которого является *n–p–n*-транзистор (рис. 3.1). В нормальном режиме сток (или соответствующий ему коллектор) имеет положительный потенциал относительно истока (эмиттера). Ток от стока к истоку отсутствует, пока на затвор (базу) не будет подано положительное по отношению к истоку напряжение. В последнем случае затвор становится «прямосмещенным», и возникает ток стока, который весь проходит к истоку. На рис. 3.2 показано, как изменяется ток стока I_C в зависимости от напряжения сток-исток $U_{CИ}$, при нескольких значениях управляющего напряжения затвор–исток $U_{ЗИ}$. Для сравнения здесь же приведено соответствующее семейство кривых зависимости I_K от $U_{КЭ}$ для обычного биполярного *n–p–n*-транзистора. Очевидно, что *n*-канальные МОП-транзисторы и биполярные *n–p–n*-транзисторы во многом схожи.

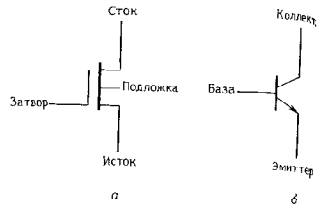


Рис. 3.1. *а* – *n*-канальный МОП-транзистор; *б* – биполярный *n–p–n*-транзистор.

Подобно *n–p–n*-транзистору, ПТ имеет большое приращение полного сопротивления стока, в результате чего при напряжении $U_{СИ}$ свыше 1–2 В ток стока почти не меняется. Для этой области характеристик ПТ неудачно выбрано название «область насыщения», тогда как у биполярных транзисторов соответствующая область называется «активной». Подобно биполярному транзистору, чем больше смещение затвора ПТ относительно истока, тем больше ток стока. В любом случае поведение ПТ ближе к идеальным устройствам–преобразователям проводимости (постоянный ток стока при неизменном напряжении затвор–исток), чем биполярных транзисторов; согласно уравнению Эберса–Молла у биполярных транзисторов должны быть превосходные характеристики выходной проводимости, однако эти идеальные характеристики не достигаются из-за эффекта Эрли (см. разд. 2.10).

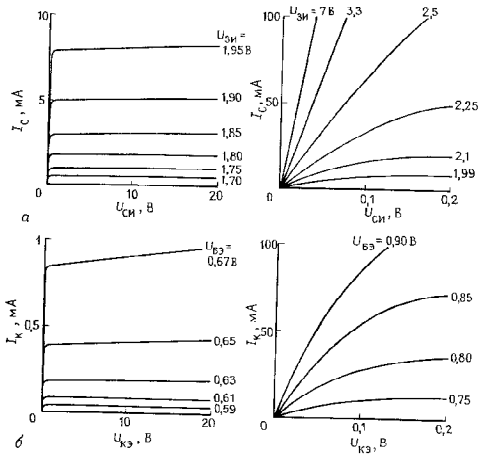


Рис. 3.2. Измеренные семейства выходных характеристик *n*-канального МОП-транзистора VN0106 (*а*) и биполярного *n–p–n*-транзистора 2N3904 (*б*).

До сих пор ПТ выглядел подобно *n–p–n*-транзистору. Посмотрим, однако, на ПТ поближе. С одной стороны, свыше нормального диапазона ток насыщения стока растет довольно умеренно при увеличении напряжения затвора ($U_{ЗИ}$). Фактически он пропорционален $(U_{ЗИ}-U_П)^2$, где $U_П$ – «пороговое напряжение затвора», при котором начинает идти ток стока (для ПТ на рис. 3.2 $U_П \approx 1{,}63$ В); сравните этот слабый квадратичный закон с крутой экспоненциальной зависимостью, данной нам Эберсом и Моллом. Во-вторых, постоянный ток затвора равен *нулю*, так что мы не должны смотреть на ПТ как на устройство, усиливающее ток (коэффициент усиления тока был бы равен бесконечности). Вместо этого будем рассматривать ПТ как характеризуемое крутизной устройство–преобразователь проводимости с программированием тока стока напряжением затвор–исток,–так, как это мы делали с биполярным транзистором в толковании Эберса–Молла. Напомним, что крутизна g_m есть просто отношение $i_C/u_{СИ}$ (как и обычно, строчные буквы используются, чтобы показать «малосигнальные» изменения параметра; т. е. $i_C/u_{СИ} = \delta I_C/\delta U_{СИ}$). В-третьих, у МОП-транзистора затвор действительно изолирован от канала сток-исток; поэтому, в отличие от биполярных транзисторов (и от ПТ с *p–n*-переходом, как мы далее увидим), можно подавать на него положительное (или отрицательное) напряжение до 10 В и более, не заботясь о диодной проводимости. И наконец, ПТ отличается от биполярного транзистора в так назы-

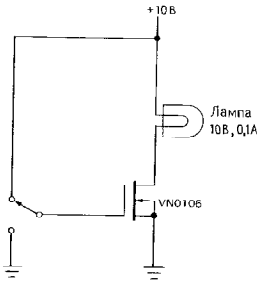


Рис. 3.3 Ключ на МОП-транзисторе

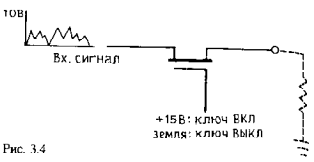


Рис. 3.4

васмой линейной области графика, где его поведение довольно точно соответствует поведению резистора, даже при отрицательном $U_{СИ}$; это оказывается очень полезным свойством, поскольку, как вы уже могли догадаться, эквивалентное сопротивление сток–исток программируется напряжением затвор–исток.

Два примера. В ПТ еще найдется, чем нас удивить. Однако прежде чем углубляться в детали, посмотрим на две простые переключающие схемы. На рис. 3.3 показан МОП-транзисторный эквивалент рис. 2.3, первого из рассмотренного нами насыщенного транзисторного переключателя. Схема на ПТ даже проще, поскольку здесь мы совершенно не должны заботиться о неизбежно возникшем ранее компромиссе между необходимостью задать соответствующий необходимый для переключения ток базы (рассматривая наихудший случай – минимальное значение $h_{21Э}$ в сочетании с сопротивлением холодной нити лампы) и исключить избыточное расходование энергии. Вместо этого мы всего лишь подаем на затвор, имеющий высокое полное входное напряжение, полное напряжение питания постоянного тока. Поскольку включенный ПТ ведет себя как резистор с малым по сравнению с нагрузкой сопротивлением, потенциал стока станет при этом близок к потенциалу земли; типичный мощный МОП-транзистор имеет $R_{вкл} < 0{,}2$ Ом, что превосходно для данной задачи.

На рис. 3.4 показана схема «аналогового переключателя», которую вообще невозможно выполнить на биполярных транзисторах. Идея этой схемы состоит в том, чтобы переключать проводимость ПТ из разомкнутого (затвор смещен в «обратном» направлении) в замкнутое состояние («прямое» смещение затвора), тем самым блокируя или пропуская аналоговый сигнал (позже мы увидим множество причин выполнять такого рода вещи). В данном случае мы должны лишь обеспечить, чтобы на затвор подавалось более отрицательное переключающее напряжение, чем любой размах входного переключаемого сигнала (ключ разомкнут) или на несколько вольт более положительное, чем любой входной сигнал (ключ замкнут). Биполярные транзисторы для такой схемы непригодны, поскольку база проводит ток и образует с коллектором и эмиттером диоды, что приводит к опасному эффекту «защелкивания». В сравнении с этим МОП-транзистор восхитительно прост, нуждаясь лишь в подаче на затвор (являющийся практически разомкнутой цепью) напряжения, равного размаху входного аналогового сигнала. Будьте, однако, внимательны: наше рассмотрение этой схемы было до некоторой степени упрощением – например, мы игнорировали влияние емкости затвор–канал, а также вариации $R_{вкл}$ при изменении сигнала. Позже мы еще поговорим об аналоговых ключах.

3.02. Типы ПТ

N-канальные, *p*-канальные ПТ. Теперь о генеалогическом древе. Во-первых, полевые транзисторы (как и биполярные) могут выпускаться обеих полярностей. Таким образом, зеркальным отображением нашего *n*-канального МОП-транзистора является *p*-канальный МОП-транзистор. Его характеристики симметричны и напоминают характеристики *p n p*-транзистора: сток нормально имеет отрицательное смещение по отношению к истоку, и ток стока будет проходить, если на затвор подать отрицательное по отношению к истоку напряжение не менее одного-двух вольт. Симметрия несовершенна, поскольку носителями являются не электроны, а дырки с меньшей «подвижностью» и «временем жизни неосновных носителей». Эти параметры полупроводника важны для свойств транзисторов, а выводы стоит запомнить: *p*-канальные ПТ имеют обычно более плохие характеристики, а именно более высокое пороговое напряжение, более высокое $R_{вкл}$ и меньший ток насыщения.

МОП-транзисторы. ПТ с *p–n*-переходом. У МОП-транзисторов (металл–окисел–полупроводник) затвор изолирован от проводящего канала тонким слоем SiO_2 (стекла), наращенного на канал (рис. 3.5). Затвор, который может быть металлическим или легированным полупроводником, действительно изолирован от цепи исток–сток (характеристическое сопротивление $> 10^{14}$ Ом) и действует на проводимость канала только своим электрическим полем. Иногда МОП-транзисторы называют полевыми транзисторами с изолированным затвором. Изолирующий слой довольно тонкий, обычно его толщина не превышает длины волны видимого света и он может выдержать напряжение затвора до ± 20 В и более. МОП-транзисторы просты в применении, поскольку на затвор можно подавать напряжение любой полярности относительно истока, и при этом через затвор не будет проходить никакой ток. Эти транзисторы, однако, в большой степени подвержены повреждениям от статического электричества, вы можете вывести из строя устройство на МОП-транзисторах буквально одним прикосновением.

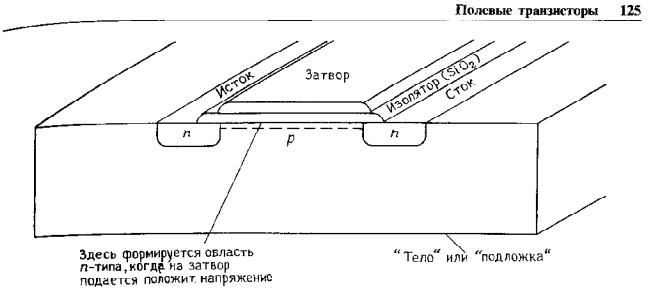


Рис. 3.5. *N*-канальный МОП-транзистор.

Символическое изображение МОП-транзистора показано на рис. 3.6. Здесь представлен дополнительный вывод, «тело» или «подложка» – кусок кремния, на котором выполнен ПТ (см. рис. 3.5). Так как подложка образует с каналом диодное

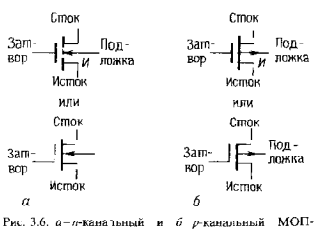


Рис. 3.6. *а* – *n*-канальный и *б* *p*-канальный МОП-транзисторы.

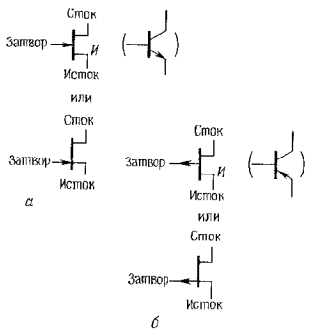


Рис. 3.7. *а*–*n*-канальный и *б*–*p*-канальный ПТ с *p*–*n*-переходом.

соединение, напряжение на ней должно быть ниже напряжения проводимости. Она может быть соединена с истоком или с точкой схемы, в которой напряжение ниже (выше), чем у истока *n*-канального (*p*-канального) МОП-транзистора. Обычно на схемах вывод подложки не показывается; более того, часто инженеры используют символ с симметричным затвором. К сожалению, при этом не остается ничего, что позволило бы вам отличить сток от истока, но что еще хуже, нельзя отличить *n*-канальный транзистор от *p*-канального! В этой книге мы будем использовать только нижние схемные изображения, дабы исключить недоразумения, хотя часто мы будем оставлять вывод подложки неподключенным.

В ПТ с *p*–*n*-переходом затвор образует с расположенным под ним каналом полупроводниковый переход. Это влечет за собой важное следствие, состоящее в том, что *в ПТ с p–n-переходом во избежание прохождения тока через затвор последний не должен быть смещен в прямом направлении относительно канала.* Например, у *n*-канального ПТ с *p n*-переходом диодная проводимость будет наблюдаться по мере того как напряжение на затворе приближается к +0.6 В по отношению к концу канала с более отрицательным потенциалом (обычно это исток). Поэтому затвор работает, будучи смещен в обратном направлении по отношению к каналу, и в цепи затвора нет никакого тока, кроме тока утечки. Схемные изображения ПТ с *p*–*n*-переходом представлены на рис. 3.7. И вновь мы предпочитаем символические обозначения со смещенным затвором, что позволяет идентифицировать исток. Как мы увидим далее, ПТ (как с *p*–*n*-переходом, так и МОП-транзисторы) почти симметричны, но обычно они изготавливаются таким образом, чтобы получить емкость между стоком и затвором меньше, чем емкость между истоком и затвором, вследствие чего использовать сток в качестве выходного вывода предпочтительнее.

Обогащение, обеднение. *N*-канальный МОП-транзистор, с которого мы начали эту главу, не проводил ток при нулевом (или отрицательном) смещении затвора и начинал проводить, когда затвор становился положительно смещен относительно истока. Этот тип ПТ известен как ПТ обогащенного типа. Имеется и другая возможность изготовления *n*-канального ПТ, когда полупроводник канала «легирован» так, что даже при нулевом смещении затвора имеется значительная проводимость канала, и на затвор должно быть подано обратное смещение в несколько вольт для отсечки тока стока. Такой ПТ известен как прибор обедненного типа. МОП-транзисторы могут быть изготовлены любой разновидности, поскольку здесь нет ограничения на полярность затвора. Однако ПТ с *p*–*n*-переходом допускают лишь одну полярность смещения затвора, а посему их выпускают только обедненного типа.

График зависимости тока стока от напряжения затвор–исток при фиксированном значении напряжения стока (рис. 3.8) может помочь нам уяснить, в чем состоит это различие. МОП-транзистор обогащенного типа не проводит ток, пока напряжение затвора не станет положительным (имеются в виду *n*-канальные ПТ) по отношению к истоку, в то время как ток стока МОП-транзистора обедненного типа будет близок к максимальному

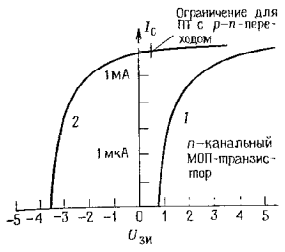


Рис. 3.8. Обогащенные (*1*) и обедненные (*2*) ПТ отличаются только сдвигом напряжения затвор–исток (лог. масштаб).

при напряжении затвора, равном напряжению истока. В некотором смысле такое разбиение на две категории является искусственным, поскольку два графика на рис. 3.8 отличаются только на сдвиг по оси $U_{ЗИ}$. Вполне возможно было бы производство «промежуточных» МОП-транзисторов. Тем не менее эта разница становится существенной, когда дело доходит до проектирования схем.

Заметим, что ПТ с *p*–*n*-переходом – это всегда приборы обедненного типа и смещение затвора относительно истока не должно быть больше приблизительно +0,5 В (для *n*-канала), иначе появится проводимость в диодном переходе затвор–канал. МОП-транзисторы могут быть обогащенными или обедненными, но на практике редко можно встретить последние (исключением являются *n*-канальные ПТ на GaAs и каскодные пары со «сдвоенным затвором» для радиочастотных применений). Отсюда следует, что во всех практически встречающихся случаях мы имеем дело только с ПТ с *p*–*n*-переходом обедненного типа либо с обогащенными МОП-транзисторами; и те и другие могут быть любой полярности, т. е. *n*-канальными либо *p*-канальными

3.03. Общая классификация ПТ

Генеалогическое древо (рис. 3.9) и карта входных, выходных напряжений при заземленном истоке (рис. 3.10) помогают

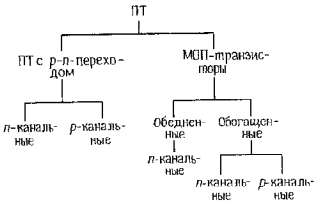


Рис. 3.9.

разобраться в ситуации. Различные приборы (включая весь «букет» биполярных *npn*- и *pnp*-транзисторов) нарисованы в квадрантах, характеризующих их входное и выходное напряжение в активной области при заземленном истоке (или эмиттере). При этом вовсе не обязательно запоминать свойства каждого из пяти представленных здесь типов ПТ, поскольку они в основном одинаковы.

Во-первых, при заземленном истоке ПТ включается (переходит в проводящее состояние) путем смещения напряжения затвора в сторону напряжения питания стока. Это верно как для всех пяти типов ПТ, так и для биполярных транзисторов. Например, для *n*-канального ПТ с *p*–*n*-переходом (который автоматически является обедненным) используется положительное напряжение питания стока, как и для всех *n*-канальных приборов. Таким образом, этот ПТ включается положи-

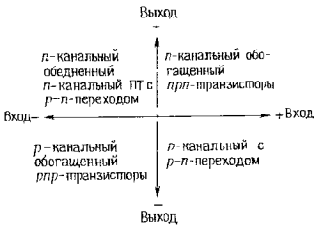


Рис. 3.10.

тельным смещением затвора. Здесь есть тонкость, состоящая в том, что у приборов обедненного типа для получения нулевого тока стока затвор должен иметь обратное смещение, в то время как у приборов обогащенного типа достаточно для этой цели нулевого напряжения на затворе.

Во-вторых, в связи с примерной симметрией истока и стока любой из этих выводов может работать как исток (исключение составляют мощные МОП-транзисторы, у которых подложка внутри корпуса соединена с истоком). При изучении работы ПТ, а также при расчетах за исток принимается вывод, наиболее «удаленный» по напряжению от активного питания стока. Например, допустим, что ПТ используется для замыкания на землю некоторой линии, в которой присутствуют как положительные, так и отрицательные сигналы. Обычно такая линия подключается к стоку ПТ. Если в качестве ключа взят n-канальный МОП-транзистор обогащенного типа и если случится, что в выключенном состоянии напряжение на стоковом выводе будет отрицательным, то для подсчета отпирающего напряжения затвора этот вывод следует считать в действительности «истоком». Это означает, что для обеспечения надежного запирания ключа отрицательное напряжение на затворе должно быть не только уровня «земли», но и превышать (по абсолютной величине) наибольший отрицательный сигнал.

Характеристики, приведенные на рис. 3.11, помогут вам разобраться в этих запутанных вопросах. Еще раз отметим, что разница между обогащенными и обедненными приборами выражается только в сдвиге вдоль оси $U_{зи}$, т. е. имеется ли большой ток стока или нет совсем никакого тока при напряжении затвора равном напряжению истока. Полевые n-канальные и p-канальные транзисторы симметричны друг другу в том же смысле, в каком являются таковыми биполярные $n\text{-}p\text{-}n$- и $p\text{-}n\text{-}p$-транзисторы.

На рис. 3.11 мы использовали стандартные обозначения для таких важных параметров ПТ, как ток насыщения и напряжение отсечки. Для ПТ с p–n-переходом величина тока стока при замкнутых накоротко затворе и истоке обозначается в спецификациях как $I_{си\,нач}$, она близка к величине максимально допустимого тока стока. ($I_{си\,нач}$ означает ток от стока к истоку при короткозамкнутых затворе и истоке. Здесь и далее в этой главе мы приводим эту нотацию, в которой первые две буквы индекса обозначают соответствующие выводы, а за ними указывается состояние.) Для обогащенных МОП-транзисторов аналогичной спецификацией является $I_{с\,вкл}$, при некотором заданном напряжении прямого смещения затвора ($I_{си\,нач}$ у любого прибора с обогащением был бы равен нулю).

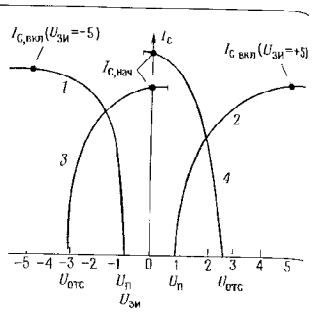


Рис. 3.11. Характеристики ПТ различных типов и полярностей (лог. масштаб). *1* – обогащенный p-канальный МОП-транзистор; *2* – обогащенный n-канальный МОП-транзистор; *3* – n-канальный ПТ с p–n-переходом; *4* – p-канальный ПТ с p–n-переходом.

Для ПТ с p–n-переходом напряжение затвор–исток, при котором ток стока становится равен нулю, называется «напряжением отсечки» ($U_{отс}$) или «напряжением выключения» ($U_{зи\,выкл}$) и типичное его значение лежит в диапазоне от −3 до −10 В (для p-канального прибора оно, разумеется, положительное). Для обогащенного МОП-транзистора аналогичная величина называется «пороговое напряжение», $U_П$ (или $U_{зи\,пор}$), – это напряжение перехода затвор–исток, при котором начинает проходить ток стока. Типичная величина $U_П$ составляет 0,5–5 В, разумеется в «прямом» направлении. Читая литературу по электронике на английском языке, не спутайте случайно $U_П$ (обозначаемое там как V_T) с V_T в уравнении Эберса–Молла, которое обозначает ток коллектора биполярного транзистора; у этих двух величин нет ничего общего.

Имея дело с ПТ, легко запутаться в полярностях. Например, n-канальное устройство, у которого обычно сток положителен по отношению к истоку, может иметь положительное или отрицательное напряжение на затворе, а также положительное (обогащенный тип) или отрицательное (обедненный тип) пороговое напряжение. Еще более усложняет дело то, что сток может быть (и часто бывает) отрицателен по отношению к истоку. Все эти рассуждения, конечно, справедливы с заменой знаков для p-канальных устройств. В дальнейшем, чтобы свести к минимуму ошибки, мы будем всегда иметь в виду n-канальные устройства, если не оговорено противное. Аналогичным образом, поскольку МОП-транзисторы почти всегда обогащенные, а ПТ с p–n-переходом всегда обедненного типа, мы будем далее опускать эти их определения.

3.04. Выходные характеристики ПТ

На рис. 3.2 мы показывали семейство кривых зависимости $I_С$ от $U_{СИ}$, измеренных для n-канального обогащенного МОП-транзистора VN0106. (Транзисторы семейства VN01 работают в различных диапазонах напряжений, что отражается в двух последних цифрах полного обозначения. Например, VN0106 рассчитан на напряжение 60 В.) Мы уже отмечали, что ПТ ведут себя как хорошие преобразователи проводимости (т. е. $I_С$ почти не изменяется при заданном $U_{зи}$) практически во всем диапазоне изменения $U_{СИ}$, за исключением его малых значений, где они проявляют себя как сопротивление (т. е. $I_С$ пропорционален $U_{СИ}$). В обоих случаях приложенное к переходу затвор–исток напряжение управляет поведением ПТ, которое хорошо можно описать аналогом уравнения Эберса–Молла для ПТ. По-

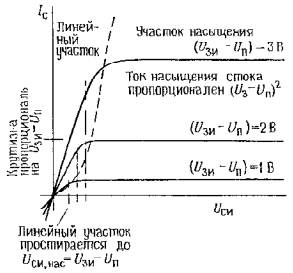


Рис. 3.12.

смотрим на эти две области более подробно.

На рис. 3.12 схематически представлена указанная ситуация. В обеих областях ток стока зависит от $U_{зи}-U_П$, величины, на которую напряжение затвор–исток превышает пороговое напряжение (или напряжение отсечки). Линейная область, в которой ток стока приблизительно пропорционален $U_{зи}$, простирается до напряжения $U_{зи\,нас}$, после чего ток стока почти не изменяется. Крутизна наклона линейного участка, $I_С/U_{СИ}$, пропорциональна напряжению смещения, $U_{зи}-U_П$. Далее, напряжение стока $U_{СИ\,нас}$, при котором кривая «выходит на насыщение», равно $U_{зи}-U_П$, в результате чего ток насыщения, $I_{С\,нас}$, становится пропорционален $(U_{зи}-U_П)^2$ – квадратичный закон, о котором мы упоминали ранее. Итак, имеем универсальные формулы для определения тока стока ПТ:

$$I_С = 2k[(U_{СИ} - U_П)U_{СИ} - 0{,}5U_{СИ}^2]$$

(линейный участок),

$$I_С = k(U_{зи} - U_П)^2 \quad \text{(участок насыщения)}.$$

Если мы назовем $U_{зи}-U_П$ (величину, на которую напряжение затвор–исток превышает порог) «напряжением возбуждения затвора», то можно сформулировать три важных результата из сказанного: а) удельное сопротивление ПТ в линейной области обратно пропорционально напряжению возбуждения, б) линейный

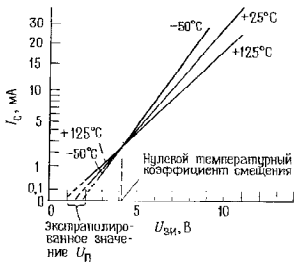


Рис. 3.13. Зависимости I_C ($U_{ЗИ}$) n-канального МОП-транзистора 2N4351 (квадратичный масштаб вертикальной оси).

участок простирается вплоть до напряжения, равного напряжению возбуждения и в) ток насыщения стока пропорционален напряжению возбуждения в квадрате. Приведенные выражения предполагают, что подложка соединена с истоком. Обратите внимание на то, что «линейный участок» не является строго линейным, поскольку формула содержит нелинейный член $U_{ЗИ}^2$; позже мы покажем остроумную схему, фиксирующую эту составляющую.

Масштабный коэффициент k зависит от таких параметров, как геометрия ПТ, емкость слоя окисла и подвижность носителей. У этой постоянной отрицательный температурный коэффициент:

$k \sim T^{-3/2}$.

Этот эффект сам по себе приводил бы к уменьшению I_C с увеличением температуры. Однако это компенсируется тем, что $U_П$ также в слабой степени зависит от температуры с коэффициентом 2–5 мВ/°С; суммарный эффект дает зависимость тока стока от температуры, показанную на рис. 3.13.

При больших токах стока убывание коэффициента k с ростом температуры влечет уменьшение тока стока – настоящее тепловое бегство! Как следствие этого, ПТ какого-нибудь одного типа могут быть соединены параллельно без токовыравнивающих резисторов, в отличие от биполярных транзисторов, где «резисторный балласт» в цепях эмиттеров необходим (см. разд. 6.07). Этот же отрицательный температурный коэффициент предотвращает также тепловую гонку на локальном участке перехода (эффект, известный под названием «прогиб тока»), которая серьезно ограничивает допустимую мощность рассеяния больших биполярных транзисторов, как мы увидим при обсуждении «вторичного пробоя» и «площади безопасной работы» в гл. 6.

При малых токах стока (когда доминирует температурная зависимость $U_П$) I_C растет с ростом температуры и точка перехода от возрастания к убыванию находится при некотором промежуточном значении тока стока. Этот эффект используется в операционных усилителях на ПТ для минимизации температурного дрейфа, как мы увидим в следующей главе.

Субпороговая область. Приведенное выше выражение для тока насыщения стока непригодно для очень малых значений тока стока. Этот диапазон известен как «субпороговая» область, где канал находится ниже порога проводимости, однако некоторый ток все-таки проходит за счет небольшой вероятностной популяции электронов с большим тепловым возбуждением. Если вы изучали физику или химию, то, возможно, знаете из того, что проходили, что результирующий ток имеет экспоненциальную зависимость:

$I_C = k \exp(U_{ЗИ} - U_П)$.

Мы измерили ток стока некоторых МОП-транзисторов в диапазоне изменения его на 9 декад (от 1 нА до 1 А) и построили графики зависимости I_C от $U_{ЗИ}$ (рис. 3.14). Диапазон от 1 нА до 1 мА очень точно соответствует экспоненте; выше этого субпорогового участка кривые входят в нормальную область насыщения. Для n-канальных МОП-транзисторов (типа VN01) мы проверили выборку из 20 транзисторов (четырех разных изготовителей, разброс выпуска – 2 года) и нанесли диапазон разноса значений, чтобы получить представление о их вариабельности (см. следующий разд.). Обратите внимание на несколько худшие характеристики ($U_П$, $I_{C\,вкл}$) «комплементарного» транзистора VP01.

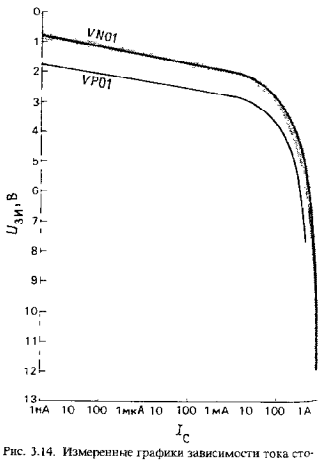


Рис. 3.14. Измеренные графики зависимости тока стока от напряжения затвор–исток для двух типов МОП-транзисторов.

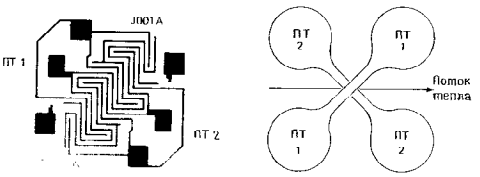
3.05. Производственный разброс характеристик ПТ

Перед тем как рассматривать какие-нибудь схемы, оценим сначала диапазон параметров ПТ (таким как $I_{СИ\,нач}$ и $U_П$), а также их «разброс» среди приборов одного типа с целью получения более полного представления о ПТ. К сожалению, многие характеристики ПТ имеют разброс намного больше, чем соответствующие характеристики биполярных транзисторов, – факт, который проектировщик должен помнить. Например, в паспорте на *VN*01 (типичный n-канальный МОП-транзистор) оговорено, что $U_П$ может составлять от 0,8 до 2,4 В (при $I_C \approx 1$ мА), в сравнении с тем, что аналогичный параметр биполярного *npn*-транзистора, $U_{БЭ}$ имеет разброс от 0,63 до 0,83 В (также при $I_к = 1$ мА). Итак, вот что мы можем ожидать:

Характеристика	Диапазон номинальных значений	Разброс
$I_{СИ\,нач}$, $I_{С\,вкл}$	от 1 мА до 1 А	× 5
$R_{СИ\,вкл}$	0,05 Ом–10 кОм	× 5
g_m при 1 мА	500–3000 мкс	× 3
$U_{ост}$ ($p-n$ – ПТ)	0,5–10 В	5 В
$U_П$ (МОП)	0,5–5 В	2 В
$U_{СИ\,пр}$	6–1000 В	
$U_{ЗИ\,пр}$	6–125 В	

В этой таблице $R_{СИ\,вкл}$ – сопротивление сток–исток (линейная область, т. е. малое напряжение $U_{ЗИ}$) для полностью открытого ПТ, т. е. при заземленном затворе в случае ПТ с $p-n$-переходом или при большом (обычно принимается 10 В) напряжении затвор–исток у МОП-транзистора. $I_{СИ\,нач}$ и $I_{С\,вкл}$ – значения тока стока в области насыщения (большое $U_{СИ}$) при тех же самых отпирающих условиях возбуждения затвора. $U_{ост}$ есть напряжение отсечки (ПТ с $p-n$-переходом), $U_П$ – пороговое напряжение затвора (МОП-транзисторы), а $U_{СИ\,пр}$ и $U_{ЗИ\,пр}$ – соответствующие напряжения пробоя. Как можно видеть, ПТ с заземленным истоком может быть хорошим источником тока, но нельзя точно предсказать, каким будет этот ток. Напряжение $U_{ЗИ}$, при котором получается заданный ток стока, может заметно варьировать в отличие от предсказуемого ($\approx 0{,}6$ В) $U_{БЭ}$ у биполярных транзисторов.

Согласование характеристик. Как вы можете видеть, ПТ уступают биполярным транзисторам в предсказуемости $U_{ЗИ}$, т. е. значения $U_{ЗИ}$, обеспечивающие заданный I_C, имеют большой разброс. Приборы, обладающие большим разбросом, будут, вообще говоря, давать больший сдвиг (напряжение небаланса), если их применять в качестве дифференциальных пар. Например, типичный серийный биполярный транзистор дает разброс $U_{БЭ}$ в 50 мВ или около того при некотором заданном токе коллектора без всякого отбора транзисторов (берем подряд любой прибор, имеющийся под рукой). Соответствующая цифра для МОП-транзисторов – более 1 В! Но поскольку ПТ обладают весьма желательными характеристиками,



а *б*

Рис. 3.15. Гребенчатая структура (*а*) и температурно-градиентная компенсация (*б*).

имеет смысл затратить некоторые дополнительные усилия для уменьшения сдвига путем изготовления согласованных пар. Проектировщики ИС пользуются такими приемами как перемежающаяся (гребенчатая) структура (два прибора разделяют между собой один и тот же участок подложки ИС) и выравнивание температурных градиентов в схеме между приборами (рис. 3.15).

Получаемые результаты впечатляют. Хотя ПТ не могут сравниться с биполярными транзисторами в согласованности $U_{ЗИ}$, их параметры вполне пригодны для большинства применений. Например, наилучшим образом согласованная пара ПТ имеет сдвиг 0.5 мВ и температурный коэффициент 5 мкВ/°С (макс.), в то время как у лучшей биполярной пары эти значения будут 25 мкВ и 0.6 мкВ/°С, грубо говоря, в 10 раз лучше. Операционные усилители (универсальные дифференциальные усилители с высоким коэффициентом усиления, о которых мы будем говорить в следующей главе) выпускаются как на полевых, так и на биполярных транзисторах; для высокоточных применений вы сможете, вообще говоря, выбрать ОУ с биполярной «начинкой» (ввиду тесного согласования входных транзисторов по $U_{БЭ}$), в то время как ОУ с ПТ-входом, очевидно, является наилучшим выбором для высокоомных схем (их входы – затворы ПТ – не потребляют тока). Например, недорогой ОУ типа *LF*411 со входом на ПТ с p–n-переходом, который мы используем повсеместно в схемах, приводимых в следующей главе, имеет типичное значение входного тока 50 пА и стоит 60 цент; популярный *TLC*272 со входом на МОП-транзисторах стоит примерно столько же и имеет типичное значение входного тока всего 1 пА! Для сравнения укажем, что обычный биполярный ОУ μA741 имеет типичное значение входного тока 80 000 пА (80 нА).

В табл. 3.1–3.3 дан перечень типичных ПТ с p–n-переходом (как одиночных, так и сдвоенных) и малосигнальных МОП-транзисторов. Мощные МОП-транзисторы, которые мы рассмотрим в разд. 3.14, перечислены в табл. 3.5.

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ НА ПТ

Теперь мы готовы к тому, чтобы рассмотреть схемы на ПТ. Обычно можно найти способ преобразовать схему на биполярных транзисторах в схему с использованием ПТ. Однако эта новая схема может не дать улучшения характеристик! В оставшейся части этой главы мы постараемся показать схемные решения, в которых проявляются преимущества уникальных свойств ПТ, т. е. схемы, которые работают лучше, будучи построены на ПТ, или которые совсем нельзя изготовить на биполярных транзисторах. С этой целью может оказаться полезным сгруппировать схемы на ПТ по категориям; здесь особенно важным является, как мы это видим.

Схемы с высоким полным сопротивлением (слаботочные). Сюда относятся буферные или обычные усилители для тех применений, где ток базы или конечное полное входное сопротивление биполярных транзисторов ограничивает их характеристики. Хотя мы можем построить такие схемы на отдельно взятых ПТ, однако сегодняшняя практика отдает предпочтение использованию интегральных схем, построенных на ПТ. В некоторых из них ПТ используется только в качестве высокоомного входного каскада, а вся остальная схема построена на биполярных транзисторах, в других вся схема построена на ПТ.

Таблица 3.1. Полевые транзисторы с p–n-переходом

Тип	$U_{ЗИ\,пор}$, В	$I_{С\,нач}$, мА		$U_П$ ($U_{отс}$), В		$C_{ЗИ}$, пФ	$C_{ЗС}$, пФ	Примечания
		мин.	макс.	мин.	макс.	макс.	макс.	
n-канальные								
2N4117A–2N4119A	40 40	0,03 0,24	0,09 0,6	0,6 2	1,8 6	3 4	1,5 1,5	Малая утечка: 1 пА (макс.)
2N4338	50	0,2	0,6	0,3	1	6	2	0,81 А/Гц$^{1/2}$ при 100 кГц
2N4416	30	5	15	2,5	6	4	0,8	Малый СВЧ-шум: 2 дБ (макс.) при 100 МГц
2N4867A–2N4869A	40 40	0,4 2,5	1,2 7,5	0,7 1,8	2 5	25 25	5 5	Низкочастотный, малый шум: 10 нВ/Гц$^{1/2}$ (макс.) при 10 Гц
2N5265–2N5270	60 60	0,5 7	1 14	–	3 8	7 7	2 2	6 типов в серии, строгая спецификация по $I_{С\,нач}$; комплементарные к *p*-канальным 2N5358–64
2N5432	25	150	–	4	10	30	15	Ключ: $R_{вкл} \approx 5$ Ом (макс.)
2N5457–2N5459	25 25	1 4	5 16	0,5 2	6 8	7 7	3 3	Общего назначения; комплементарные к *p*-канальным 2N5460–62
2N5484–2N5486	25 25	1 8	5 20	0,3 2	3 6	5 5	1 1	Малый шум на ВЧ; недорогой
2SK117	50	0,6	14	0,2	1,5	13 [1]	3 [1]	Сверхмалый шум: 1 нВ Гц$^{1/2}$
2SK147	40	5	30	0,3	1,2	75 [1]	15 [1]	Сверхмалый шум: 0,7 нВ/Гц$^{1/2}$
p-канальные								
2N5114	30	30	90	5	10	25	7	Ключ: $R_{вкл} = 75$ Ом
2N5358–2N5364	40 40	0,5 9	1 18	0,5 2,5	3 8	6 6	2 2	7 видов в серии, строгая спецификация по $I_{С\,нач}$; комплементарные к *n*-канальным 2N5265–70
2N5460–2N5462	40 40	1 4	5 16	0,75 1,8	6 9	– –	2 2	Общего назначения; комплементарные к *n*-канальным 2N5457–59
2SJ72	25	5	30	0,3	2	185 [1]	55 [1]	Сверхмалый шум: 0,7 нВ/Гц$^{1/2}$

[1] Типичное значение.

Аналоговые ключи. МОП-транзисторы являются превосходными аналоговыми ключами, управляемыми напряжением, как мы уже указывали в разд. 3.01. Мы еще обсудим вкратце данный предмет. И снова говоря «аналоговый ключ», мы должны в общем случае иметь в виду интегральные микросхемы, а не схемы, построенные на дискретных элементах.

Цифровая логика. МОП-транзисторы доминируют при построении микропроцессоров, схем памяти и большинства высококачественных цифровых логических схем. Микромощные логические схемы изготавливаются исключительно на МОП-транзисторах. Здесь, как и прежде, МОП-транзисторы используются в составе интегральных схем. Далее мы увидим, почему ПТ отдается предпочтение перед биполярными транзисторами.

Таблица 3.2. МОП-транзисторы

Тип Обогащенные[1]	Изготовитель[2]	Защита затвора	$R_{вкл}$, Ом (макс.) при $U_{зи}$, В	$U_П$, В мин.	$U_П$, В макс.	$I_{С вкл}$, мА при $U_{СИ}$ = 10 В мин.	$C_{зс}$, пФ макс.	$U_{СИ пр}$, В	$U_{зи(пр)}$, В	$I_{З ут}$, нА	Примечания
n-канальные											
3SK38A	TO	V	500	3	–	–	10	2,5	20	12	25	
3N170	IL	–	200	10	1,0	2	10	1,3	25	35	0,01	
SD210	SI	–	45	10	0,5	2	–	0,5	30	40	0,1	Малое $R_{вкл}$
SD211	SI	V	45	10	0,5	2	–	0,5	30	15	10	Малое $R_{вкл}$
VN1310	ST	–	8	10	0,8	2,4	500	5	100	20	0,1	Малый VMOS диод С–И
IT1750	IL		50	20	0,5	3	10	1,6	25	25	0,01	
VN2222L	SI	–	8	5	0,6	2,5	750	5	60	40	0,1	Малый VMOS диод С–И
CD3600	RC	V	500	10	1,5[3]	–	1,3	0,4	15	15	0,01	Эквивалент матрице 4007
2N3796	MO	–	–	–	–4	–	14	0,8	25	10	0,001	Обедненный; $I_{СИ нас}$ = 1,5 мА
2N4351	MO+		300	10	1,5	5	5	2,5	25	35	0,01	Популярный
p-канальные											
3N163	IL	–	250	20	2	5	5	0,7	40	40	0,01	
VP1310	ST	–	25	10	1,5	3,5	250	5	100	20	0,1	Малый VMOS диод С–И
IT1700	IL	–	400	10	2	5	2	1,2	40	40	0,01	
CD3600	RC	V	500	10	1,8[3]	–	1,3	0,8	15	15	0,02	Эквивалент матрицы 4007
2N4352	MO+	–	600	10	1,5	6	2	2,5	25	35	0,01	Популярный
3N172	IL	V	250	20	2	5	5	1	40	40	0,2	Популярный

[1] Если не указано обратное. [2] См. сноску к табл. 4.1. [3] типичное значение

Таблица 3.3. Согласованные пары *n*-канальных ПТ с *p*–*n*-переходом

Тип	$U_{сдв}$, мВ	Дрейф $U_{сдв}$, мкВ/°С	$I_{З ут}$ ($U_{СИ}$ = 20 В), пА	КОСС, дБ	$U_П$ ($U_{отс}$), В	$e_ш$ (10 Гц), нВ Гц$^{1/2}$	$C_{зс}$, пФ ($U_{зс}$ = 10 В)	Примечания
	макс.	макс.	макс.	мин.	мин.	макс.	макс.	макс.	
U421	10	10	0,2	90	0,–	2	50	1,5	Фирма Siliconix
2N3954A	5	5	100		1	3	150[1]	1,2	Общего назначения: малый дрейф
2N3955	5	25	100		.	4,5	150[1]	1,2	
2N3958	25	–	100		1	4,5	150[1]	1,2	Популярный
2N5196	5	5	15		0,7	4	20[2]	2	
2N5520	5	5	100	100	0,7	4	15	5	
2N5906	5	5	2	90[6]	0,6	4,5	70[6]	1,5	Малая утечка затвора
2N5911	10	20	100		1	5	20[3]	1,2	Малый шум на ВЧ
2N6483	5	5	100	100	0,–	4	10	3,5	Малый шум на ВЧ
NDF9406	5	5	5	120	0,5	4	30	0,1	«Каскодный ПТ»: малая $C_{зс}$
2N5452	5	5	100[4]		1	4,5	20[3]	1,2[5]	
2SK146	20		1000[4]		0,3	1,2	1,3	15[6]	Сверхмалый шум

[1] При 100 Гц; [2] при 1 кГц; [3] при 10 кГц; [4] при 30 В; [5] при 20 В; [6] типичное значение

Мощные переключатели. Мощные МОП-транзисторы часто бывают предпочтительнее биполярных транзисторов для переключения нагрузок, как мы уже показали в нашей первой схеме, приведенной в данной главе. Для таких применений используются мощные дискретные ПТ.

Переменные резисторы; источники тока. В «линейной» области стоковых характеристик ПТ ведут себя подобно резисторам, управляемым напряжением; в области «насыщения» они являются управляемыми напряжением источниками тока. Вы можете использовать эти присущие ПТ свойства в своих схемах.

Общая замена биполярных транзисторов. Вы можете использовать ПТ в генераторах, усилителях, стабилизаторах напряжения, радиоприемных схемах (по крайней мере в некоторых из них), – там, где обычно используются биполярные транзисторы. Применение ПТ не гарантирует улучшения схемы – иногда такая замена желательна, иногда нет. Их следует просто иметь в виду как возможную альтернативу.

Давайте теперь посмотрим на указанные области применения. Для лучшего понимания мы слегка изменим порядок изложения.

3.06. Источники тока на ПТ с *p*–*n*-переходом

ПТ используется в качестве источников тока в составе интегральных схем (в частности, в ОУ), а также иногда и в схемах на дискретных элементах. Простейший источник тока на ПТ показан на рис. 3.16:

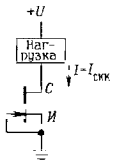


Рис. 3.16.

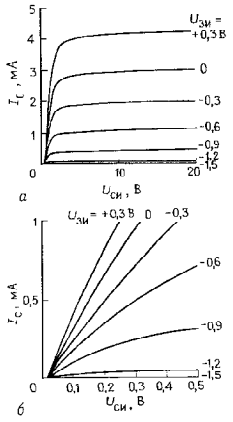


Рис. 3.17. Семейство выходных характеристик *n*-канального ПТ с *p*–*n*-переходом типа 2N5484: зависимость $I_С$ ($U_{СИ}$) при различных значениях $U_{ЗИ}$ при полном масштабе изменений параметров (*а*) и на начальном участке (*б*).

мы выбрали ПТ с *p*–*n*-переходом, а не МОП-транзистор, поскольку ему не требуется смещения затвора (режим с обеднением). Из стоковых характеристик ПТ (рис. 3.17) видно, что ток будет приблизительно постоянным при $U_{СИ}$ больше 2 В. Однако в силу разброса $I_{С нач}$ величина этого тока непредсказуема. Например, устройство 2N5484 (типичный *n*-канальный транзистор с *p*–*n*-переходом) имеет паспортную величину $I_{С нач}$ от 1 до 5 мА. И все же эта схема привлекает своей простотой двухвыводного устройства, дающего постоянный ток. Существуют дешевые серийные «диодные стабилизаторы тока», представляющие собой всего лишь отобранные по току ПТ с *p*–*n*-переходом, у которых затвор соединен со стоком. Это токовые аналоги стабилитронов (стабилизаторов напряжения). Приведем характеристики таких прибо-

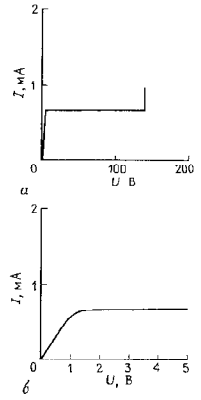


Рис. 3.18. «Диод - регулятор тока» 1N5294. *а* – полный масштаб изменения напряжения; *б* – начальный участок

ров из серии 1N5283–1N5314:

Номинальный ток стабилизации	от 0,22 до 4,7 мА
Допуск	10%
Температурный коэффициент	± 0,4%/°C
Диапазон напряжений	1–2,5 В мин., 100 В макс.
Стабильность тока	5% тип.
Динамическое (дифференциальное) сопротивление	1 МОм (тип.) для устройств с током 1 мА

Мы построили график вольт-амперной характеристики устройства 1N5294, имеющего номинальный ток стабилизации 0,75 мА; рис. 3.18, *а* демонстрирует хорошее постоянство тока вплоть до напряжения пробоя (100 В для данного конкретного образца), тогда как из рис. 3.18, *б* видно, что полный ток данного устройства достигается при падении напряжения на нем несколько меньше 1,5 В. В разд. 5.13 мы покажем, как можно использовать такого рода устройство для создания генератора пилообразного напряжения с острыми вершинами сигнала. В табл. 3.4 дан неполный перечень устройств серии 1N5283.

Таблица 3.4. Диодные стабилизаторы тока [1]

Тип	I_D, мА	Полное сопротивление, МОм (при 25 В) мин.	$U_{мин}$, В ($I > 0{,}8\ I_н$)
1N5283	0,22	25	1,0
1N5285	0,27	14	1,0
1N5287	0,33	6,6	1,0
1N5288	0,39	4,1	1,1
1N5290	0,47	2,7	1,1
1N5291	0,56	1,9	1,1
1N5293	0,68	1,4	1,2
1N5294	0,75	1,2	1,2
1N5295	0,82	1,0	1,3
1N5296	0,91	0,9	1,3
1N5297	1,0	0,8	1,4
1N5299	1,2	0,6	1,5
1N5302	1,5	0,5	1,6
1N5304	1,8	0,4	1,8
1N5305	2,0	0,4	1,9
1N5306	2,2	0,4	2,0
1N5308	2,7	0,3	2,2
1N5309	3,0	0,3	2,3
1N5310	3,3	0,3	2,4
1N5312	3,9	0,3	2,6
1N5314	4,7	0,2	2,9

[1] Все диоды работают при напряжении до 100 В и до 600 мВт и ведут себя подобно обратно включенным диодам.

Источник тока с автоматическим смещением. Вариация предыдущей схемы дает регулируемый источник тока (рис. 3.19). Резистор автоматического смещения R задает обратное смещение затвора $I_C R$, уменьшая I_C и приводя ПТ с p–n-переходом в состояние, близкое к отсечке. Можно рассчитать значение R по выходным характеристикам для конкретного ПТ. Эта схема не только дает возможность устанавливать ток (который должен быть меньше $I_{C\,нач}$), но и сделать это более предсказуемым образом. Кроме того, эта

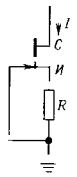


Рис. 3.19.

схема является лучшим источником тока (с более высоким динамическим сопротивлением) в силу того, что истоковый резистор обеспечивает обратную связь по току (которую мы рассмотрим в разд. 4.07), а также потому, что характеристики ПТ с p–n-переходом как источника тока при обратном смещении затвора всегда улучшаются, как это видно из приведенных на рис. 3.2 и 3.17 характеристик, где чем ниже кривая зависимости I_C от $U_{ЗИ}$, тем она ближе к горизонтали. Однако, конечно, надо помнить, что значение I_C, полученное при каком-то значении $U_{ЗИ}$ для данного конкретного ПТ, может отличаться от взятого из характеристики на значительную величину ввиду технологического разброса. Если надо получить строго заданный ток, то можно использовать в цепи истока подстроечный резистор.

Упражнение 3.1. Подберите значение R для получения тока 1 мА в схеме источника тока на ПТ с p–n-переходом 2N5484, используя полученные измерениями кривые, представленные на рис. 3.17. Теперь оцените, к чему приводит тот факт, что паспортные данные $I_{C\,нач}$ для 2N5484 имеют разброс от 1 до 5 мА.

Источник тока на ПТ с p–n-переходом, даже с резистором в цепи истока, дает несколько изменяющийся ток при изменении напряжения, т. е. он имеет конечное выходное сопротивление, а не желаемое бесконечное значение $Z_{вых}$. Кривые рис. 3.17 показывают, например, что у транзистора 2N5484 при изменении напряжения стока в рабочем диапазоне от 5 до 20 В ток стока при замкнутых накоротко истоке и затворе (т. е. $I_{C\,нач}$) изменяется на 5%. Эту вариацию можно уменьшить до 2% или около того, включив в цепь истока резистор. Тот же прием, который был использован в схеме рис. 2.2, можно использовать и для источников тока на ПТ с p–n-переходом, как это и сделано на рис. 3.20. Идея (как и в случае с биполярными транзисторами) состоит в том, чтобы использовать второй ПТ с p–n-переходом для поддержания постоянным напряжения сток–исток в источнике тока. T_1 в этом случае является обычным источником тока на ПТ с p–n-переходом с истоковым резистором.

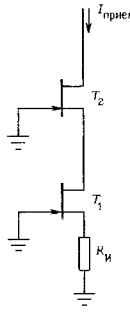


Рис. 3.20. Каскодная схема «потребителя» тока на ПТ с p–n-переходом.
$I_{С\,макс}(T_2) > I_{С\,макс}(T_1)$.

T_2 – ПТ с p–n-переходом с бо́льшим значением $I_{C\,нач}$, включенный «последовательно» с источником тока. Он пропускает постоянный ток стока T_1 в нагрузку, удерживая в то же время напряжение на стоке T_1 неизменным, а тем самым и напряжение затвор–исток, что вынуждает T_2 работать с тем же током, что и T_1. Таким образом, T_2 «экранирует» T_1 от колебаний напряжения на выходе; поскольку T_1 не подвержен вариациям напряжения стока, он «сидит на месте» и обеспечивает постоянный ток. Если вернуться к схеме зеркала Вилсона (рис. 2.48), то мы увидим, что здесь используется та же идея фиксации напряжения.

Вы можете распознать в этой схеме на ПТ с p–n-переходом «каскодную» схему, которая обычно используется для преодоления эффекта Миллера (разд. 2.19). Каскодная схема на ПТ с p–n-переходом проще, чем на биполярных транзисторах, поскольку здесь не требуется напряжения смещения на затворе верхнего ПТ: ввиду того, что он работает в режиме с обеднением, можно просто заземлить его затвор (сравните с рис. 2.74).

Упражнение 3.2. Объясните, почему верхний ПТ с p–n-переходом в каскодной схеме должен иметь более высокое значение $I_{C\,нач}$, чем нижний ПТ. По-

мочь в этом может рассмотрение каскодной схемы на ПТ с p–n-переходом без истокового резистора.

Важно осознавать, что источник тока на хороших биполярных транзисторах обеспечит намного лучшие предсказуемость и стабильность, чем источник тока на ПТ с p–n-переходом. Более того, построенные на ОУ источники тока, которые мы увидим в следующей главе, еще лучше. Например, источник тока на ПТ в типичном диапазоне температур и вариаций напряжения нагрузки может давать ток с отклонениями на 5%, даже если подгонкой истокового резистора установить желаемый ток; в то же время источник тока на ОУ из биполярных или полевых транзисторов даст без особых усилий со стороны разработчика предсказуемость и стабильность лучше 0,5%.

3.07. Усилители на ПТ

Истоковые повторители и усилители на ПТ с общим истоком – это аналоги эмиттерных повторителей и усилителей с общим эмиттером на биполярных транзисторах, о которых мы говорили в предыдущей главе. Однако отсутствие постоянного тока затвора дает возможность получить очень высокое входное сопротивление. Такие усилители необходимы, когда мы имеем дело с высокоомными источниками сигналов, встречающимися в измерительных схемах. Для некоторых специализированных применений вы, может быть, захотите построить повторители или усилители на дискретных ПТ, однако в большинстве случаев можно использовать достоинства, которыми обладают ОУ с ПТ-входом. В любом случае стоит понять, как они работают.

Когда мы имеем дело с ПТ, то обычно применяется та же схема автоматического смещения, что и в источниках тока на ПТ с p–n-переходом (разд. 3.06) с одним резистором смещения затвора, подключенным вторым выводом к земле (рис. 3.21); для МОП-транзисторов требуется делитель, питаемый от источника напряжения стока, или расщепленный источник, как это было и в случае с биполярными транзисторами. Резистор смещения затвора

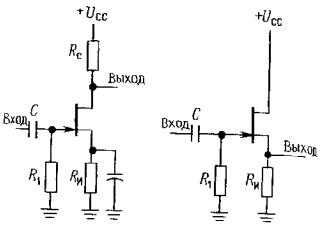


Рис. 3.21.

может иметь очень большое сопротивление (свыше МОм), поскольку ток утечки затвора измеряется наноамперами.

Крутизна. Отсутствие тока затвора делает естественным параметром, характеризующим усиление ПТ, крутизну – отношение выходного тока к входному напряжению:

$$g_m = i_{вых}/u_{вх}.$$

Это отличается от того, как мы рассматривали биполярные транзисторы в предыдущей главе, где мы вначале носились с идеей усиления по току ($i_{вых}/i_{вх}$), а затем ввели ориентированную на параметр крутизны модель Эберса–Молла: полезно было посмотреть на биполярные транзисторы с разных сторон, в зависимости от их применения.

Крутизна ПТ может быть оценена по характеристике либо по тому, насколько увеличивается I_C при переходе от одной кривой с фиксированным значением напряжения затвора к другой из семейства кривых (рис. 3.2 или 3.17), либо, что проще, по наклону кривых «передаточных характеристик» I_C–$U_{зи}$ (рис. 3.1ч). Крутизна зависит от тока стока (вскоре мы увидим как) и определяется просто как

$$g_m(I_C) = i_C/u_{зи}.$$

(Напомним, что строчными латинскими буквами обозначаются малосигнальные приращения.) Из этого выражения мы получаем коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = u_C/u_{зи} = -R_C i_C/u_{зи} = -g_m R_C,$$

тот же результат, что и для биполярного транзистора в разд. 2.09, если заменить резистор нагрузки R_K на R_C. Как правило, крутизна ПТ равняется нескольким тысячам микросименс (мкСм) при токе стока в несколько миллиампер. Поскольку g_m зависит от тока стока, существует некоторая нелинейность, связанная с зависимостью коэффициента усиления от изменения тока стока на протяжении периода сигнала, подобно тому, как это бывает в усилителе с заземленным эмиттером, где $g_m = 1/r_э$ пропорциональна I_C. Кроме того, ПТ в общем имеют значительно меньшую крутизну, чем биполярные транзисторы, что делает их менее подходящими для построения усилителей и повторителей. Рассмотрим это немного подробнее.

Сравнение крутизны ПТ и биполярных транзисторов. Чтобы перевести наше последнее замечание в числа, рассмотрим ПТ с p–n-переходом и биполярный транзистор, каждый с рабочим током 1 мА. Представим, что они включены как усилители с общим истоком (эмиттером), а сток (коллектор) через резистор 5 кОм подключен к источнику питания +10 В

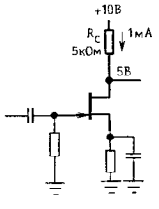


Рис. 3.22.

(рис. 3.22). Не будем обращать внимания на детали смещения и сосредоточимся на рассмотрении коэффициента усиления. Биполярный транзистор имеет $r_э$, равное 25 Ом, а следовательно, $g_m = 40$ мСм и коэффициент усиления по напряжению 200 (что можно получить прямым расчетом как $-R_K/r_э$). Типичный ПТ с p–n-переходом (например, 2N4220) имеет g_m порядка 2 мСм при токе стока 1 мА, давая коэффициент усиления по напряжению порядка –10. Это сравнение выглядит обескураживающим. Малая g_m дает также относительно высокое $Z_{вых}$ в схеме повторителя (рис. 3.23): ПТ с p–n-переходом имеет $Z_{вых} = 1/g_m$, что в данном случае эквивалентно 500 Ом (независимо от сопротивления источника сигнала); в сравнении с этим биполярный транзистор имеет $Z_{вых} = R_c/h_{21э} + r_э = R_c/h_{21э} + 1/g_m$, равное $R_c/h_{21э} + 25$ Ом (при 1 мА). Для типичного бета-биполярного транзистора, скажем $h_{21э} = 100$, и при разумных значениях сопротивления источника сигнала, скажем при $R_c < 5$ кОм, биполярный повторитель на порядок лучше ($Z_{вых}$ равно 25–75 Ом). Отметим, однако, что при $R_c > 50$ кОм повторитель на ПТ с p–n-переходом будет лучше.

Чтобы видеть, что происходит, вернемся к выражениям зависимости тока стока ПТ от напряжения затвор–исток и сравним с эквивалентным уравнением (Эберса–Молла) зависимости тока коллектора биполярного транзистора от напряжения база–эмиттер.

Биполярный транзистор (уравнение Эберса–Молла):

$$I_K = I_c[\exp(U_{БЭ}/U_T) - 1]$$

где $U_T = kT/q = 25$ мВ, что дает $g_m = dI_K/dU_{БЭ} = I_K/U_T$ для коллекторного тока, большого в сравнении с током «утечки» I_c. Это уже знакомый нам результат – $r_э$(Ом) = 25/I_K(мА), поскольку $g_m = 1/r_э$.

Полевой транзистор: в «субпороговой» области он имеет очень малый ток стока

$$I_C \sim \exp(U_{зи}),$$

что, будучи экспоненциальным подобием уравнения Эберса–Молла, также дает пропорциональную зависимость крутиз-

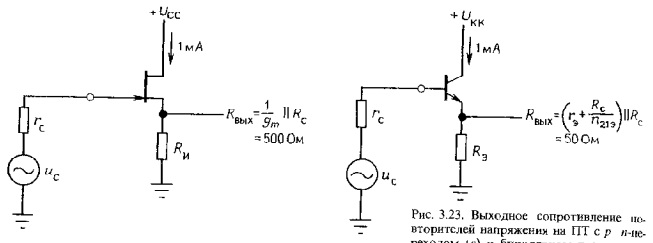


Рис. 3.23. Выходное сопротивление повторителей напряжения на ПТ с p–n-переходом (*а*) и биполярном транзисторе (*б*).

ны от тока. Однако для наблюдающихся в реальности значений k (который зависит от геометрии ПТ, подвижности носителей и т. п.) крутизна ПТ несколько ниже, чем у биполярного транзистора, – около $I/40$ мВ для p-канального МОП-транзистора и около $I,60$ мВ для n-канального МОП-транзистора, тогда как у биполярных транзисторов она равна $I/25$ мВ. По мере увеличения тока ПТ входит в нормальную область «насыщения», где

$$I_C = k(U_{ЗИ} - U_T)^2,$$

что дает $g_m = 2(kI_C)^{1/2}$. Это означает, что крутизна растет пропорционально лишь корню квадратному из I_C и становится намного меньше крутизны биполярного транзистора при тех же значениях рабочего тока (см. рис. 3.24). Увеличение постоянной k в предыдущих уравнениях (за счет увеличения отношения ширины канала к его длине) увеличивает крутизну (и ток стока при данном значении $U_{ЗИ}$) в надпороговой области, но все равно крутизна остается меньше, чем у биполярного транзистора при том же токе.

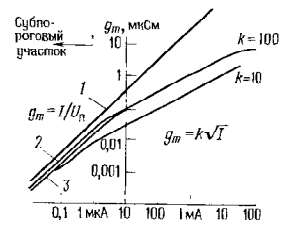


Рис. 3.24. Сравнение g_m биполярных и полевых транзисторов. *1* – биполярный транзистор; *2* – p-канальный МОП-транзистор; *3* – n-канальный МОП-транзистор.

Упражнение 3.3. Выведите предыдущие выражения для g_m, взяв производную $I_{вых}$ относительно $U_{вх}$.

Проблему низкого коэффициента усиления в усилителях на ПТ можно разрешить, обратившись к нагрузке в виде источника тока (активной), однако вновь биполярный транзистор будет лучше в той же схеме. По этой причине редко можно видеть ПТ в схемах простых усилителей, если только не нужно использовать их уникальные входные параметры (исключительно высокое входное сопротивление и малый входной ток).

Обратите внимание на то, что крутизна ПТ в области насыщения пропорциональна $U_{ЗИ} - U_T$; так, например, ПТ с p–n-переходом, на затвор которого подано напряжение, равное половине напряжения отсечки, имеет крутизну примерно вполовину меньше, чем приведенная в паспорте (где она всегда дается при $I_C = I_{C\,нач}$, т. е. при $U_{ЗИ} = 0$).

Дифференциальные усилители. Можно использовать согласованные пары ПТ для построения входных каскадов с высоким полным входным сопротивлением биполярных дифференциальных усилителей, а также играющих важную роль ОУ и компараторов, которые мы встретим в следующей главе. Как отмечалось выше, значительный разброс $U_{ЗИ}$ у ПТ приведет, вообще говоря, к большим значениям входного напряжения сдвига и его дрейфа, чем у аналогичного усилителя, построенного исключительно на биполярных транзисторах; зато входное полное сопротивление колоссально возрастет.

Генераторы. Вообще говоря, ПТ по своим характеристикам могут быть хорошей заменой биполярных транзисторов почти в любой схеме, которая выигрывает благодаря их уникально высокому полному входному сопротивлению и малому входному току смещения. Примерами таких схем являются высокостабильные LC-генераторы и кварцевые генераторы, которые мы представим в разд. 5.18, 5.19 и 13.11.

Активная нагрузка. Так же как и для усилителей на биполярных транзисторах, в усилителе на ПТ можно заменить резистор нагрузки стока активной нагрузкой, т. е. источником тока. При этом можно получить очень большой коэффициент усиления по напряжению:

$K_U = -g_m R_C$
(резистор нагрузки стока),

$K_U = -g_m R_0$
(источник тока),

где R_0 – полное сопротивление в цепи стока, обычно лежащее в диапазоне значений от 100 кОм до 1 МОм.

Одним из вариантов активной нагрузки является токовое зеркало, включенное в качестве нагрузки стока в дифференциальном каскаде на ПТ (см. разд. 2.18); эта схема, однако, не обеспечивает стабильного смещения, если не охватить ее общей цепью обратной связи. Токовое зеркало можно построить как на ПТ, так и на биполярных транзисторах. Часто это схемное решение применяется в ОУ на ПТ, которые мы увидим в следующей главе. Другой прекрасный пример применения метода активной нагрузки вы увидите в разд. 3.14, когда мы будем рассматривать линейный усилитель на КМОП-транзисторах.

3.08. Истоковые повторители

Ввиду относительно малой крутизны ПТ часто предпочитают использовать построенный на ПТ «истоковый повторитель» (являющийся аналогом эмиттерного повторителя) в качестве входного буферного каскада для усилителя на обычных биполярных транзисторах, вместо того, чтобы пытаться прямо изготовить усилитель на ПТ с общим истоком. При этом сохраняются высокое входное сопротивление и нулевой постоянный входной ток ПТ, а большая крутизна биполярного транзистора позволяет получить большой коэффициент усиления в одном каскаде. Кроме того, у дискретных ПТ (т. е. не являющихся частью интегральной схемы) межэлектродные емкости выше, чем у биполярных транзисторов, вследствие чего в усилителях с общим истоком более сильно проявляется эффект Миллера (разд. 2.19); в схеме истокового повторителя, как и в эмиттерном повторителе, эффект Миллера отсутствует.

Повторители на ПТ с их высоким полным входным сопротивлением обычно применяются как входные каскады в осциллографах и других измерительных приборах. Во многих случаях высокое полное сопротивление бывает неотъемлемой особенностью источника сигнала, как, например, у конденсаторных микрофонов, pH-метров, детекторов заряженных частиц или микроэлектродов для снятия сигналов с живых объектов в биологии и медицине; во всех этих случаях полезен входной каскад на ПТ (дискретных или в составе интегральной схемы). В схемотехнике встречаются случаи, когда и последующий каскад должен иметь малый входной ток или вообще его не иметь. Примеры тому – схемы «слежения и хранения» и пиковые детекторы, в которых конденсатор, запоминающий уровень напряжения, «сбросится», если вход последующего усилителя проводит слишком большой ток. Во всех этих случаях пренебрежимо малый входной ток ПТ является более важной характеристикой, чем его малая крутизна, что делает истоковый повторитель (или даже усилитель с об-

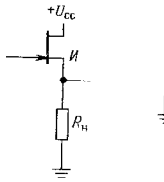


Рис. 3.25.

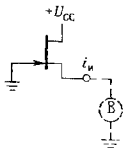


Рис. 3.26.

щим истоком) весьма выгодной заменой эмиттерного повторителя на биполярных транзисторах.

На рис. 3.25 показан простейший истоковый повторитель. Мы можем выразить амплитуду выходного сигнала, как делали это для эмиттерного повторителя в разд. 2.11, через крутизну. Имеем: $u_и = R_н i_с$, так как $i_з$ пренебрежимо мал; при этом, поскольку $i_С = g_m u_{зи} = g_m(u_з - u_и)$, то $u_и = [R_н g_m/(1 + R_н g_m)]u_з$. При $R_н \gg 1/g_m$ мы имеем хороший повторитель ($u_и \approx u_з$) с коэффициентом усиления, близким к единице, хотя всегда меньше единицы.

Выходное сопротивление. Предыдущую формулу для $u_и$ можно было бы считать не приближенным, а точным выражением, если бы выходное сопротивление истокового повторителя было равно $1/g_m$. (Попробуйте произвести соответствующие расчеты, рассматривая напряжение источника как источник, который будучи включен последовательно с $1/g_m$, работает на нагрузку $R_н$.) Это точный аналог ситуации с эмиттерным повторителем, у которого выходное полное сопротивление равно $r_э = 25/I_к$ или $1\ g_m$. Легко показать, что истоковый повторитель имеет полное выходное сопротивление $1/g_m$, определив ток истока при сигнале, приложенном к выходу при заземленном затворе (рис. 3.26). Ток стока в этом случае равен $i_С = g_m u_{зи} = g_m u$. А $r_{вых} = u/i_С = 1\ g_m$. Обычно $r_{вых}$ составляет несколько сот ом при токах в несколько миллиампер. Как легко видеть, истоковые повторители не столь совершенны, как эмиттерные повторители.

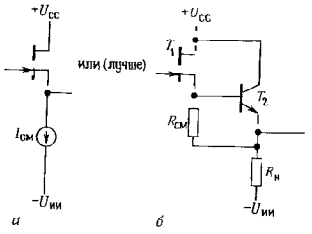
У данной схемы два недостатка:

1. Относительно большое выходное полное сопротивление означает, что амплитуда выходного сигнала может быть значительно меньше, чем амплитуда входного, даже при высоком полном сопротивлении нагрузки, так как любое $R_н$ образует в сочетании с выходным сопротивлением истока делитель. Кроме того, так как ток стока меняется на протяжении периода сигнала, поэтому g_m и вместе с ней выходное полное сопротивление будут изменяться, внося в выходной сигнал некоторую нелинейность (искажения). Эту ситуацию можно улучшить, используя ПТ с большой крутизной, но лучшим решением является комбинированный (ПТ–биполярный транзистор) повторитель.

2. Так как величина $U_{зи}$, необходимая для задания определенного рабочего тока, – трудно контролируемый при изготовлении параметр, то истоковый повторитель имеет непредсказуемое смещение по постоянному току – серьезный минус при использовании в схемах со связями по постоянному току.

Активная нагрузка. Путем добавления нескольких элементов истоковый повторитель может быть очень сильно улучшен. Рассмотрим это поэтапно.

Во-первых, заменим $R_н$ источником тока (отбирающим ток, рис. 3.27). Постоянный ток истока стабилизирует напряжение $U_{зи}$, а это устраняет нелинейности. Для простоты можно считать, что значение $R_н$ становится бесконечным – эффект, создаваемый источником тока в качестве нагрузки. Схема на рис. 3.27, *б* имеет еще одно преимущество в виде малого выходного сопротивления при сохранении приближенного постоянства тока истока $U_{БЭ}/R_{см}$. По-прежнему, правда, существует проблема непредсказуемого (а потому ненулевого) напряжения смещения от входа к выходу $U_{зи}$ (для схемы 3.27, *б* $-U_{зи} + U_{БЭ}$). Можно было бы, конечно, просто отрегулировать $I_{см}$ к значению $I_{С\,нач}$ для конкретного ПТ в схеме 3.27, *а* или отрегулировать также $R_{см}$ на схеме 3.27, *б*. Но это решение плохо по двум причинам: а) требуется индивидуальная регулировка для каждого ПТ; б) даже и при этом $I_С$ может сильно меняться (почти двукратно) при изменении температуры в рабочем диапазоне при данном $U_{зи}$.



а *б*

Рис. 3.27.

В более качественных схемах применяются согласованные пары ПТ с нулевым смещением (рис. 3.28). T_1 и T_2 – это согласованная пара на отдельном кремниевом кристалле. T_2 отбирает ток точно отвечающий условию $U_{зи} = 0$, поэтому, так как для обоих ПТ $U_{зи} = 0$, T_1 есть повторитель с нулевым смещением. Так как оба ПТ находятся в одних и тех же температурных условиях, смещение остается почти нулевым при любой температуре.

Обычно в предыдущей схеме добавляют небольшие истоковые резисторы (рис. 3.29). Если чуть подумать, то будет ясно, что резистор R_1 необходим, а равенство $R_1 = R_2$ гарантирует, что $U_{вых} = -U_{вх}$, если T_1 и T_2 согласованы. Эта модификация схемы улучшает предсказуемость $I_С$, позволяет установить значение тока стока, отличное от $I_{С\,нач}$ и улучшает линейность, поскольку ПТ как источник тока работает лучше при значениях рабочего тока, меньших $I_{С\,нач}$. Такой повторитель широко применяется в качестве входного каскада усилителя вертикального отклонения осциллографа.

Чтобы «выжать» из схемы все возможное, можно добавить в нее цепь следящей обратной связи со стока (чтобы скомпенсировать входную емкость) и выходной каскад на биполярном транзисторе для получения низкого полного выходного сопротивления. Тот же выходной сигнал можно затем использовать для запитки внутреннего «защитного» экрана, эффективно понижающего влияние емкости экранированного кабеля, которая в противном случае катастрофически ухудшила бы параметры схемы с высоким сопротивлением источника сигналов и свела бы на нет большое полное входное сопротивление, свойственное буферному усилителю.

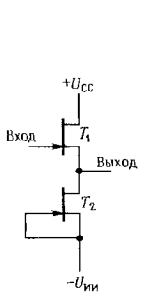


Рис. 3.28.

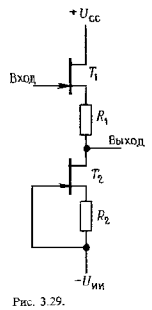


Рис. 3.29.

3.09. Ток затвора ПТ

Мы уже говорили вначале, что ПТ вообще и МОП-транзисторы в особенности имеют практически нулевой ток затвора. Это, возможно, наиболее важное свойство ПТ и оно использовалось в описанных в предыдущем разделе высокоомных усилителях и повторителях. Существенным оно будет и в тех применениях, о которых речь впереди – самые существенные из них аналоговые ключи и цифровые логические схемы.

Разумеется, при пристальном рассмотрении мы увидим, что какой-то ток через затвор все же течет. Это важно знать, поскольку наивная модель с нулевым током гарантирует, что раньше или позже, но вы ошибетесь. Фактически к возникновению конечного (ненулевого) тока затвора приводит ряд механизмов. Даже

у МОП-транзисторов изоляция затвора (двуокись кремния) несовершенна, что приводит к токам утечки, находящимся в пикоамперном диапазоне. У ПТ с $p-n$-переходом «изоляция» затвора на самом деле является обратносмещенным диодным переходом и механизмы тока утечки через него те же, что и у обычного диода. Кроме того, ПТ с $p-n$-переходом (n-канальные в особенности) подвержены дополнительному эффекту, известному как ток «ударной ионизации» затвора; он может достигать астрономических уровней. И наконец, как ПТ с $p-n$-переходом, так и МОП-транзисторы имеют динамический ток затвора, возникающий при воздействии сигналов переменного тока на емкость затвора; это может вызвать эффект Миллера, совсем как у биполярных транзисторов.

В большинстве случаев входной ток затвора пренебрежимо мал в сравнении с током базы биполярного транзистора. Есть, однако, ситуации, когда ПТ может фактически иметь более высокий входной ток! Рассмотрим ряд из них.

Утечка затвора. Полное входное напряжение усилителя (или повторителя) на ПТ на низких частотах ограничено утечкой затвора. В паспорте ПТ обычно указывается напряжение пробоя $U_{З\,макс}$, определяемое как напряжение между затвором и каналом (исток и сток закорочены), при котором ток затвора достигает 1 мкА. При меньших напряжениях затвор–канал ток утечки затвора $I_{З\,ут}$, опять-таки при соединенных накоротко истоке и стоке, значительно меньше, и этот ток быстро падает до пикоамперного диапазона, когда напряжение затвор–сток существенно меньше напряжения пробоя. У МОП-транзисторов никогда нельзя допускать пробоя изоляции затвора; в данном случае утечка затвора определяется как некоторый максимальный ток утечки при определенном заданном в спецификации напряжении затвор–канал. В интегральных усилительных схемах на ПТ (например, в ОУ на ПТ) для спецификации входного тока утечки применяется не дающий правильного представления о сути дела «входной ток смещения» $I_{см}$; обычно его величина лежит в пикоамперном диапазоне.

Хорошо здесь то, что ток утечки находится в пикоамперном диапазоне при комнатной температуре. Плохо, что он быстро нарастает (фактически экспоненциально) с ростом температуры, грубо говоря удваивается на каждые 10°С. В противоположность этому ток утечки базы у биполярного транзистора практически отсутствует, в действительности имеется даже слабая тенденция к его

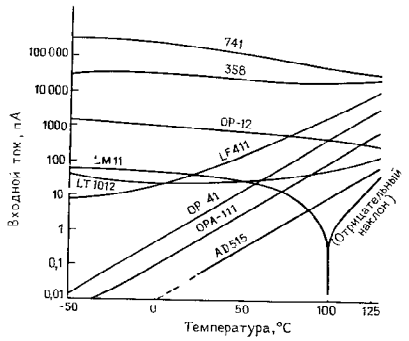


Рис. 3.30. Входной ток усилителя на ПТ – это ток утечки затвора, который удваивается при повышении температуры на каждые 10°С

уменьшению с ростом температуры. На рис. 3.30 даны в сравнении графики зависимости входного тока от температуры для нескольких операционных усилителей в интегральном исполнении. ОУ с ПТ-входом имеют наименьшие значения входного тока при комнатной температуре (и ниже), однако их входной ток быстро растет с температурой, и их графики пересекают кривые усилителей с хорошо спроектированными входными каскадами на биполярных транзисторах, таких как LM11 и LT1012. Эти биполярные ОУ наряду с «призерами» среди ОУ на ПТ с $p-n$-переходом по минимуму входного тока, такими как OPA111 и AD549, весьма дороги. При этом, чтобы дать представление о том, чего можно ожидать от недорогих (ценой меньше доллара) ОУ, мы включили сюда также и ОУ, являющиеся повседневной «похлебкой», такие как биполярный ОУ типа 358 и ОУ на ПТ с $p-n$-переходом LF411.

Ток ударной ионизации ПТ с $p-n$-переходом. В дополнение к обычным эффектам утечки затвора в n-канальных ПТ с $p-n$-переходом в гораздо большей степени проявляются токи утечки при работе с существенными уровнями $U_{СИ}$ и $I_С$ (ток утечки, оговариваемый в паспорте, измеряется при совершенно нерсальных условиях $U_{СИ} = I_С = 0$!). Рис. 3.31 показывает, что происходит. Ток утечки затвора остается близким к $I_{З\,ут}$ до тех пор, пока мы не достигнем критического напряжения сток–затвор, при котором кривая круто взмывает вверх. Этот дополнительный ток «ударной ионизации» пропорционален току стока и он растет экспоненциально с ростом напряжения и температуры. Появление этого тока наблюдается при напряжении сток–затвор, составляющем приблизительно 25% от $U_{З\,макс}$, и он может добавлять в ток затвора микроампер и более. Очевидно, что «высокоомный буфер» с микроамперным входным током лишен смысла. Это то, что получится, если попытаться использовать 2N4868A в качестве повторителя с током стока 1 мА при напряжении питания 40 В.

Этот дополнительный ток утечки за-

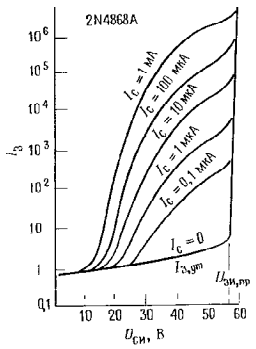


Рис. 3.31. Утечка затвора ПТ с $p-n$-переходом быстро растет с ростом напряжения сток–затвор и пропорциональна току стока.

твора есть недостаток, свойственный в первую очередь n-канальным ПТ и проявляется он при повышении напряжения сток–затвор. Проблема допускает несколько решений: а) работайте при малых напряжениях сток–затвор, либо при малом напряжении питания стока, либо используйте каскодные связи; б) используйте p-канальные ПТ с $p-n$-переходом, у которых этот эффект намного слабее или в) применяйте МОП-транзисторы. Самое главное, что позволит вам избежать неприятностей, – это не дать возможности захватить вас врасплох.

Динамический ток затвора. Утечка затвора – это эффект, проявляющийся на постоянном токе. Любой сигнал, поданный на затвор, неминуемо вызовет также переменный ток благодаря наличию емкости затвора. Рассмотрим усилитель с общим истоком. Как и в схеме на биполярных транзисторах, можно наблюдать эффект, вызванный просто емкостью входа относительно земли ($C_{вх}$), но есть еще мультипликативный емкостной эффект Миллера, который влияет на емкость обратной связи ($C_{ОС}$). Есть две причины, почему емкостной эффект проявляется

у ПТ более серьезно, чем у биполярных транзисторов. Во-первых, полевым транзисторам отдают предпочтение перед биполярными, когда хотят получить очень малый входной ток; при этом емкостные токи при тех же величинах емкостей принимают более угрожающие размеры. Во-вторых, полевые транзисторы часто имеют значительно более высокие значения емкостей, чем эквивалентные биполярные.

Чтобы оценить емкостный эффект, рассмотрим усилитель на ПТ, предназначенный для работы с источником сигнала, имеющим сопротивление 100 кОм. Что касается постоянного тока, то здесь нет проблем, так как ток, равный пикоамперу, создает на внутреннем сопротивлении указанного источника падение напряжения всего в микровольт. Однако на частоте, скажем, 1 МГц входная емкость в 5 пФ создает шунтирующее полное сопротивление приблизительно 30 кОм, что серьезно ослабляет сигнал. Фактически любой усилитель попадает в неприятности, имея дело с высокоомным источником сигналов на высоких частотах, и обычное решение состоит в том, чтобы работать с низким полным сопротивлением (типичное значение 50 Ом) или использовать подстраиваемый LC-контур для резонансной компенсации паразитной емкости. Ключ к пониманию проблемы состоит в том, чтобы не смотреть на ПТ-усилитель как на нагрузку сопротивлением 10^{12} Ом на частоте сигнала.

В качестве еще одного примера представим себе переключение 10-амперной нагрузки с помощью мощного МОП-транзистора (сколько-нибудь мощные ПТ с p–n-переходом отсутствуют), в духе рис. 3.32. Кто-то может наивно предположить, что затвор можно возбудить от слаботочного выходного сигнала цифровой логической схемы, например от так называемой КМОП-логики, которая способна выдать ток порядка 1 мА при размахе сигнала от нуля до +10 В. На самом деле такая схема тут же вышла бы из строя, так как при токе возбуждения затвора 1 мА емкость 350 пФ обр. связи транзистора 2N6763 растянула бы процесс переключения на неспешные 20 мкс. Но что еще хуже, динамические токи затвора ($i_з = CdU_C/dt$) могут проходить на выход логического устройства и вывести его из строя благодаря непредсказуемым образом возникающему эффекту, известному как «защелкивание кремниевой полупроводниковой структуры» (более подробно о нем в гл. 8 и 9). При этом оказывается, что мощные биполярные транзисторы имеют сравнимые с ПТ величины емкостей и, следовательно, сравнимые динамические входные токи; однако когда вы проектируете схему возбуждения мощного биполярного 10-амперного транзистора, вы заранее знаете, что в цепи возбуждения базы нужно обеспечить ток 500 мА или около того (через пару Дарлингтона или еще каким-либо образом), в то время как у ПТ вы скорее всего будете ожидать гарантированно низкий входной ток. И вновь в этом примере несколько потускнел блеск ПТ как прибора со сверхвысоким полным сопротивлением.

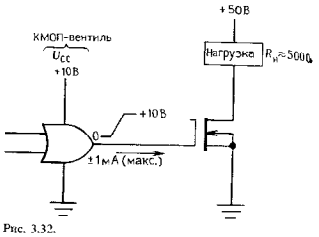


Рис. 3.32.

Упражнение 3.4. Покажите, что схема на рис. 3.32 переключается за время около 20 мкс, в предположении, что допустимый ток возбуждения затвора составляет 1 мА.

3.10. ПТ в качестве переменных резисторов

На рис. 3.17 показаны характеристики ПТ с p–n-переходом (зависимость тока стока от $U_{СИ}$ при различных $U_{ЗИ}$) как в нормальном («насыщенном») режиме, так и в «линейной» области малых значений напряжения сток–исток. В начале этой главы мы привели также эквивалентную пару графиков для МОП-транзисторов (рис. 3.2). Зависимость $I_С - U_{СИ}$ приблизительно линейна в области $U_{СИ}$, меньших $U_{ЗИ} - U_П$, и кривые могут быть продолжены в обе стороны, так что устройство можно использовать в качестве управляемого напряжением резистора для малых сигналов любой полярности. Из формулы, выражающей $I_С$ через $U_{ЗИ}$ в линейной области (разд. 3.04) легко найти, что отношение $I_С/U_{ЗИ}$ равно $1/R_{СИ} = 2k[(U_{ЗИ} - U_П) - U_{СИ}/2]$. Последний член в этом выражении представляет собой нелинейность, т. е. отклонение от резистивности характеристики (сопротивление резистора не должно зависеть от напряжения). Однако при напряжениях стока существенно меньших напряжения отсечки (при $U_{СИ} \to 0$) этот последний член становится совершенно незначимым, и ПТ ведет себя приблизительно как линейное сопротивление $R_{СИ} \approx 1/[2k(U_{ЗИ} - U_П)]$. Поскольку зависящий от конкретного устройства параметр k – не та количественная характеристика, которую нам хотелось бы знать, полезнее записать $R_{СИ} \approx R_0(U_{З0} - U_П)/(U_З - U_П)$, где сопротивление $R_{СИ}$ при любом напряжении затвора можно определить через известное сопротивление R_0, измеренное при некотором напряжении затвора $U_{З0}$.

Упражнение 3.5. Выведите предыдущую «масштабную» формулу.

Обе приведенные выше формулы показывают, что проводимость (равная $1/R_{СИ}$) пропорциональна величине, на которую напряжение затвора превышает напряжение отсечки. Другой полезный факт состоит в том, что $R_{СИ} = 1/g_m$, т. е. сопротивление канала в линейной области есть величина, обратная крутизне в области насыщения. Это удобная в пользовании зависимость, поскольку g_m – параметр, который почти всегда приводится в паспорте ПТ.

Упражнение 3.6. Покажите, что $R_{СИ} = 1/g_m$, выведя крутизну из приведенной в разд. 3.04 формулы для тока стока в области насыщения.

Как правило, сопротивление, которое можно получить с помощью ПТ, изменяется от нескольких десятков ом (даже от 0,1 Ом для мощных МОП-транзисторов) до бесконечности. Типичным применением ПТ в качестве сопротивления является использование его в схеме автоматической регулировки усиления (АРУ); в ней коэффициент усиления меняется с помощью обратной связи таким образом, чтобы выходной сигнал удерживался в границах линейного диапазона. Применяя ПТ в схеме АРУ, следует внимательно следить, чтобы амплитуда сигнала была невелика – не более 200 мВ.

Диапазон значений $U_{СИ}$, в котором ПТ ведет себя как хороший резистор, зависит от конкретного ПТ, у которого сопротивление в первом приближении пропорционально напряжению, на которое потенциал затвора превосходит $U_П$ (или $U_{отс}$). Как правило, при $U_{СИ} < 0{,}1\,(U_{ЗИ} - U_П)$ нелинейности составляют 2%, а при $U_{СИ} \approx 0{,}25\,(U_{ЗИ} - U_П)$ возможны нелинейности порядка 10%. Согласованные пары ПТ дают возможность строить наборы сопротивлений для управления сразу несколькими сигналами. ПТ с p–n-перехом для работы в качестве переменных резисторов (серия VCR Siliconix) имеют допуск по сопротивлению порядка 30%, заданный при некотором значении $U_{ЗИ}$.

Можно улучшить линейность и одновременно расширить диапазон $U_{СИ}$, в котором ПТ ведет себя как резистор, с помощью простой компенсационной схемы. Проиллюстрируем это на практическом примере.

Метод линеаризации: электронное управление усилением. Из последней формулы для $1/R_{СИ}$ видно, что линейность была бы почти идеальной, если бы к напряжению затвора мы добавили половину напряжения сток–исток. На рис. 3.33 показаны две схемы, которые именно это и делают. В первой из них ПТ с p–n-переходом образует нижнее плечо резистивного делителя напряжения, формируя тем самым управляемый напряжением аттенюатор (или «регулятор громкости»). Резисторы R_1 и R_2 улучшают линейность добавлением напряжения $0{,}5\ U_{СИ}$ к $U_{ЗИ}$, как только что говорилось. Показанный на

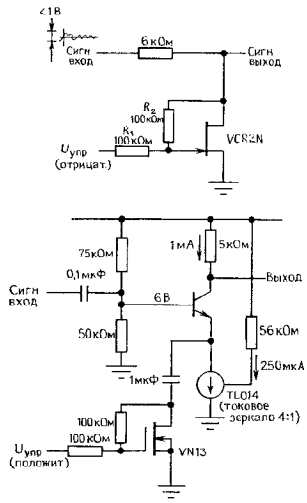


Рис. 3.33.

схеме ПТ с p–n-переходом имеет в проводящем состоянии (при заземленном затворе) сопротивление 60 Ом (максимум), что дает диапазон ослабления сигнала от 0 до 40 дБ.

Во второй схеме используется МОП-транзистор в качестве перестраиваемого эмиттерного сопротивления в усилителе переменного тока с эмиттерной обратной связью. Обратите внимание на то, что по постоянному току эмиттерная обратная связь обеспечивается источником стабильного тока (зеркало Вилсона или диодный стабилизатор тока на ПТ), эта часть схемы несет две нагрузки: а) она ведет себя на частоте сигнала как цепь с очень высоким полным сопротивлением, что позволяет ПТ с перестраиваемым сопротивлением задавать коэффициент усиления, изменяющийся в широком диапазоне (включая $K_U \ll 1$), и б) обеспечивает простое смещение. За счет применения разделительного конденсатора мы организовали схему таким образом, что ПТ воздействует только на коэффициент усиления по переменному току (на усиление сигнала). Без этого конденсатора смещение биполярного транзистора изменялось бы с изменением сопротивления ПТ.

Упражнение 3.7. МОП-транзистор VN13 имеет в проводящем состоянии ($U_{зи} = +5$ В) сопротивление 15 Ом (макс.). Чему равен диапазон изменения коэффициента усиления усилителя во второй схеме (в предположении, что источник тока ведет себя как сопротивление 1 МОм)? Какова нижняя частота среза (на уровне 3 дБ) при таком смещении ПТ, что коэффициент усиления усилителя равен а) 40 дБ и б) 20 дБ?

Линеаризация $R_{СИ}$ при помощи резистивного делителя напряжения затвора, представленная выше, исключительно эффективна. На рис. 3.34 приведены для сравнения полученные путем измерений графики зависимости I_C от $U_{СИ}$ в линейной (с низким $U_{СИ}$) области характеристик ПТ при наличии и в отсутствие схемы линеаризации. Такая линеаризующая схема особенно важна для тех применений, где требуются малые искажения при размахе сигнала свыше нескольких милливольт.

Применяя ПТ для регулировки усиления, а именно в схемах АРУ или модуляторов, т. е. устройств, в которых амплитуда высокочастотного сигнала меняется пропорционально сигналу звуковой частоты, есть смысл обратиться также к ИМС «аналогового умножителя». Это высокоточные устройства с хорошим динамическим диапазоном, обычно применяются для получения произведения двух напряжений. Один из этих сомножителей может быть управляющим сигналом постоянного тока, устанавливающим масштабный множитель для второго входного сигнала, т. е. коэффициент усиления. В аналоговом умножителе используется зависимость g_m от I_K, свойственная биполярному транзистору ($g_m = [I_K\,(\text{мА})/25]$ См), и применяются группы согласованных транзисторов, чтобы избежать проблем разброса параметров и сдвига. На очень высоких частотах (100 МГц и выше) часто для этой же цели лучше

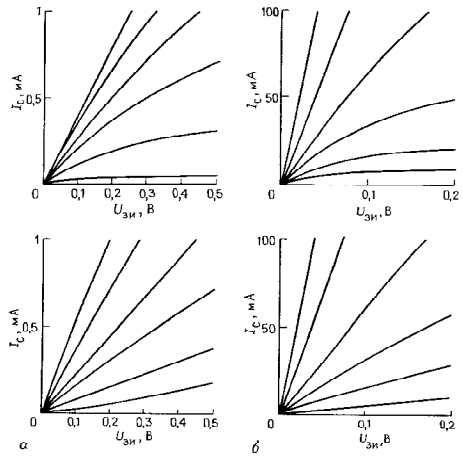


Рис. 3.34. Измеренные зависимости $I_C(U_{СИ})$ для отдельно взятых ПТ (слева) и ПТ со схемами линеаризации (справа). *а* – ПТ с p–n-переходом 2N5484; *б* – МОП-транзистор VN0106.

использовать простые пассивные «балансные смесители» (разд. 13.12).

Важно помнить, что ПТ в смысле проводимости ведет себя при малых напряжениях $U_{СИ}$ как линейное сопротивление, а не как источник тока, что характерно для коллектора биполярного транзистора, и он работает как сопротивление во всем диапазоне до 0 В между истоком и стоком (здесь нет ни диодных перепадов, ни чего-нибудь в этом роде, о чем стоило бы беспокоиться). Существуют ОУ и семейства логических элементов (КМОП), в которых используется это полезное свойство, так что насыщение на выходе у этих схем наступает именно на уровне напряжения питания.

КЛЮЧИ НА ПТ

Две первые схемы на ПТ, которые в качестве примера мы привели в начале этой главы, были ключами: схема логического ключа и схема переключателя линейного сигнала. Они попадают в перечень наиболее важных применений ПТ, и в них используются те преимущества, которые дают уникальные характеристики ПТ: высокое полное сопротивление затвора и резистивный характер проводимости в обоих направлениях, четко просматривающийся вплоть до напряжения 0 В. На практике обычно используют МОП-транзисторные интегральные микросхемы (а не схемы на дискретных транзисторах) во всех цифровых и линейных ключах, и только для мощных ключей дискретные ПТ предпочтительнее. Однако и в этих случаях важно (и интересно!) понимать, как работают эти чипы; в противном случае вы почти гарантированы пасть жертвой какого-нибудь загадочного ненормального поведения схемы.

3.11. Аналоговые ключи на ПТ

Очень часто ПТ, в основном МОП-транзисторы, применяются в качестве анало-

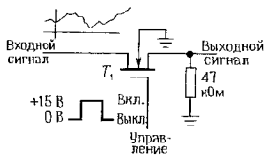


Рис. 3.35.

говых ключей. В силу таких свойств, как малое сопротивление в проводящем состоянии («ВКЛ») при любом напряжении сигнала вплоть до 0 В, крайне высокое сопротивление в состоянии отсечки («ВЫКЛ»), малые токи утечки и малая емкость, они являются идеальными ключами, управляемыми напряжением, для аналоговых сигналов. Идеальный аналоговый (или линейный) ключ ведет себя как совершенный механический выключатель: во включенном состоянии пропускает сигнал к нагрузке без ослаблений или нелинейных искажений, в выключенном – ведет себя как разомкнутая цепь. Он имеет пренебрежимо малую емкость относительно земли и вносит ничтожно малые наводки в сигнал от переключающего его уровня, приложенного к управляющему входу.

Рассмотрим пример (рис. 3.35). T_1 – n-канальный МОП-транзистор обогащенного типа, не проводящий ток при заземленном затворе или при отрицательном напряжении затвора. В этом состоянии сопротивление сток–исток ($R_{выкл}$), как правило, больше 10 000 МОм, и сигнал не проходит через ключ (хотя на высоких частотах будут некоторые наводки через емкость сток–исток; подробнее об этом см. дальше). Подача на затвор напряжения +15 В приводит канал сток–исток в проводящее состояние с типичным сопротивлением от 25 до 100 Ом ($R_{вкл}$) для ПТ используемых в качестве аналоговых ключей. Схема не критична к значению уровня сигнала на затворе, поскольку он существенно более положителен, чем это необходимо для поддержания малого $R_{вкл}$, и поэтому его можно задавать от логических схем (можно использовать внешний полевой или биполярный транзистор для получения уровней, соответствующих полному диапазону питания) или даже ОУ: вполне годится ±13 В с выхода схемы 741, так как напряжение пробоя затвора МОП-транзистора обычно равно 20 В или более. Обратное смещение затвора при отрицательных значениях выхода ОУ будет давать дополнительное преимущество – можно переключать сигналы любой полярности, как опишем позже. Заметим, что ключ на ПТ двунаправленное устройство, т. е. он может пропускать сигнал в обе стороны. Это легко понять, так как механический выключатель тоже обладает этим свойством.

Приведенная схема будет работать при положительных сигналах, не выше 10 В; при более высоком уровне сигнала напряжение на затворе будет недостаточным, чтобы удержать ПТ в состоянии проводимости ($R_{вкл}$ начинает расти); отрицательные сигналы вызовут включение ПТ при заземленном затворе (при этом появится прямое смещение перехода канал–подложка; см. разд. 3.02). Если надо переключать сигналы обеих полярностей (т. е. в диапазоне от −10 до +10 В), то можно применить такую же схему, но с затвором, управляемым напряжением −15 В (ВЫКЛ) и +15 В (ВКЛ); подложка должна быть подсоединена к напряжению −15 В.

Для любого ПТ-ключа сопротивление нагрузки должно быть в диапазоне от 1 до 100 кОм, чтобы предотвратить емкостное прохождение входного сигнала в состоянии «ВЫКЛ», которое имело бы место при большем сопротивлении. Сопротивление нагрузки выбирается компромиссным. Малое сопротивление уменьшит емкостную утечку, но вызовет ослабление входного сигнала из-за делителя напряжения, образованного сопротивлением проводящего ПТ $R_{вкл}$ и сопротивлением нагрузки. Так как $R_{вкл}$ меняется с изменением входного сигнала (при изменении $U_{зи}$), это ослабление приведет к некоторой нежелательной нелинейности. Слишком низкое сопротивление нагрузки проявляется также и на входе ключа, нагружая источник входного сигнала. В разд. 3.12 и 4.30 предложены некоторые решения этой проблемы (многоступенчатые ключи, компенсация сопротивления $R_{вкл}$). Привлекательная альтернатива – применение еще одного ПТ-ключа, закорачивающего выход на землю, если последовательно включенный ПТ находится в состоянии «ВЫКЛ»; таким образом формируется однополюсный ключ на два направления (подробнее об этом см. в следующем разделе).

Аналоговые ключи на КМОП. Часто необходимо переключать сигналы, сравнимые по величине с напряжением питания. В этом случае описанная выше простая n-канальная схема работать не будет, поскольку при пиковом значении сигнала затвор не будет иметь смещения в прямом направлении. Переключение таких сигналов обеспечивают переключатели на комплементарных МОП-транзисторах (КМОП, рис. 3.36). Треугольник на схеме – это цифровой инвертор, который мы вкратце опишем: он преобразует высокий уровень входного сигнала в низкий уровень выходного и наоборот. При высоком уровне управляющего сигнала T_1 пропускает сигналы с уровнями от земли до U_{CC} без нескольких вольт (при более высоких уровнях сигнала $R_{вкл}$ начинает драматическим образом расти). Аналогично T_2 при заземленном затворе пропускает сигнал с уровнями от U_{CC} до значения на несколько вольт выше уровня земли. Таким образом, все сигналы в диапазоне от земли до U_{CC} проходят через схему с малым сопротивлением (рис. 3.37). Переключение управляющего сигнала на уровень земли запирает оба ПТ, размыкая таким образом цепь. В результате получается аналоговый переключатель для сигналов в диапазоне от земли до U_{CC}. Это основа схемы КМОП «передающего вентиля» 4066. Как и описанные ранее ключи, схема работает в двух направлениях – любой ее зажим может служить входным.

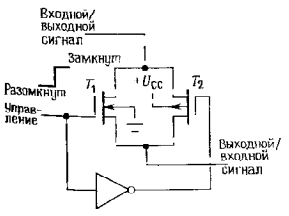


Рис. 3.36. Аналоговый ключ на КМОП-транзисторах.

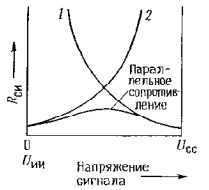


Рис. 3.37. *1* – n-канальный; *2* – p-канальный.

Выпускается большое количество интегральных КМОП-ключей в разных конфигурациях (например, несколько секций с несколькими полюсами каждая). Схема 4066 – классическая КМОП-схема «аналогового запорного вентиля» серии 4000 – это просто другое название для аналогового ключа, переключающего сигналы в диапазоне от земли до положительного напряжения питания. Серии IH5040 и IH5140 фирмы Intersil и серии DG305 и DG400 фирмы Siliconix очень удобны в употреблении; они используют управляющий сигнал от ТТЛ, оперируют аналоговыми сигналами до ±15 В (тогда как у серии 4000 этот диапазон составляет всего лишь ±7,5 В), легко включаются в разнообразные конфигурации и имеют сравнительно малое сопротивление в состоянии «ВКЛ» (у некоторых из них 25 Ом). Фирмы Analog Devices, Maxim и PMI также выпускают хорошие аналоговые ключи.

Мультиплексоры. Хорошим приложением ПТ-ключей являются мультиплексоры – схемы, которые позволяют выбрать один из нескольких входов по указанию управляющего цифрового сигнала. Аналоговый сигнал с этого выбранного входа будет прямо проходить на (один-

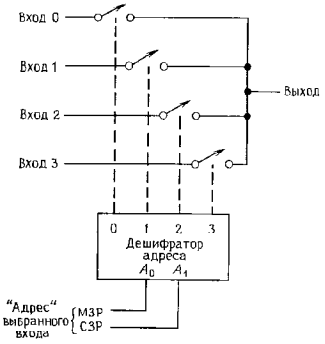


Рис. 3.38. Аналоговый мультиплексор.

ственный) выход. На рис. 3.38 показана функциональная схема такого устройства. Каждый из ключей от Кл0 до Кл3 есть аналоговый КМОП-ключ. «Выбирающая логика» декодирует адрес и «задействует» (жаргонный аналог слова «включает») только адресованный ключ, блокируя остальные. Такой мультиплексор обычно используется в сочетании с цифровыми схемами, вырабатывающими адрес. Типичная конфигурация может включать в себя блок накопления данных, в котором несколько входных сигналов поочередно опрашиваются, преобразуются в цифровую форму и используются как входные данные для каких-то вычислений.

Так как аналоговые ключи являются двунаправленными устройствами, аналоговый мультиплексор является одновременно и «демультиплексором», т. е. сигнал может быть подан на выход и снят с избранного входа. В гл. 8 и 9 будет показано, что аналоговый мультиплексор может применяться в качестве «цифрового мультиплексора-демультиплексора», поскольку цифровые логические уровни – это не что иное, как значения напряжения, трактуемые как двоичные единицы и нули.

Типичные аналоговые мультиплексоры – схемы серий DG506–509, а также схемы IH6108 и IH6116 (8- и 16-входовые мультиплексоры), воспринимающие в качестве кода адреса логические уровни ТТЛ и КМОП и работающие с аналоговыми сигналами до ± 15 В. Приборы 4051 4053, которые входят в семейство цифровых схем КМОП, являются аналоговыми мультиплексорами-демультиплексорами, имеющими до 8 входов, их уровень аналогового сигнала, ограничен 15 В; у них есть вывод $U_{э.э}$ (внутренний уровень смещения), так что их можно использовать для работы с биполярными аналоговыми сигналами и однополярными управляющими сигналами с уровнями цифровых логических схем.

Другие применения аналоговых ключей. Управляемые напряжением аналоговые ключи образуют блоки, существенно важные для построения схем на ОУ, которые мы увидим в следующей главе – интеграторы, схемы слежения–хранения и пиковые детекторы. К примеру, с помощью ОУ мы сможем построить «подлинный» интегратор (в отличие от приближения к интегратору, которое мы видели в разд. 1.15): постоянный входной сигнал генерирует линейно (не экспоненциально) нарастающий сигнал на выходе и т. д. При таком интеграторе мы должны иметь способ «сброса» (восстановления) выхода; с этой задачей справляется ПТ-ключ, шунтирующий интегрирующий конденсатор. Мы не хотели бы здесь полностью описывать данные схемы; поскольку основную часть этих схем составляют ОУ, они естественным образом попадают в следующую главу. Не будем предвосхищать событий.

3.12. Недостатки ПТ-ключей

Быстродействие. ПТ-ключи имеют сопротивление во включенном состоянии $R_{вкл}$ от 25 до 250 Ом. В комбинации с емкостью подложки и паразитными емкостями это сопротивление образует фильтр нижних частот, ограничивающий рабочие частоты значениями порядка 10 МГц и даже ниже (рис. 3.39). Полевые транзисторы с меньшим $R_{вкл}$ имеют обычно

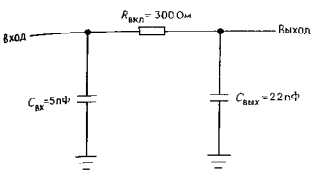


Рис. 3.39. Параметры аналогового мультиплексора *HI*-508 (значения даны для замкнутого канала) $f_{-3дБ} = 1/(2\pi R_{вкл} C_{вых}) = 24$ МГц.

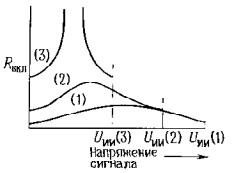


Рис. 3.40.

бо́льшую емкость (у некоторых мультиплексоров до 50 пФ), так что выигрыша в скорости нарастания сигнала они не дают. Значительная доля ограничения частотной характеристики вызвана элементами защиты – последовательными токоограничивающими резисторами и шунтирующими диодами. Существует несколько аналоговых «телерадиочастотных» ключей, обеспечивающих пропускание сигналов более высокой частоты, возможно за счет отказа от некоторых видов защиты. Например, ключи IH5341 и IH5352 оперируют аналоговыми сигналами в обычном диапазоне ± 15 В и имеют полосу пропускания 100 МГц; серии «высокоскоростных» мультиплексоров 74HC4051–53 также обеспечивают полосу пропускания аналоговых сигналов на уровне 3 дБ, равную 100 МГц, но обрабатывают при этом сигналы только до ± 5 В. MAX453–5 фирмы Maxim сочетают в себе видеомультиплексор с выходным видеоусилителем, так что их можно непосредственно подключать к низкоомным (обычно 75 Ом) кабельным или иным нагрузкам; они имеют типичную полосу пропускания 50 МГц и предназначены для сигналов видеочастоты ± 1 В от низкоомных источников.

Сопротивление в открытом (включенном) состоянии. Ключи КМОП, работающие от относительно высокого напряжения питания (скажем, 15 В), будут иметь малые значения $R_{вкл}$ во всем диапазоне значений сигнала, так как всегда тот или другой проводящий транзистор будет иметь прямое смещение затвора, равное по крайней мере половине напряжения питания. Но при меньшем напряжении питания сопротивление ключа $R_{вкл}$ будет расти, и максимум его имеет место при уровне сигнала, среднем между напряжением питания и землей (или между двумя напряжениями питания при двуполярном питании) (рис. 3.40). При уменьшении U_{CC} сопротивление ПТ во включенном состоянии становится значительно выше (особенно вблизи точки $U_{ЗИ} = U_{CC}/2$), так как для ПТ обогащенного типа $U_П$ составляет по крайней мере несколько вольт и для достижения малых значений $R_{вкл}$ требуется напряжение затвор–исток не меньше чем 5–10 В. Кроме того, что параллельное сопротивление двух ПТ растет при уровне сигнала, среднем между напряжением питания и землей, этот пик (при 0,5 U_{CC}) будет увеличиваться по мере уменьшения U_{CC}, и при достаточно низком U_{CC} ключ для сигналов с уровнем около 0,5 U_{CC} будет представлять разомкнутую цепь.

Имеются различные приемы, которые разработчики ИМС аналоговых ключей применяют, чтобы сохранить значение $R_{вкл}$ малым и примерно постоянным (для малых искажений) во всем диапазоне измерения сигналов. Например, в первоначально выпускавшемся аналоговом ключе 4016 использовалась простая схема рис. 3.36, дающая графики $R_{вкл}$ подобные тем, что показаны на рис. 3.41. В улучшенном ключе 4066 разработчики добавили несколько ПТ таким образом, что напряжение *n*-канальной подложки следует за напряжением сигнала, давая в результате кривые $R_{вкл}$, показанные на рис. 3.42. «Вулканообразная» форма этих кривых с понижением $R_{вкл}$ в центре заменила «Эверест» на графиках для 4016.

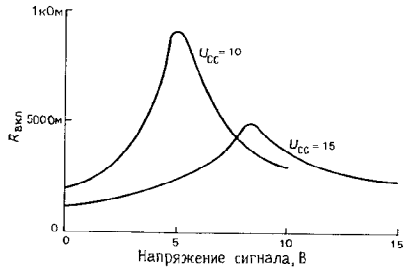


Рис. 3.41. Сопротивление включенного (замкнутого) канала аналогового КМОП-ключа типа 4016

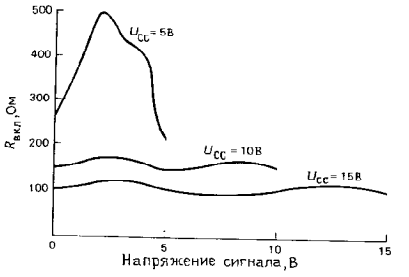


Рис. 3.42. Сопротивление замкнутого улучшенного аналогового КМОП-ключа типа 4066; обратите внимание на изменение масштаба по сравнению с рис. 3.41.

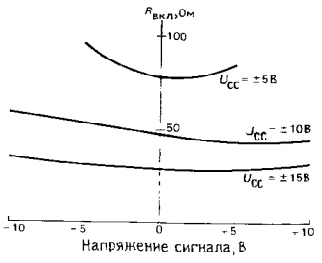


Рис. 3.43. Сопротивление замкнутого аналогового ключа из семейства IH5140, позволяющего переключать сигнал обеих полярностей; обратите внимание на масштаб вертикальной оси

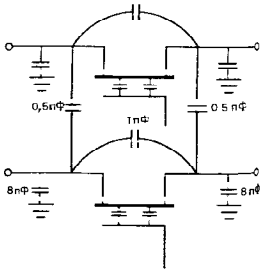


Рис. 3.44. Емкости аналоговых ключей (на примере 4-канального переключателя AD7510). $R_{вкл}$ = 75 Ом.

Усложненные ключи, такие как IH5140 (или AD7510), предназначенные для серьезных применений, дают еще лучший результат, представленный в виде кривых $R_{вкл}$ на рис. 3.43. Недавно выпущенные фирмой Siliconix ключи DG400 дают превосходные $R_{вкл}$ в 20 Ом ценой увеличения «передачи заряда» (см. ниже подраздел «динамические помехи»); это семейство ключей, как и серия IH5140, имеет еще одно достоинство – нулевой ток покоя.

Емкость. ПТ-ключи обладают следующими емкостями: между входом и выходом ($C_{си}$), между каналом и землей ($C_с$, $C_и$), между затвором и каналом и между двумя ПТ в пределах одного кристалла ($C_{сс}$, $C_{ии}$); см. рис. 3.44. Рассмотрим, какие эффекты они вызывают.

$C_{си}$ (емкость вход-выход). Наличие этой емкости приводит к прохождению сигнала через разомкнутый ключ, которое на высоких частотах возрастает. На рис. 3.45 показан этот эффект для ключей серии IH5140. Обратите внимание на использование 50-омной нагрузки – сопротивления, обычного для радиосхем, но много меньше нормального для низкочастотных сигналов, где типичное значение полного сопротивления нагрузки составляет 10 кОм и более. Даже при нагрузке 50 Ом сквозное прохождение сигнала на высоких частотах становится значительным (на частоте 30 МГц емкость 1 пФ имеет полное сопротивление 5 кОм.

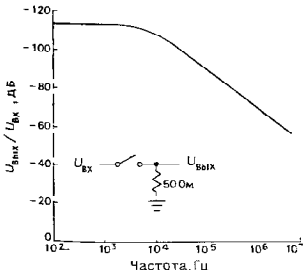


Рис. 3.45. Изолирующие характеристики ключа из семейства IH5140 (ключ разомкнут).

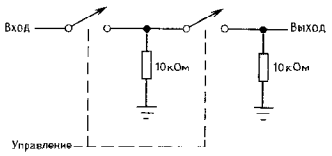


Рис. 3.46.

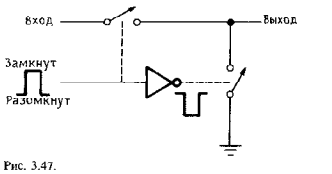


Рис. 3.47.

что вызывает сквозное прохождение −40 дБ). И разумеется, имеется значительное ослабление (и нелинейность в передаче) сигнала при работе на 50-омную нагрузку, поскольку типичное значение $R_{вкл}$ составляет 30 Ом (75 Ом в худшем случае). При нагрузке 10 кОм ситуация со сквозной передачей сигнала, конечно же, намного хуже.

Упражнение 3.8. Рассчитайте сквозное прохождение сигнала в нагрузку 10 кОм на частоте 1 МГц, приняв $C_{си}$ = 1 пФ.

В большинстве низкочастотных применений емкостное сквозное прохождение не создает проблем. Если они возникают, наилучшим решением является использование пары каскадно-включенных ключей (рис. 3.46) или, что еще лучше, комбинации из последовательного и шунтирующего ключей, включаемых попеременно (рис. 3.47). Последовательный каскад удваивает ослабление (в децибелах) ценой дополнительного $R_{вкл}$, в то время как последовательно-параллельная схема (фактически это однополюсный ключ на два направления – 1П2Н) уменьшает прямое прохождение, снижая эффективное сопротивление нагрузки до $R_{вкл}$, когда последовательный ключ разомкнут

Упражнение 3.9. Пересчитайте сквозное прохождение в нагрузку 10 кОм на частоте 1 МГц, приняв $C_{си}$ = 1 пФ и $R_{вкл}$ = 50 Ом для схемы рис. 3.47.

Однополярные двусторонние КМОП-ключи с управлением, гарантирующим размыкание перед замыканием, выпускаются отдельными блоками. На практике можно встретить и пару ключей 1Н2П в одном корпусе. Примерами являются ИМС DG188 и IH5142, а также DG191, IH5143 и AD7512 (сдвоенные приборы 1Н2П в одном корпусе). Благодаря доступности таких КМОП-ключей легко с помощью подобных однополюсных на два направления конфигураций получать превосходные параметры. Радиовидеочастотные ключи, о которых говорилось выше, имели встроенную последовательно-параллельную схему.

C_C, $C_И$ (емкость относительно земли). Шунтирующая на землю емкость приводит к упомянутому ранее спаду частотной характеристики. Ситуация усугубляется при высокоомном источнике сигналов, однако даже при фиксированном сопротивлении источника сопротивление ключа $R_{вкл}$ в сочетании с шунтирующей емкостью на выходе образует фильтр нижних частот. Следующее упражнение показывает, как это происходит.

Упражнение 3.10. AD7510 (все паспортные значения его емкостей можно определить из рис. 3.44) подключен к входному источнику сигналов, имеющему сопротивление 10 кОм, а сопротивление нагрузки на выходе ключа составляет 100 кОм. Чему равна верхняя частота среза на уровне -3 дБ? Повторите вычисления, приняв жестко фиксированное сопротивление источника сигнала и сопротивление ключа $R_{вкл} = 75$ Ом?

Емкость затвор–канал. Емкость между управляющим затвором и каналом вызывает еще один эффект, а именно наводку неприятных (даже когда они малы) переходных помех на цепь сигнала при замыкании или размыкании ключа. Сей предмет заслуживает серьезного обсуждения, так что мы отложим его до следующего раздела.

C_{CC}, $C_{ИИ}$ (емкость между ключами). Если разместить несколько ключей на одном кристалле кремния размером с кукурузное зерно, то не следует удивляться, заметив наводки между каналами («перекрестные помехи»). Виновницей, разумеется, является емкость между каналами ключей. Эффект усиливается по мере роста частоты и увеличения полного сопротивления источника сигнала, к которому подключен канал. Предоставим вам возможность самим удостовериться в сказанном.

Упражнение 3.11. Рассчитайте величину наводки в децибелах, между парой каналов с $C_{CC} = C_{ИИ} = 0.5$ пФ (рис. 3.44) для полных сопротивлений источника и нагрузки, приведенных в последнем упражнении. Примите частоту сигнала помехи равной 1 МГц. Рассчитайте величину наводки для каждого следующего случая: а) оба ключа разомкнуты, б) от разомкнутого ключа к замкнутому, в) от замкнутого ключа к разомкнутому и г) оба ключа замкнуты.

Из этого примера должно быть ясно, почему для большинства широкополосных радиочастотных схем применяются низкоомные источники сигналов, обычно сопротивлением 50 Ом. Если перекрестные помехи создают серьезные трудности, не подавайте на один кристалл более одного сигнала.

Динамические помехи. Во время переходных процессов от включенного состояния к выключенному и обратно в аналоговых ПТ-ключах могут возникать неприятные эффекты. Скачок управляющего сигнала, поданный на затвор(ы), может создавать емкостную наводку в канале (каналах) и исказить коммутируемый сигнал до неузнаваемости. Это наиболее серьезно при уровнях сигнала, соответствующих высокому сопротивлению ключа. Подобные эффекты возникают и в мультиплексорах (типа 4066) во время изменения адреса канала; кроме того, в мультиплексоре возможно кратковременное соединение входов через открытые ключи, если задержка выключения канала превосходит задержку включения.

Рассмотрим этот вопрос более подробно. На рис 3.48 изображена форма выходного сигнала, которую можно увидеть на выходе n-канальной схемы аналогового МОП-ключа, схема которого показана на рис. 3.35, при нулевом уровне входного сигнала и нагрузке, состоящей из сопротивления 10 кОм и параллельной ему емкости 20 пФ,– вполне реальные значения для схемы аналогового ключа. Эти красивые переходные процессы вызваны переносом заряда в канал через емкость затвор–канал при изменении

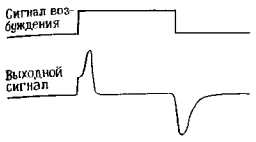


Рис. 3.48.

напряжения затвора. Последнее делает резкий скачок от одного уровня питания к другому, в нашем случае от $+15$ к -15 В (или в обратном направлении), перенося заряд $Q = \pm C_{ЗК}(U_{З\,выс} - U_{З\,низ})$, где $C_{ЗК}$–емкость затвор–канал, обычно около 5 пФ. Заметим, что величина переносимого заряда зависит только от полного изменения напряжения затвора и не зависит от времени, за которое это изменение происходит. Замедление изменения сигнала на затворе вызывает меньшую по амплитуде, но более долгую динамическую помеху с той же площадью под графиком. Фильтрация выходного сигнала ключа фильтром нижних частот дает тот же эффект. Такие меры могут помочь в тех случаях, когда важно добиться малого пика амплитуды динамической помехи, однако в смысле исключения пропускания управляющего напряжения с затвора на выход они неэффективны. В некоторых случаях можно предсказать емкость затвор–канал с достаточной точностью, для того чтобы погасить выбросы путем добавки инвертированного сигнала затвора через небольшой переменный конденсатор.

Емкость затвор–канал распределена по всей длине канала, а это значит, что часть заряда (помехи) попадает обратно на вход ключа. В результате величина динамической помехи выходного сигнала зависит от полного сопротивления источника сигнала и будет наименьшей в том случае, когда ключ будет управляться источником напряжения. Конечно, уменьшение полного сопротивления нагрузки уменьшает величину динамической помехи, но при этом нагружается источник и вносятся дополнительные статическая погрешность и нелинейность за счет конечного значения параметра $R_{вкл}$. И наконец, при прочих равных, ключ с меньшей величиной емкости затвор–канал будет вносить меньшие переходные помехи в процессе переключения, хотя за это мы платим увеличением $R_{вкл}$.

На рис. 3.49 приведены для сравнения кривые переноса заряда для трех типов аналоговых ключей, в том числе и ключа на ПТ с p–n-переходом. Во всех трех случаях сигнал на затворе меняется в полном диапазоне, т. е. на 30 В или в пределах обозначенных на графике уровней напряжения питания для МОП-транзисторов и от -15 В до уровня сигнала для ключей на n-канальных ПТ с p–n-переходом. Для последних существует сильная зависимость величины динамической помехи от сигнала, поскольку диапазон изменения напряжения затвора пропорционален разности между уровнем сигнала и уровнем -15 В. Хорошо сбалансированные КМОП-ключи имеют относительно малую динамическую помеху, по-

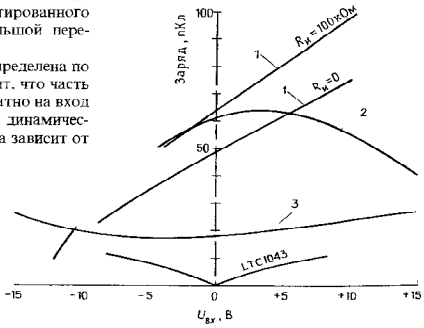


Рис. 3.49. Зависимость заряда помехи у различных линейных ПТ-ключей от напряжения управляющего сигнала. *1*–ПТ с p–n-переходом; *2*–КМОП-ключ из семейства DG400; *3*–КМОП-ключ из семейства DG200.

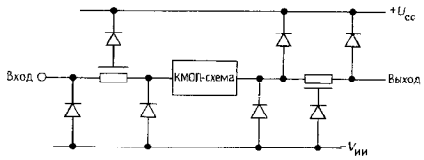


Рис. 3.50. Цепи защиты входа (вы да) КМОП-схем. Последовательно включенный резистор на выходе час то не ставится.

скольку попадающие в канал заряды у комплементарных МОП-транзисторов стремятся скомпенсировать друг друга (когда на одном затворе напряжение растет, на другом — падает). Чтобы дать представление о масштабе этих эффектов, скажем, что заряд 30 пКл соответствует разности потенциалов (ска-жу) в 3 мВ на конденсаторе емкостью 0.01 мкФ. Это значительная емкость для конденсатора фильтра, и видно, что это действительно проблема, так как динамическая помеха в 3 мВ является существенной погрешностью при работе с аналоговыми сигналами низкого уровня.

Защелкивание и входной ток. Все интегральные КМОП-схемы имеют ту или иную схему защиты входа, так как в противном случае изоляция затвора легко разрушается (см. разд. 3.15). Обычная схема такой защиты показана на рис. 3.50. Хотя в ней можно использовать распределенную диодную матрицу, однако данная цепь эквивалентна фиксирующим диодам, подключенным к U_{CC} и $U_{ИИ}$, в сочетании с резистивной токоограничивающей цепью. Если напряжение на входе (или на выходе) превысит напряжение питания более чем на падение напряжения на диодном переходе, соответствующий диод перейдет в состояние проводимости, и для входа (или выхода) образуется цепь с низким полным сопротивлением относительно соответствующего источника питания. Но что еще хуже, чип при возбуждении входа может войти в так называемое «КУВ-защелкивание» — ужасное (и разрушительное) состояние, которое мы более подробно опишем в разд. 14.16. Все что необходимо нам знать о нем сейчас — это то, что данное состояние нежелательно! КУВ-защелкивание происходит спусковым (триггерным) переключением за счет входного тока (через цепь защиты) величиной где-то около 20 мА или более. Таким образом, необходимо быть осторожными и не подавать на аналоговые входы напряжение, превышающее напряжение питания. Это, в частности, означает, что мы всегда должны обеспечить подачу напряжения питания прежде, чем поступит какой бы то ни было сигнал, способный вызвать ток значительной величины. Между прочим, этот запрет столь же справедлив и для цифровых КМОП ИС, как и для только что рассмотренных нами аналоговых ключей.

Неприятности, связанные с диодно-резисторными цепями защиты, состоят в том, что они ухудшают параметры ключа, увеличивая $R_{вкл}$, шунтирующую емкость и утечку. При искусном проектировании чипа (с использованием «изоляции диэлектриком») можно исключить КУВ-защелкивание, не ухудшая серьезно параметров схемы, что обычно происходит за счет схемы защиты. Многие более «свежие» разработки аналоговых ключей имеют «защиту от дурака»; например аналоговые мультиплексоры IH5108 и IH5116 фирмы Intersil имеют схемы фиксации, которые позволяют подавать на аналоговые входы до ± 25 В даже при нулевом напряжении питания (за эту устойчивость мы платим $R_{вкл}$, вчетверо превышающим этот параметр для обычного IH6108/16). Будьте, однако, осторожны, поскольку существует множество ИМС аналоговых ключей, которые этого не прощают!

Существуют аналоговые ключи, построенные не на комплементарных МОП-транзисторах, а на ПТ с p–n-переходом. Они работают очень хорошо, по некоторым параметрам опережая КМОП-ключи. В частности, ключи на ПТ с p–n-переходом фирмы PMI имеют совершенно неизменное $R_{вкл}$, не зависящее от аналогового напряжения, полное отсутствие эффекта защелкивания и мало подвержены электростатическому пробою.

Другие недостатки ключей. Вот некоторые дополнительные параметры аналоговых ключей, которые могут быть важными или не являться таковыми в том или ином конкретном применении: время переключения, время установления, задержка размыкания перед замыканием, ток утечки канала (как в замкнутом, так и в разомкнутом состоянии; см. разд. 4.15), согласованность $R_{вкл}$ и темп. коэф. $R_{вкл}$, диапазоны изменения сигнала и напряжения питания. Мы проявим нелюбезное самообладание, поставив на этом точку и предоставив читателю самому входить во все подробности, если конкретное применение потребует этого.

3.13. Несколько схем на ПТ-ключах

Как мы отмечали ранее, многие естественным образом возникающие применения аналоговых ПТ-ключей — это схемы на ОУ, которые мы будем рассматривать в следующей главе. В этом разделе мы покажем несколько применений, не требующих ОУ, с тем чтобы дать почувствовать, в какого вида схемах можно использовать эти ключи.

Переключаемый RC-фильтр нижних частот. На рис. 3.51 показано, как можно

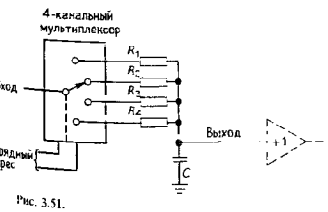


Рис. 3.51.

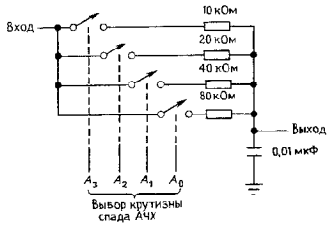


Рис. 3.52. RC-фильтр нижних частот с возможностью выбора 15 значений постоянной времени, равноотстоящих друг от друга.

построить простой RC-фильтр нижних частот с возможностью выбора частоты среза. В схеме использован мультиплексор для выбора одного из четырех предварительно подобранных резисторов путем набора 2-разрядного двоичного (цифрового) адреса. Мы решили поставить переключатель на входе, а не после резисторов, так как при этом уменьшается «впрыск» заряда в точку с более низким сопротивлением источника сигнала. Еще одна возможность, конечно же, состоит в том, чтобы использовать ПТ-ключи для выбора конденсатора фильтра. Чтобы получить очень широкий диапазон постоянных времени, можно было бы попробовать это сделать, но при этом конечное значение $R_{вкл}$ ключа ограничит коэффициент передачи фильтра на высоких частотах максимум $R_{вкл}/R_{посл}$. На схеме обозначен также буфер с единичным усилением, стоящий вслед за фильтром, поскольку выходное сопротивление схемы велико. В следующей главе вы увидите, как построить «совершенный» повторитель (с точно заданным коэффициентом усиления, высоким $Z_{вх}$, низким $Z_{вых}$, отсутствием сдвига $U_{БЭ}$ и т. п.). Разумеется, в том случае когда стоящий вслед за фильтром усилитель имеет высокое входное сопротивление, повторитель не нужен.

На рис. 3.52 показан простой вариант предыдущей схемы; здесь мы использовали вместо 4-входового мультиплексора

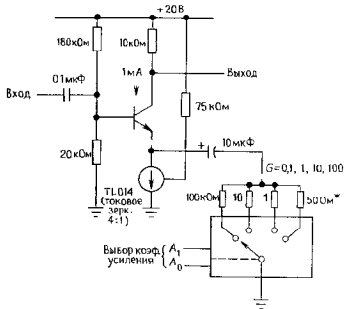


Рис. 3.53. Аналоговый мультиплексор выбирает соответствующий резистор автоматического смещения в цепи эмиттера для получения декадно-переключаемого коэффициента усиления.

* Подбирается для получения $K = 100$: $(R_{вых} + r_э + R) = 100$ Ом.

четыре независимых ключа. При таком масштабном соотношении сопротивлений резисторов, которое приведено здесь, можно задавать 16 равноотстоящих значений частоты среза путем замыкания этих ключей в различных комбинациях.

Упражнение 3.12. Чему равны частоты среза (на уровне -3 дБ) в схеме рис. 3.52?

Усилители с переключаемым коэффициентом усиления. На рис. 3.53 показано, как можно применить ту же самую идею переключаемых резисторов для создания усилителя с возможностью выбора коэффициента усиления. Хотя эта идея естественным образом требует ОУ, можно применить ее и к усилителю с эмиттерной обратной связью. В качестве эмиттерной нагрузки мы использовали источник (точнее, приемник) неизменного тока, как это было сделано в более раннем примере, чтобы можно было получить коэффициент усиления много меньше единицы. Далее, мы применили мультиплексор для выбора одного из четырех резисторов. Обратите внимание на разделительный конденсатор, который нужен, чтобы сделать ток покоя не зависящим от коэффициента усиления.

Схема слежения–хранения. Рис. 3.54 демонстрирует, как можно сделать схему «слежения–хранения», которая будет кстати, когда мы захотим преобразовать аналоговый сигнал в поток цифровых комбинаций («аналого-цифровое преобразование»). При этом схема будет сохранять неизменным каждый уровень аналогового сигнала, пока вычисляется его величина. Данная схема проста. Входной буферный усилитель с единичным усилением выдает на низкоомный выход копию входного сигнала, направляя ее на конденсатор малой емкости. Чтобы сохранить (запомнить) уровень аналогового сигнала в любой заданный момент, вы просто размыкаете ключ. Высокое полное входное сопротивление второго буфера (у которого на входе должны быть полевые транзисторы, чтобы входной ток не слишком отличался от нуля) предотвращает нагрузку конденсатора, так что напряжение на нем «хранится» до тех пор, пока ПТ-ключ не замкнется снова.

Упражнение 3.13. Входной буфер должен выдавать ток такой величины, чтобы напряжение на конденсаторе следовало за изменяющимся сигналом. Рассчитайте пиковый выходной ток буфера при подаче на вход схемы синусоидального сигнала амплитудой 1 В и частотой 10 кГц.

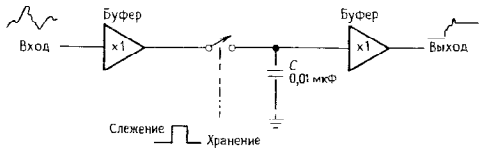


Рис. 3.54. Схема слежения–хранения.

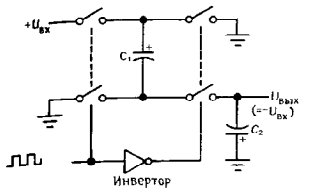


Рис. 3.55. Инвертор напряжения с «плавающим» конденсатором.

Конвертер напряжения с «плавающим» конденсатором. Существует прекрасный способ (рис. 3.55) создавать нужное нам напряжение питания отрицательной полярности в схеме, запитанной от однополярного положительного источника питания. Пара левых по схеме ПТ-ключей подключает C_1 к положительному источнику питания, заряжая его до $U_{вх}$, в то время как правые ключи разомкнуты. Вслед за тем входные ключи размыкаются, а правая пара ключей замыкается, подключая заряженный C_1 к выходу, при этом часть его заряда передается на C_2. Схема организована столь хитроумным способом, что C_1 переворачивается вверх тормашками, выдавая на выход напряжение отрицательной полярности! Данная конкретная схема выпускается в виде чипа конвертера напряжения 7662, о котором мы поговорим в разд. 6.22 и 14.07. Это устройство, названное «инвертором», превращает напряжение «высокого» уровня в напряжение «низкого» уровня, и наоборот. В следующем разделе мы покажем, как делается один из таких инверторов (и мы фактически подготовим вас к тому, что вы быстрее поймете, как ускорить их работу, о чем идет речь в гл. 8–11!).

3.14. Логические и мощные ключи на МОП-транзисторах

Другие виды применений ПТ-ключей – это логические и мощные переключающие схемы. Отличить их просто. При переключении аналогового сигнала мы используем ПТ как последовательный ключ, разрешающий или блокирующий прохождение аналогового сигнала, который представляет собой изменяющееся в некотором диапазоне (непрерывным, т.е. аналоговым образом) напряжение. Аналоговый сигнал – это обычно сигнал, имеющий низкий уровень напряжения и незначительную мощность. С другой стороны, при логическом переключении ключи на МОП-транзисторах замыкаются и размыкаются, перебрасывая выход схемы от одного источника питания к другому. Фактически эти «сигналы» являются цифровыми, а не аналоговыми – они скачком переходят от уровня питания одного источника к другому, представляя тем самым два состояния: «высокое» и «низкое». Промежуточные уровни напряжения не являются полезными или желательными; фактически, они даже незаконны! И наконец, понятие «мощные переключатели» относится к включению и выключению питания нагрузки, такой как лампа, обмотка реле или двигатель вентилятора. В таких применениях обычно и напряжения, и токи велики. Рассмотрим вначале логические переключатели.

Логические ключи. На рис. 3.56 показан простейший тип логического переключателя на МОП-транзисторе. В обеих схемах в качестве нагрузки используется резистор и обе они осуществляют логическую функцию инвертирования – высокий логический уровень на входе создает низкий уровень на выходе, и наоборот. Ва-

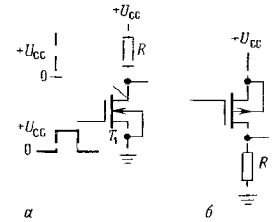


Рис. 3.56. Логические инверторы на n-канальном ($а$) и p-канальном ($б$) МОП-транзисторах.

риант схемы на n-канальном транзисторе включает выход на землю при подаче на затвор высокого уровня, тогда как в p-канальном варианте на резисторе образуется высокий логический уровень при заземленном (низкий уровень) входе. Обратите внимание на то, что МОП-транзисторы в этих схемах используются как инверторы с общим истоком, а не как истоковые повторители. В цифровых логических схемах подобных представленным нас обычно интересует выходное напряжение («логический уровень»), продуцируемое некоторым входным напряжением; резистор служит просто пассивной нагрузкой в цепи стока, обеспечивая при запертом ПТ выходное напряжение, равное напряжению питания стока. С другой стороны, если мы заменим резистор осветительной лампочкой, реле, приводом печатающей головки или какой-то другой мощной нагрузкой, получим схему мощного переключателя (рис. 3.3). Хотя мы используем ту же самую схему «инвертора», однако при переключении мощной нагрузки нас интересует ее включение и выключение, а не напряжение выхода.

Инвертор на КМОП. Представленные выше инверторы на n-канальном или p-канальном МОП-транзисторе имеют недостатки: они потребляют ток в состоянии «ВКЛ» и имеют относительно высокое выходное сопротивление в состоянии «ВЫКЛ». Можно уменьшить выходное сопротивление (уменьшив R), но только ценой увеличения рассеиваемой мощности, и наоборот. За исключением источников тока иметь высокое выходное сопротивление, конечно же, всегда плохо. Даже если подключенная к выходу нагрузка имеет высокое сопротивление (например, это затвор другого МОП-транзистора), все равно возникают проблемы шумов из-за емкостных наводок и уменьшается скорость переключения из состояния «ВКЛ» в состояние «ВЫКЛ» («хвост переключения») за счет паразитной емкости нагрузки. В этом случае, например, инвертор на n-канальном МОП-транзисторе со стоковым резистором, имеющим компромиссное сопротивление, скажем

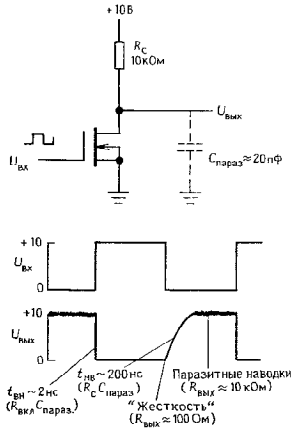


Рис. 3.57.

10 кОм, даст на выходе форму сигнала, показанную на рис. 3.57.

Ситуация напоминает однокаскадный эмиттерный повторитель из разд. 2.15, в котором потребляемая мощность в состоянии покоя и мощность, направляемая в нагрузку выбираются из тех же компромиссных соображений. Решение здесь одно – использование пушпульной схемы, особенно хорошо подходящей для переключателей на МОП-транзисторах. Взгляните на рис. 3.58; здесь показано,

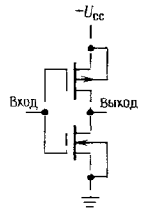


Рис. 3.58. Логический КМОП-инвертор.

как можно было бы организовать пушпульный (двухтактный) ключ. Потенциал земли на входе вводит нижний транзистор в состояние отсечки, а верхний – во включенное (замкнутое) состояние, в результате чего на выходе будет высокий логический уровень. Высокий ($+U_{CC}$) уровень входа действует противоположным образом, давая на выходе потенциал земли. Это инвертор с низким выходным сопротивлением в обоих состояниях и в нем совершенно отсутствует ток покоя. Называют его КМОП-инвертор (инвертор на комплементарных МОП-транзисторах), и он является базовой структурой для всех цифровых логических КМОП-схем – семейства, которое уже стало преобладающим в больших интегральных схемах (БИС) и которому, похоже, предопределено заменить более ранние семейства логических схем (так называемые ТТЛ-схемы), построенные на биполярных транзисторах. Обратите внимание на то, что КМОП-инвертор представляет собой два комплементарных МОП-ключа, соединенных последовательно и включаемых попеременно, в то время как аналоговый КМОП-ключ (рассмотренный ранее в этой главе) – это параллельно соединенные комплементарные МОП-ключи, включаемые и выключаемые одновременно.

Упражнение 3.14. Комплементарные МОП-транзисторы в КМОП-инверторе оба работают как инверторы с общим истоком, тогда как комплементарные биполярные транзисторы в пушпульных схемах разд. 2.15 являются (неинвертирующими) эмиттерными повторителями. Попробуйте нарисовать «комплементарный биполярный инвертор», аналогичный КМОП-инвертору. Почему он не сможет работать?

О цифровых КМОП-схемах гораздо больше будет сказано там, где будут рассматриваться цифровые логические схемы и микропроцессоры (гл. 8–11). На сей момент остановимся на очевидном: КМОП-схемы – это семейство маломощных логических схем (с нулевым потреблением мощности в состоянии покоя), имеющих высокое полное входное сопротивление и жестко заданные уровни выходного напряжения, соответствующие полному диапазону напряжений питания. Однако прежде чем оставить сей предмет, мы не можем устоять против соблазна показать еще одну КМОП-схему (рис. 3.59). Это логический вентиль И-НЕ, на выходе которого будет низкий логический уровень только в том случае, если на обоих входах – на входе A и на входе B – будет высокий уровень. Понять, как он работает, исключительно просто.

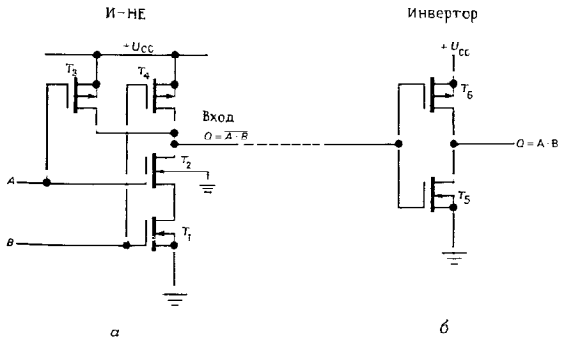


Рис. 3.59. КМОП-вентили И-НЕ и И.

Если уровни A и B – оба высокие, то оба последовательно включенные n-канальные МОП-ключи T_1 и T_2 находятся в проводящем состоянии, жестко фиксируя на выходе потенциал земли; p-канальные ключи T_3 и T_4 оба разомкнуты, так что ток через них не течет. Однако если уровень на любом из входов A или B (или на обоих) низкий, то соответствующий p-канальный МОП-транзистор открыт, подавая на выход высокий уровень, так как один (или оба) транзистор последовательной цепи T_1 T_2 закрыт и ток через них не проходит.

Схема называется вентилем И-НЕ, поскольку она осуществляет логическую функцию И, но с инверсным (НЕ) выходом. Хотя вентили и их варианты – предмет рассмотрения гл. 8, вы можете доставить себе удовольствие, попытавшись набить руку на решении следующих проблем.

Упражнение 3.15. Нарисуйте КМОП-вентиль И. Подсказка: И = НЕ–И-НЕ.

Упражнение 3.16. Теперь нарисуйте схему вентиля ИЛИ-НЕ. На выходе этой схемы низкий уровень, если на любом из входов А или В (или на обоих) уровень высокий.

Упражнение 3.17. Небольшая загадка – как будет выглядеть КМОП-вентиль ИЛИ?

Упражнение 3.18. Нарисуйте 3-входовый КМОП-вентиль И-НЕ.

Цифровые логические КМОП-схемы, которые мы будем рассматривать позже, строятся путем комбинирования этих базовых вентилей. Сочетание очень малой потребляемой мощности и жестко заданного выходного напряжения, привязанного к шинам питания, делает выбор семейства логических схем на КМОП-транзисторах предпочтительным для большинства цифровых схем, что и объясняет их популярность. Кроме того, для микромощных схем (таких как наручные часы и малые измерительные приборы с батарейным питанием) это вообще единственное решение.

Однако, если мы не хотим впасть в заблуждение, стоит отметить, что мощность, потребляемая КМОП-логикой, хотя и очень мала, но не равна нулю. Существуют два механизма, вызывающие появление тока стока. Во время переходных

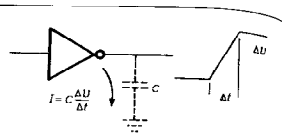


Рис. 3.60. Емкостной зарядный ток.

процессов через выход КМОП-схемы должен проходить кратковременный ток $I = CdU/dt$, чтобы зарядить имеющуюся на выходе емкость той или иной величины (рис. 3.60). Емкость нагрузки образуется как за счет емкости проводников («паразитная» емкость), так и за счет входной емкости дополнительной логической схемы, подключенной к выходу. Фактически, поскольку сложный чип на комплементарных МОП-транзисторах содержит много вентилей, каждый из которых нагружен на некоторую внутреннюю емкость, в любой КМОП-схеме имеется некоторый ток стока, который участвует в переходных процессах, даже если сам чип не подключен ни к какой нагрузке. Неудивительно, что этот «динамический» ток стока пропорционален скорости, с которой происходит этот переходный процесс. Второй механизм появления тока стока в КМОП-схеме показан на рис. 3.61. При переходе напряжения на

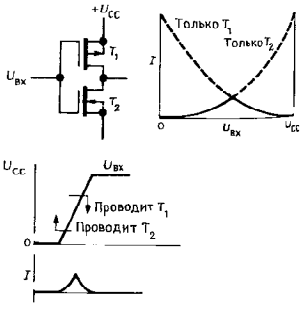


Рис. 3.61. Проводимость в КМОП-схеме в режиме класса А

входе скачком от потенциала земли к уровню напряжения питания и обратно существует область, в которой оба МОП-транзистора находятся в состоянии проводимости, в результате чего возникает всплеск тока от U_{CC} на землю. Его иногда называют «ток класса А» или «ломовой ток питания». Некоторые следствия, которые он вызывает, вы увидите в гл. 8, 9 и 14. Коль скоро мы сделали ставку на КМОП-схемы, нужно отметить и другой их недостаток (фактически, он присущ всем МОП-транзисторам) это незащищенность от повреждения статическим электричеством. Дополнительно мы поговорим об этом в разд. 3.15.

Линейный усилитель на КМОП-транзисторах. КМОП-инверторы, как впрочем и все цифровые логические схемы, предназначены для работы с цифровыми логическими уровнями сигналов. Поэтому, за исключением времени переходных процессов, входы и выходы подключены к земле или к шине U_{CC} (обычно +5 В). И опять-таки за исключением времени, которое длятся эти переходные процессы (типичная величина – несколько наносекунд), здесь нет тока стока в состоянии покоя.

Оказывается, КМОП-инвертор обладает некоторыми интересными свойствами, когда он работает с аналоговыми сигналами. Взгляните снова на рис. 3.61. Можно рассматривать T_1 как активную (источник тока) нагрузку для инвертирующего усилителя T_2, и наоборот. Когда на входе потенциал, близкий к U_{CC} или к потенциалу земли, токи указанных транзисторов сильнейшим образом отличаются в насыщении (или в «прижатом» соответственно к земле или U_{CC} состоянии). Это, разумеется, нормальная ситуация для цифровых сигналов. Однако когда напряжение на входе равно приблизительно половине напряжения питания, есть небольшая область, где токи стоков T_1 и T_2 примерно одинаковы; в этой области схема является инвертирующим линейным усилителем с большим коэффициентом усиления. Его передаточная характеристика представлена на рис. 3.62.

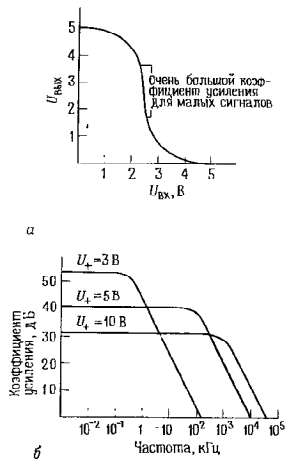


Рис. 3.62

Вариации $R_н$ и g_m с изменением тока стока таковы, что наибольший коэффициент усиления наблюдается при относительно малых значениях тока стока, т. е. при низком напряжении питания (порядка 5 В).

Эта схема не является хорошим усилителем; у нее есть недостатки – это очень высокое выходное сопротивление (особенно при работе с низким напряжением питания), плохая линейность и непредсказуемая величина коэффициента усиления. Однако она проста и недорога (КМОП-инверторы по 6 в одном корпусе продаются по цене менее полдоллара за корпус), и ее иногда используют для усиления малых сигналов, форма которых несущественна. Примеры применения таких схем – сигнализатор близости электросети (который усиливает емкостные наводки переменного тока сетевой частоты), генераторы с кварцевыми резонаторами и устройства с частотной модуляцией и частотной манипуляцией (см. гл. 15).

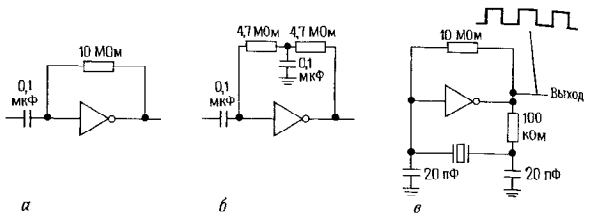


Рис. 3.63. Схемы линейных усилителей на КМОП-транзисторах.

Чтобы КМОП-инвертор работал как линейный усилитель, необходимо подать на вход смещение такое, чтобы усилитель находился в активном режиме. Обычный метод состоит в том, что со входа на выход включается резистор с большим сопротивлением (который мы определим в следующей главе как «обратная связь по постоянному току»), как показано на рис. 3.63. Это приведет нас в точку $U_{вых} = U_{вх}$ на графике рис. 3.62, *а*. Как мы позже увидим, такое включение, как на рис. 3.63, *а*, снижает входное полное сопротивление за счет «шунтирующей обратной связи». Поэтому если важно иметь высокое входное полное сопротивление на высоких частотах, то предпочтение следует отдать схеме рис. 3.63, *б*. Третья схема (рис. 3.63, *в*) – это использующий КМОП-усилитель классический генератор с кварцевой стабилизацией, описанный в разд. 5.13. На рис. 3.64 дан вариант схемы рис. 3.63, *а*, который используется для генерации сигналов строго прямоугольной формы частотой 10 МГц (тактовый генератор для цифровых логических схем) из синусоидального входного сигнала. Эта схема работает хорошо при амплитуде сигнала на входе от 50 мВ до 5 В (эффективные значения). Вот хороший пример применения, где действует принцип «Я не знаю, каково усиление, и меня это не волнует». Обратите внимание на цепь защиты входа, состоящую из последовательно включенного токоограничивающего резистора и фиксирующих диодов.

Мощные переключатели. МОП-транзисторы хорошо работают как насыщенные ключи в таких схемах, как та простейшая схема, что была предложена нами в разд. 3.01. В настоящее время мощные МОП-транзисторы выпускаются многими фирмами, что позволяет использовать положительные особенности МОП-транзисторов (высокое входное сопротивление, простота параллельного включения, отсутствие «вторичного пробоя») и в мощных схемах. Вообще говоря, мощные МОП-транзисторы проще в применении, чем обычные мощные биполярные транзисторы. Есть, однако, некоторые тонкие

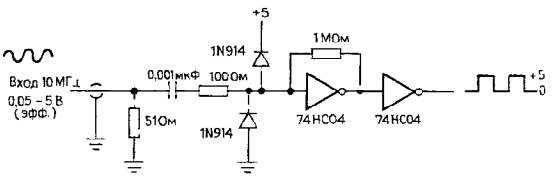


Рис. 3.64.

и трудные для анализа эффекты, так что «кавалерийский наскок» в замене на МОП-транзисторы в переключательных схемах может привести к внезапному выходу схемы из строя. Мы были свидетелями такого рода аварий и надеемся предотвратить их повторение. Прочтите составленный нами краткий обзор.

Мощные МОП-транзисторы. ПТ были хилыми слаботочными устройствами, способными пропускать ток не более чем несколько десятков миллиампер, до тех пор пока в конце 1970-х годов японские компании не выпустили так называемые VMOП-транзисторы (вертикальная МОП-структура с V-образной канавкой).

Сегодня мощные МОП-транзисторы выпускают все изготовители дискретных полупроводниковых приборов (например, в США такие фирмы, как GE, IR, Motorola, RCA, Siliconix, Supertex, TI; наряду с ними европейские компании, такие как Amperex, Ferranti, Siemens и SGS, а также многие из японских компаний) под такими названиями, как VMOП, TMOП, вертикальные ДМОП и HEXFET (гексагональные ПТ). Они могут оперировать с удивительно высокими напряжениями (до 1000 В) и допускают пиковые токи до 280 А (постоянно через них может проходить ток до 70 А), а $R_{вкл}$ очень мало – 0,02 Ом. Небольшие мощные МОП-транзисторы стоят существенно меньше доллара, и выпускаются они во всех обычных транзисторных корпусах, а также по несколько транзисторов в удобном корпусе DIP, в котором выпускаются и большинство ИМС. Ирония судьбы заключается в том, что теперь уже трудно найти дискретные маломощные МОП-транзисторы, зато нет проблем с мощными МОП-транзисторами. В табл. 3.5 перечислены наиболее представительные типы мощных МОП-транзисторов.

Высокое сопротивление, температурная стабильность. Два важных преимущества мощных МОП-транзисторов, отличающих их от мощных биполярных транзисторов, – это высокое входное сопротивление (однако остерегайтесь высокой входной емкости, особенно для сильноточных устройств; см. ниже) и полное отсутствие терморазогрева и вторичного пробоя. Этот последний эффект очень важен в мощных схемах и труден для понимания. Большую площадь перехода мощного транзистора (будь то биполярный или полевой) можно рассматривать как большое количество малых переходов, включенных параллельно (рис. 3.65), причем к ним ко всем приложено одинаковое напряжение. В случае мощного биполярного транзистора положительный температурный коэффициент коллекторного тока при фиксированном $U_{БЭ}$ (приблизительно +9%/°C, см. разд. 2.10) означает, что локальная точка разогрева перехода будет иметь более высокую плотность тока, что вызовет дополнительный нагрев. При достаточно больших $U_{КЭ}$ и $I_К$ эта «токовая деформация» может привести к локальному саморазогреву, известному под названием «вторичный пробой». В результате «площадь безопасной работы» биполярного транзистора (на графике зависимости коллекторного тока от напряжения на коллекторе) меньше, чем если учитывать только допустимую мощность рассеяния транзистора (подробнее об этом см. в гл. 6). Важный момент здесь состоит в том, что ток стока МОП-транзистора падает при увеличении температуры (рис. 3.13) и это полностью исключает появление «горячих точек» в переходе. МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою и их область безопасной работы ограничена только допустимой мощностью рассеяния (см. рис. 3.66, где сравниваются области безопасной работы биполярного n–p–n-транзистора и мощного n-канального МОП-транзистора при одних и тех же $I_{макс}$, $U_{макс}$ и $P_{расс}$). По тем же причинам усилители мощности на МОП-транзисторах не имеют тех неприятных тенденций к температурному уходу параметров, за которые мы «так любим» биполярные транзисторы (см. разд. 2.15), и наконец, мощные МОП-транзисторы могут быть включены параллельно без токовыравнивающих резисторов, которые для биполярных транзисторов необходимы (см. разд. 6.07).

Таблица 3.5. Мощные МОП-транзисторы

$U_{СИ\,пр}$, [a] В	Постоянный ток стока, А	$R_{вкл}$, Ом при $U_{зи}$, В (макс.)		$U_{П}$, В (макс.)	$C_{зи}$, пФ (тип.)	$C_{зс}$, пФ (тип.)	$Q_{вкл}$, нКл (тип.)	Корпус [б]	Тип и примечания [в]
									n-канальные
30	0,8	1,8	5	2,5	110	35		DIP-14	VQ3001J [1]; 2N, 2P в корпусе DIP
40	4	2,5	5	1,5	60	5	0,8	TO-92	TN0104N3; низкий порог
60	0,2	6	5	2,5	60	5	–	TO-92	VN0610L [2]; защита затвора, подобен VN2222
60	0,4	5	5	2,5	60	10		DIP-14	VQ1004J [1]; счетверенный в корпусе DIP
60	15	0,14	5	2	900	180		TO-220	RFP15N06L [2]; низкий порог
100	0,25	15	5	2,4	27	3	0,6	TO-92	VN1310N3, BSS100
100	0,8	2,5	5	2,4	70	12	2,6	TO-92	VN0210N3
100	1,3	0,3	10	4	450	50	11	DIP-4	IRFD120
100	2	1	5	2	200	20	–	TO-220	RFP2N10L [2]; низкий порог
100	4	0,6	10	4	180	15	5	TO-220	IRF510, MTP4N10, VN1110N5, 2SK295
100	8	0,25	10	4	350	24	10	TO-220	IRF520, BUZ72A, 2SK383 VN1210N5
100	25	0,08	10	4	1500	90	39	TO-220	IRF540, MTP25N10
100	40	0,06	10	4	2000	350	63	TO-3	IRF150, 2N6764
100	65	0,04	10	5	5200	640		TO-3	VNE003A [3]
120	0,2	10	2,5	2	125	20	–	TO-92	VN1206L [3]; низкий порог
200	0,1	40	5	3,5	25	3	0,5	TO-92	VN1320N3
200	0,1	24	10	2	40	5	–	TO-92	VN2020L [2], BS107
200	0,25	15	5	3	40	5	1,0	TO-92	VN0120N3, BSS101
200	0,4	8	5	3	75	7	2,5	TO-92	VN0220N3, BSS89
200	3	1,5	10	4	140	9	6	TO-220	IRF610, VN1220N5
200	5	0,8	10	4	450	40	11	TO-220	IRF620, MTP5N20, BUZ30, 2SK440
200	9	0,4	10	4	600	80	19	TO-220	IRF630, MTP8N20, BUZ32
200	18	0,18	10	4	1300	93	43	TO-220	IRF640
200	30	0,09	10	4	2600	150	80	TO-3	IRF250, 2N6766, MTM40N20
500	0,05	85	5	4	45	2		TO-92	VN0550N3
500	0,2	20	5	4	75	10		TO-92	VN0650N3
500	2,5	3	10	4	350	10	13	TO-220	IRF820, BUZ74, MTP3N50
500	4	1,5	10	4	610	18	21	TO-220	IRF830, BUZ41A, VN5001D [1], MTP4N50
500	8	0,85	10	4	1300	45	42	TO-220	IRF840, MTP8N50, 2SK555 [4]
500	12	0,4	10	4	2700	75	86	TO-3	IRF450, 2N6770, 2SK560 [4]
500	20	0,3	10	5	4500	100		TO-3	VNP006A [3]
1000	1	10	10	4,5	1200 [г]	80 [г]	33	TO-220	MTP1N100, BUZ50B
1000	5	3	10	4,5	2600 [г]	220 [г]	110	TO-3	MTM5N100, BUZ54, IRFAG50
									p-канальные
30	0,6	2	12	4,5	150	60		DIP-14	VQ3001J [1]; 2N, 2P в корпусе DIP
60	0,4	5	10	4,5	150	20		DIP-14	VQ2004J [1], четыре в корпусе DIP
100	0,15	40	5	3,5	20	3	0,4	TO-92	VP1310N3
100	0,4	8	5	3,5	90	15	3	TO-92	VP210N3, VP1008L
100	1	0,6	10	4	300	50	16	DIP-4	IRFD9120
100	6	0,6	10	4	300	50	16	TO-220	IRF9520, VP1210N5, MTP8P10

Продолжение табл. 3.5

$U_{СИ\,пр}$, [а] В	Постоянный ток стока, А	$R_{вкл}$, Ом при $U_{зи}$, В (макс.)		$U_{П}$, В (макс.)	$C_{зи}$, пФ (тип.)	$C_{зс}$, пФ (тип.)	$Q_{вкл}$, нКл (тип.)	Корпус [б]	Тип и примечания [в]
100	19	0,2	10	4	1100	250	70	TO-220	IRF9540, MTP12P10
200	0,06	100	5	3,5	35	2	0,5	TO-92	VP1320N3
200	0,1	40	5	3,5	50	5	1	TO-92	VP0120N3, BSS92
200	3,5	4	5	3,5	600	20	10	TO-220	VP1220N5, IRF9622
200	11	0,5	10	4	1100	150	70	TO-220	IRF9640
200	0,07	150	5	5	35	3		TO-92	VP0550N3
500	0,1	25	5	4	75	10	–	TO-92	VP0650N3
500	1	9	5	4,5	550	20	–	TO-220	VP0350N5
500	2	6	10	4,5	1000 [г]	80 [г]	20	TO-220	MTP2P50

[а] $U_{зи\,пор} = \pm 20$ В, за исключением: [1] ± 40 В, [2] ± 10 В, [3] $+15$, $-0{,}3$ В и [4] $+15$ В

[б] $\Theta_{пс}$: DIP-4 = 120 °C/Вт; DIP-14 = 100 °C/Вт; TO-92 = 200 °C/Вт; $\Theta_{пк}$: TO-220 = 2,5 °C/Вт; TO-3 = 0,8 °C/Вт. $P_{расс}$ при $T_{окр} = 75$ °C: DIP-4 = 0,6 Вт; DIP-14 = 0,8 Вт; TO-92 = 0,3 Вт; $P_{расс}$ (при $T_{корп} = 75$ °C): TO-220 = 30 Вт; TO-3 = 90 Вт.

[в] Ожидаются вариации параметров у различных изготовителей: здесь представлены типичные параметры.

[г] Максимум.

Примеры мощных переключательных схем и необходимые предосторожности. Часто бывает желательно управлять мощным МОП-транзистором с выхода цифровых логических схем. Хотя имеются семейства логических схем, выдающие напряжение 10 В и более («КМОП-серия 4000»), однако в большинстве семейств логических ИМС используются уровни +5 В («высокоскоростные КМОП») или +2,4 В («ТТЛ»). На рис. 3.67 показано, как переключать нагрузку, подавая управляющие сигналы от логических схем этих трех семейств. В первой схеме сигнал возбуждения затвора +10 В полностью откроет любой МОП-транзистор, так что мы выберем VN0106 недорогой транзистор, у которого $R_{вкл} < 5$ Ом при $U_{зи} = 5$ В. Диод в схеме защищает от индуктивных всплесков (разд. 1.31); включенный последовательно с затвором резистор хотя не обязательно необходим, однако полезен, так как емкость сток–затвор МОП-транзистора может передать индуктивный переходный процесс в нагрузке обратно на чувствительную КМОП-логику (вскоре мы расскажем об этом более подробно). Во второй схеме на затвор подается 5 В, что все еще неплохо для серий VN01/VP01; для разнообразия мы применили здесь *p*-канальный МОП-транзистор, переключающий нагрузку, подключенную к земле.

Две оставшиеся схемы демонстрируют два способа обработки сигнала +2.4 В (в худшем случае; обычно это где-то около +3,5 В)–высокого логического уровня цифровой логики ТТЛ. Можно использовать «подтягивающий» к +5 В резистор, чтобы обеспечить полный перепад +5 В на выходе ТТЛ, который затем возбуждает обычный МОП-транзистор; можно выбрать и другой путь–использовать что-нибудь вроде TN0106–«низкопорогового» МОП-транзистора, рассчитанного на сигнал возбуждения с уровнем ТТЛ. Будьте, однако, внимательны к паспортным данным. Например, в спецификации на TN01 указано «$U_{зи\,пор} = 1.5$ В (макс.)», что звучит прекрасно до тех пор.

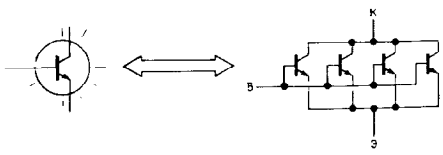
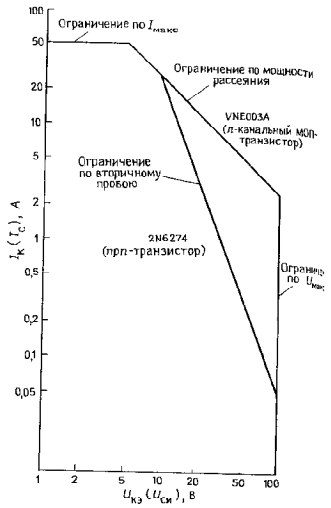


Рис. 3.65. Транзистор с большой площадью переходов можно рассматривать как много параллельно включенных транзисторов с малой площадью переходов.

Рис. 3.66. Мощные МОП-транзисторы не подвержены вторичному пробою.



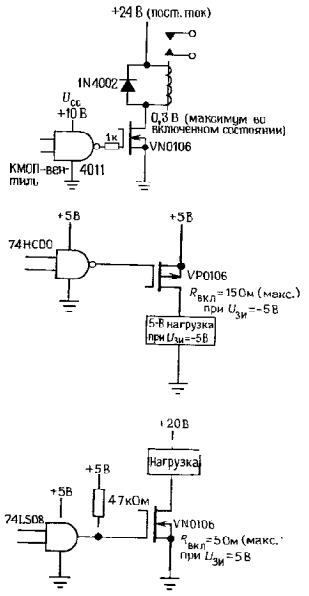


Рис. 3.67. МОП-транзисторы способны переключать мощные нагрузки, при управляющих сигналах с уровнями цифровых логических схем

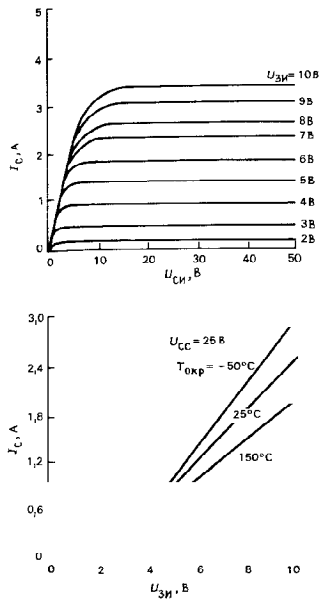


Рис. 3.68. Стоковые характеристики *n*-канального МОП-транзистора типа TN0104 с низким пороговым напряжением. *а* – выходные характеристики; *б* – передаточные характеристики.

пока вы не прочтете превосходную сноску («при $I_С$ = 1 мА»). Это означает, что для полного открытия МОП-транзистора на затвор нужно подать напряжение намного выше $U_{ЗИ\,пор}$ (рис. 3.68). Однако эта схема, возможно, будет работать хорошо, поскольку а) высокий уровень выхода TTЛ редко бывает ниже +3 В и типичное его значение составляет +3,5 В и б) в паспорте на TN01 далее указано: «$U_{вкл}$ (тип.) = = 5 Ом при $U_{ЗИ}$ = 3 В».

Этот пример иллюстрирует часто возникающие у разработчика затруднения, а именно – что выбрать: сложную схему, полностью удовлетворяющую критериям разработки в наихудшем случае и тем самым гарантирующую работоспособность, или простую схему, не отвечающую спецификациям в наихудшем случае, которая, однако, в подавляющем большинстве случаев будет работать без проблем. Не раз еще возникнут моменты, когда вы поймаете себя на том, что выбираете последнее, не обращая внимания на слабый внутренний голос, подсказывающий обратное.

Емкость. В предыдущем примере мы включали последовательно с затвором резистор (в схеме с индуктивной нагрузкой). Как отмечалось ранее (разд. 3.09), МОП-транзисторы имеют практически бесконечное резистивное сопротивление затвора, но конечное полное сопротивление из-за емкости затвор – канал. У сильноточных МОП-транзисторов эта емкость может быть очень разной: сравните входную емкость 45 пФ у 1-амперного VN01 с $C_{вх}$ = 450 пФ 10-амперного IRF520; 70-амперный SMM70N05 фирмы Siliconix имеет $C_{вх}$ = 4300 пФ! Быстро изменяющееся напряжение стока может вызвать в затворе переходный ток в миллиамперах, что достаточно для перегрузки (и даже для повреждения) нежных управляющих КМОП-чипов.

Последовательно включаемое сопротивление выбирается из соображений компромисса между быстродействием и необходимостью защиты, при этом типичными являются значения от 100 Ом до 10 кОм. Даже без индуктивной нагрузки динамический ток затвора будет, конечно, иметь место: емкость относительно земли C_{iss} будет заряжаться током $I = C_{iss}dU_{ЗИ}/dt$, а (меньшая) емкость обратной связи C_{rss} создает входной ток $I = C_{rss}dU_{СЗ}/dt$. Этот последний будет доминировать в ключе с общим истоком, поскольку $\Delta U_{СЗ}$ обычно намного больше, чем сигнал возбуждения затвора $\Delta U_{ЗИ}$ (эффект Миллера).

Упражнение 3.19. МОП-транзистор IRF520, переключающий 2-амперную нагрузку, выключается за 100 нс (при переключении потенциала затвора с +10 В до потенциала земли), в течение которых напряжение стока изменяется от 0 до 50 В. Чему равно среднее значение тока затвора в течение этих

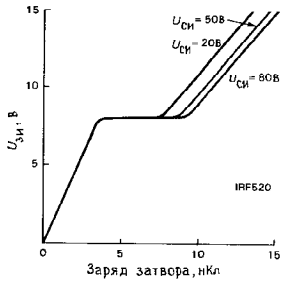


Рис. 3.69. Зависимость заряда затвора МОП-транзистора типа IRF520 от $U_{ЗИ}$.

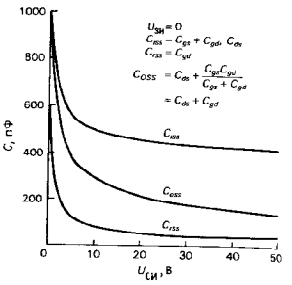


Рис. 3.70. Емкости в мощном МОП-транзисторе типа IRF520. Измерения проводились при $U_{ЗИ} = 0$. $C_{iss} = C_{ЗИ} + C_{ЗС}$ (сток и исток закорочены); $C_{rss} = C_{ЗС}$; $C_{oss} = C_{СИ} + (C_{ЗИ} \cdot C_{ЗС})/(C_{ЗИ} + C_{ЗС}) \approx C_{СИ} + C_{ЗС}$

100 нс в предположении, что $C_{ЗИ}$ (называемое также C_{iss}) равно 450 пФ, а $C_{СИ}$ (называемое также C_{oss}) равно 50 пФ?

В ключе с общим истоком вклад эффекта Миллера в ток затвора имеет место все время, пока не завершится переходный процесс в цепи стока, а емкость затвор–исток создает ток только при изменении напряжения затвора. Эти эффекты часто рисуются в виде графика «зависимости заряда затвора от напряжения затвор–исток», как это сделано на рис. 3.69. Горизонтальная полка на графике наблюдается при напряжении включения, когда быстро падающее напряжение стока вынуждает схему возбуждения затвора впрыскивать дополнительный заряд в C_{rss} (эффект Миллера). Если бы емкость обратной связи не зависела от напряжения, то эта горизонтальная часть графика была бы пропорциональна напряжению стока, после чего кривая продолжалась бы с прежним наклоном. На самом деле емкость обратной связи C_{rss} при малом напряжении быстро возрастает (рис. 3.70), а это означает, что эффект Миллера больше всего проявляет себя на той части сигнала, когда напряжение на стоке мало. Этим объясняется изменение наклона кривой заряда затвора, а также тот факт, что длина горизонтальной полки почти не зависит от напряжения стока.

Упражнение 3.20. Как зависимость C_{rss} от напряжения объясняет изменение наклона кривых заряда затвора?

Дополнительные моменты, требующие внимания. Есть еще некоторые вещи, которых не выносят МОП-транзисторы и о которых вам следует знать. Все изготовители мощных МОП-транзисторов соединяют подложку с истоком прямо в корпусе. Поскольку подложка образует с каналом диод, то это означает, что фактически в этих транзисторах между истоком и стоком имеется диод (рис. 3.71); некоторые изготовители даже явно рисуют этот диод на схемном изображении выпускаемого ими МОП-транзистора, чтобы вы об этом не могли забыть. Это

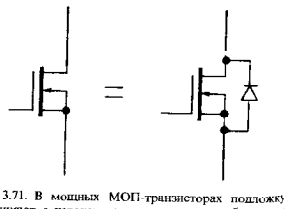


Рис. 3.71. В мощных МОП-транзисторах подложку соединяют с истоком, в результате чего образуется диодный переход сток–исток.

в свою очередь означает, что вы не можете использовать мощный МОП-транзистор как ненаправленный прибор или же по меньшей мере не можете подать на переход сток–исток напряжение обратной полярности, превышающее прямое падение напряжения на диоде. Например, вы не сможете использовать мощный МОП-транзистор для сброса в нуль интегратора, возбуждаемого биполярным сигналом; не получится также применить его и в качестве аналогового ключа для биполярных сигналов. Эта проблема не возникает в ИМС на МОП-транзисторах (аналоговых ключах, например)–в них подложка соединена с выводом источника питания отрицательной полярности.

Еще один капкан для неосторожных – это тот факт, что напряжение пробоя затвор–исток (обычная величина ±20 В) меньше, чем напряжение пробоя сток–исток (оно изменяется в диапазоне от 20 до 1000 В). Это не имеет значения, если на затвор подаются сигналы возбуждения от низковольтной цифровой логики, однако транзистор мгновенно выйдет из строя, если на затвор ему подать сигнал со стока предыдущего МОП-транзистора с полной амплитудой напряжения стока.

И наконец, о защите затвора. В последнем разделе этой главы мы говорим о том, что все МОП-транзисторы исключительно чувствительны к электростатическим разрядам, вызывающим пробой изолирующего затвор окисла. В отличие от ПТ или других устройств с p–n-переходами, в которых лавинный ток перехода может безопасным образом разрядить возникшее перенапряжение, МОП-транзисторы необратимо повреждаются при однократном мгновенном пробое затвора. Поэтому очень полезно включать в цепь затвора последовательные резисторы сопротивлением 1–10 кОм, особенно там, где сигнал на затвор поступает с другой печатной платы. Это сильно уменьшает возможность повреждения транзистора, а также предотвращает перегрузку выхода предыдущей схемы, так как самый общий симптом такого рода повреждения состоит в том, что через затвор начинает проходить значительной величины постоянный ток. Еще одно, за чем необходимо следить – не оставить затвор МОП-транзистора неподключенным, так как он намного более подвержен пробою, когда на нем накапливается плавающий потенциал (нет цепи разряда статического электричества, которая в некоторой мере снижает опасность пробоя). Это может случиться неожиданно, если сигнал на затвор поступает с другой печатной схемы. В этом случае, т. е. там, где источник сигнал находится вне данной платы, лучше всего поставить в схему между затвором и истоком любого такого МОП-транзистора резистор (скажем, 100 кОм–1 МОм).

Сравнение сильноточных ключей на МОП-транзисторах и биполярных транзисторах. Мощные МОП-транзисторы в большинстве случаев являются хорошей заменой мощным биполярным транзисторам. Сегодня они при тех же параметрах стоят несколько больше, однако они проще в управлении и не подвержены вторичному пробою, ограничивающему область безопасной работы (см. рис. 3.66).

Помните, что МОП-транзистор во включенном состоянии ведет себя как малое сопротивление (а не как насыщенный биполярный транзистор). Это может оказаться выгодным, так как «напряжение насыщения» явным образом стремится к нулю при малых токах стока. Существует общее представление о том, что МОП-транзисторы не насыщаются так же при больших токах, однако наши исследования показали, что это представление глубоко ошибочно. В табл. 3.6 мы выбрали несколько сравнимых пар (биполярный n–p–n-транзистор и n-канальный МОП-транзистор) и выписали для них паспортные данные по $U_{КЭ\ нас}$ или $R_{СИ\ вкл}$. Слаботочный МОП-транзистор выглядит слабо в сравнении со своим биполярным собратом, однако в диапазоне 10–50 А, 0–100 В МОП-транзистор работает лучше. Обратите особое внимание на исключительно высокий ток базы, необходимый для того, чтобы биполярный транзистор вошел в глубокое насыщение–10% и более от величины коллекторного тока (!)–в сравнении с 10 В смещения (ток нулевой), при которых обычно специфицируются

Таблица 3.6. Сравнение биполярных и МОП-транзисторов

Класс	Тип	$I_К$, $I_С$, А	$U_{вкл}$, В (макс.)		$I_Б$, мА ($U_{вкл}$, В)	$C_{вых}$, пФ (10 В) макс.	Цена, долл. США за 100 шт.
			25 °С	125 °С			
60 В; 0,5 А	*npn*–2N4400	0,5	0,75	0,8	50	8	0,09
	*n*МОП–VN0610	0,5	2,5	4,5	(10)	25	0,43
60 В; 10 А	*npn*–2N3055	10	3	–	3,3	600	0,65
	*n*МОП–MTP3055A	10	1,5	2,3	(10)	300	0,57
100 В; 50 А	*npn*–2N6274	20	1	1,4	2	600	11,00
	*n*МОП–VNE003A	20	0,7	1,1	(10)	3000	12,50
400 В; 15 А	*npn*–2N6547	15	1,5	2,5	2	500	4,00
	*n*МОП–IRF350	15	3	6	(10)	900	12,60

данные на МОП-транзистор. Отметим также, что высоковольтные МОП-транзисторы (например, с $U_{СИ\ проб} > 200$ В) имеют как правило большее $R_{СИ\ вкл}$ и более высокие значения температурных коэффициентов, чем низковольтные устройства. Наряду с параметрами насыщения в таблице приведены значения емкостей, так как их величина у мощных МОП-транзисторов часто больше, чем у биполярных транзисторов с такой же токовой нагрузочной способностью; для некоторых схемных применений (особенно там, где важна скорость переключения) можно рассматривать произведение емкости на напряжение насыщения как показатель качества применяемого транзистора.

Запомните: мощные МОП-транзисторы можно использовать в качестве замены биполярных транзисторов в мощных линейных схемах, например в усилителях звуковой частоты и стабилизаторах напряжения (о последних мы будем говорить в гл. 6). Мощные МОП-транзисторы выпускаются также в виде *p*-канальных приборов, хотя среди *n*-канальных приборов их разновидностей гораздо больше.

Некоторые примеры мощных переключательных схем на МОП-транзисторах. На рис. 3.72 показаны три разных способа использования МОП-транзистора для управления мощностью постоянного тока, которая направляется в некоторую подсхему и подачу которой нам хотелось бы включать и выключать. Если мы имеем измерительный прибор с батарейным питанием, и измерения с его помощью производятся от случая к случаю, тогда можно применить схему *а*, которая отключает потребляющий значительную мощность микропроцессор на все время, пока измерения не проводятся. Здесь мы применили *p*-канальный МОП-ключ, переключаемый 5-вольтовым логическим сигналом. Эта «5-вольтовая логика» представляет собой цифровые КМОП-схемы, которые находятся в рабочем состоянии даже тогда, когда микропроцессор отключен (напомним: КМОП-логика имеет статическую мощность рассеяния, равную нулю). В гл. 14 мы предлагаем гораздо подробнее рассказать о такого рода схеме «отключения питания».

Вторая схема (рис. 3.72, *б*) переключает подачу в нагрузку питания +12 В при значительном токе нагрузки; это может быть радиопередатчик или что-то подобное. Поскольку у нас есть лишь 5-вольтовый диапазон логического сигнала, то для создания «полномасштабного» сигнала амплитудой 12 В, который будет управлять *p*-канальным МОП-вентилем, мы использовали слаботочный *n*-канальный ключ. Обратите внимание на высокое сопротивление резистора в цепи стока *n*-канального МОП-транзистора, что здесь совершенно оправдано, так как ток в цепи затвора *p*-канального МОП-вентиля не течет (даже при полном токе через ключ 10 А) и нам не требуется высокая скорость переключения в такого рода применениях.

Третья схема (*в*) является развитием схемы *б*) и содержит схему на *p*–*n*–*p*-транзисторе, ограничивающую ток короткого замыкания. Применять такую защиту в схемах с большой потребляемой мощностью всегда полезно, поскольку короткое замыкание такого рода весьма вероятно,

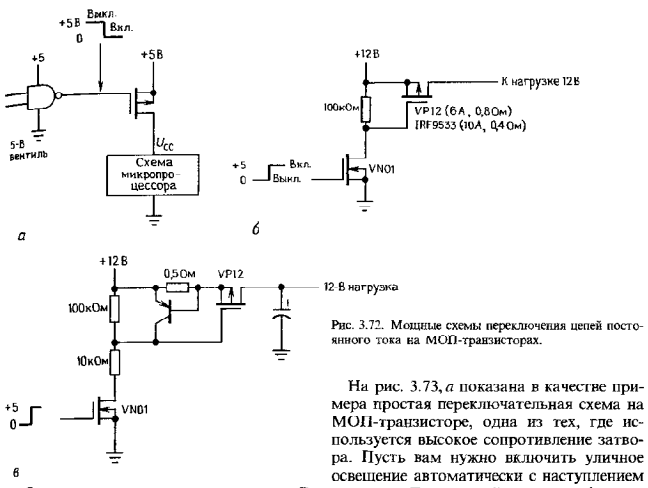


Рис. 3.72. Мощные схемы переключения цепей постоянного тока на МОП-транзисторах.

особенно при макетных испытаниях. В этом случае схема ограничения тока предотвращает также возникающий на короткий момент при подаче +12 В в нагрузку резкий всплеск тока короткого замыкания через первоначально незаряженный конденсатор. Попытайтесь понять, как работает эта схема ограничения тока.

Упражнение 3.21. Как работает схема ограничения тока? Какова максимальная величина тока, пропускаемая ей в нагрузку? Для чего резистор в цепи стока *n*-канального МОП-транзистора разделен на два?

Ограниченная величина напряжения пробоя затвора МОП-транзисторов (обычно ± 20 В) может создать здесь реальную проблему, если вы попытаетесь заставить эту схему работать от источника питания с более высоким напряжением. В этом случае можно заменить резистор 100 кОм на 10 кОм (что позволит работать при питании до 40 В) или выбрать другое приемлемое соотношение номиналов двух схемных резисторов, такое чтобы напряжение возбуждения затвора VP12 всегда было меньше 20 В.

На рис. 3.73, *а* показана в качестве примера простая переключательная схема на МОП-транзисторе, одна из тех, где используется высокое сопротивление затвора. Пусть вам нужно включить уличное освещение автоматически с наступлением темноты. Показанный на схеме фоторезистор имеет при солнечном освещении низкое сопротивление, а в темноте – высокое. Он образует часть резистивного делителя напряжения, непосредственно возбуждающего затвор транзистора (нагрузка делителя по постоянному току отсутствует!). Освещение включается, когда напряжение на затворе достигает величины, обеспечивающей ток стока, достаточный для включения реле. Внимательный читатель может заметить, что эта схема не особенно точна и стабильна: тут все в порядке, поскольку сопротивление фоторезистора при наступлении темноты изменяется колоссальным образом (скажем, с 10 кОм до 10 МОм). При этом малая точность и стабильность порога означает лишь то, что свет может включиться несколькими минутами раньше или позже. Заметим, что в течение времени, пока смещение затвора медленно нарастает, превысив пороговое значение, на МОП-транзисторе будет рассеиваться некоторая мощность, так как при этом он

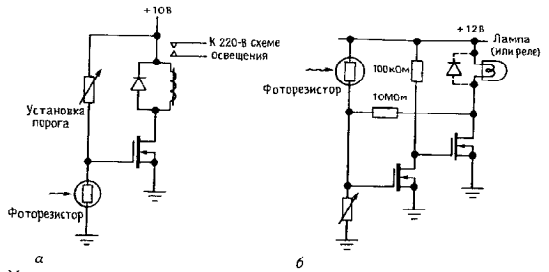


Рис. 3.73. Мощные переключатели, работающие от окружающего освещения

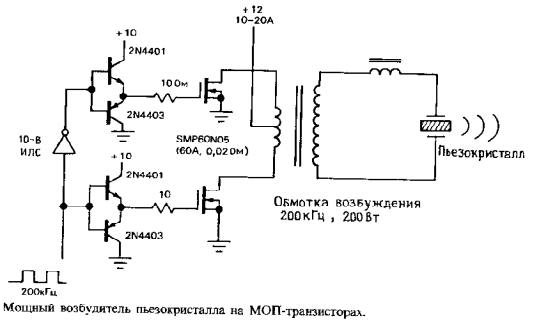


Рис. 3.74. Мощный возбудитель пьезокристалла на МОП-транзисторах.

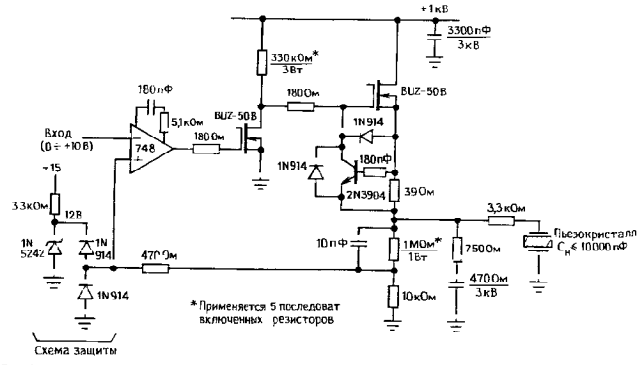


Рис. 3.75. Возбудитель пьезокристалла малой мощности на 1 кВ

работает в линейном режиме. Эту проблему устраняет схема на рис. 3.73, *б*, где пара каскадно включенных МОП-транзисторов обеспечивает намного более высокий коэффициент усиления, чему способствует также некоторая положительная обратная связь через резистор 10 МОм; этот последний заставляет схему при достижении порога регенеративным образом опрокидываться.

На рис. 3.74 дана реально работающая схема на мощном МОП-транзисторе–200-ваттный усилитель для возбуждения погруженного в воду электрического преобразователя с частотой 200 кГц. Здесь мы использовали пару больших *n*-канальных МОП-транзисторов, включающихся и выключающихся попеременно, так что в первичной обмотке (высокочастотного) трансформатора создается сигнал возбуждения переменного тока. Биполярные двухтактные схемы возбуждения затворов с небольшими резисторами в цепях затворов необходимы для того, чтобы исключить емкостную нагрузку, так как МОП-транзисторы должны полностью включаться за время несколько меньше 1 мкс.

И наконец, на рис. 3.75 мы представили пример линейной схемы на мощных МОП-транзисторах. Керамические пьезоэлектрические преобразователи часто используются в оптических системах для осуществления небольших управляемых перемещений; например, в адаптивной оптике можно применить пьезоэлектрически управляемое «эластичное зеркало» для компенсации локальных изменений коэффициента преломления атмосферы. Пьезопреобразователи прекрасно ведут себя в эксплуатации благодаря своей высокой износостойкости. К несчастью, чтобы вызвать в них заметные перемещения, требуется напряжение не ниже киловольта. Кроме того, они имеют очень высокую емкость (типичное значение 0.01 мкФ и более) и механический резонанс в килогерцевом диапазоне, а потому как нагрузка они отвратительны. Нам требовалось множество таких силовых усилителей, которые по тем или иным причинам обошлись бы нам по несколько тысяч долларов каждый, если бы мы их покупали. Мы решили свои проблемы представленной здесь схемой. BUZ-50 В – это недорогой (4 долл.) МОП-транзистор, хорошо подходящий для работы при 1 кВ и 2 А. Первый транзистор – инвертирующий усилитель с общим истоком, возбуждающий истоковый повторитель. На *n–p–n*-транзисторе собран токовый ограничитель; это может быть низковольтное устройство, поскольку он привязан к потенциалу выхода и плавает вместе с ним. У этой схемы есть одна не бросающаяся в глаза особенность – по сути это пушпульная схема, хотя она и выглядит как однополярная. Необходим достаточно большой ток (определите, какой величины?), чтобы обеспечить «накачку» 10 000 пФ со скоростью где-то около 2 В/мкс; выходной транзистор может обеспечить подачу такого тока, однако резистор в нижнем плече не обеспечит его отвод (вернитесь к разд. 2.15, где мы мотивировали необходимость пушпульной схемы для решения подобной же проблемы). В данной схеме выходной транзистор обеспечивает второй такт (прием тока) через диод, включенный между истоком и затвором! Остальная часть схемы обеспечивает обратную связь (с помощью ОУ) – тема, которую мы запретили себе трогать до следующей главы; в данном случае магическая обратная связь делает всю схему в целом линейной (100 В выхода на 1 В входа), тогда как в ее отсутствие выходное напряжение зависело бы от (нелинейной) характеристики $I_C - U_{зи}$ входного транзистора.

3.15. Необходимые предосторожности в обращении с МОП-транзисторами

Затвор МОП-транзистора изолирован от канала слоем стекла (SiO_2) толщиной в несколько тысяч ангстрем (1 Å = 0,1 нм). В результате мы имеем очень высокое сопротивление, но не имеем резистивной или полупроводниковой цепи для стока заряда статического электричества по мере его накопления. В классической ситуации вы берете МОП-транзистор (или МОП-транзисторную ИМС) в руку, под-

Таблица 3.7. Типичные значения электростатического напряжения (по данным из справочника фирмы Motorola по мощным МОП-транзисторам)

Механизм	Электростатическое напряжение, В	
	Влажность 10–20%	Влажность 65–90%
Ходьба по ковру	35 000	1 500
Ходьба по линолеуму	12 000	250
Работа на электромонтажном столе	6 000	100
Одевание кембриковых трубок	7 000	600
Пластиковые пакеты	20 000	1 200
Работа на стуле с обтяжкой	18 000	1 500

ходите к схеме, вставляете устройство в разъем, включаете питание, и все это только для того, чтобы обнаружить – МОП-транзистор мертв. А убили его вы сами! Вам следовало взяться другой рукой за печатную схему, прежде чем вставлять в нее устройство. Таким образом был бы снят ваш статический заряд, который зимой может достигать нескольких тысяч вольт. МОП-транзистор не любит, когда его «стукает током». Как проводник статического электричества вы представляете собой последовательное соединение конденсатора 100 пФ и резистора около 1,5 кОм; зимой этот конденсатор может зарядиться до 10 кВ и более от трения подошв о пушистый ковер (даже простое движение руки в рукаве рубашки или свитера может дать напряжение в несколько киловольт; см. табл. 3.7).

Хотя любое полупроводниковое устройство можно вывести из строя хорошей искрой, однако устройства на МОП-транзисторах особенно чувствительны к пробою, поскольку энергия, запасаемая в емкости затвор–канал, при достижении напряжения пробоя становится достаточной для того, чтобы пробить отверстие в тонком слое изоляции затвора. (Если эта искра проскакивает от вашего пальца, то ваши 100 пФ лишь вносят дополнительный вклад в этот процесс.) Рис. 3.76 (взятый из серии тестовых испытаний мощного МОП-транзистора на стойкость к электростатическому разряду) показывает, какого рода неприятности могут произойти. Назвать это «пробоем затво-



Рис. 3.76. Сканирующая электронная микрофотография высокого разрешения (× 1200) 6-амперного МОП-транзистора, разрушенного зарядом в 1 кВ, от «эквивалента человеческого тела» (1,5 кОм, включенного последовательно с емкостью 100 пФ), приложенного к его затвору. (С разрешения фирмы Motorola, Inc.).

ра» было бы ошибкой; ближе к получаемой картине будет выразительный термин «прободение».

В электронной промышленности проблема электростатического разряда стоит очень серьезно. Возможно, она является лидирующей среди причин, по которым на выходе линии сборки появляются неработоспособные полупроводниковые устройства. На данную тему написаны целые книги, и вы может с ними ознакомиться. МОП-приборы, так же как и другие чувствительные к электростатике полупроводниковые устройства (а сюда относятся почти все они, например, всего в 10 раз большее, чем МОП-транзисторы напряжение выдерживает биполярный транзистор), можно перевозить в проводящей фольге или упаковке. Следует также быть осторожными при работе с корпуса паяльников, крышки столов и т. п., а также пользоваться проводящим браслетом. Кроме того, можно использовать «антистатические» покрытие мебели и даже одежду (например

антистатический халат из ткани, содержащей 2% стального волокна). Хорошая организация рабочего помещения и процесса производства включает регулировку влажности, применение ионизаторов воздуха (которые делают воздух в слабой степени электропроводным, что препятствует накоплению зарядов на предметах), а также обученный персонал. Если этого нет, то зимой степень выхода годных изделий катастрофически падает.

Как только устройство впаяно на свое место в схеме, шансы на его повреждение резко падают, тем более что многие МОП-транзисторные устройства (такие, например, как логические КМОП-устройства, но не мощные МОП-транзисторы) имеют предохранительные диоды во входных цепях затворов. Хотя цепи внутренней защиты, состоящие из резисторов и обратно включенных (иногда зенеровских) диодов, несколько ухудшают параметры, часто их все же надо применять для уменьшения риска повреждения статическим электричеством. В случае незащищенных устройств, например мощных МОП-транзисторов, устройства с малой площадью затвора (слаботочные) подвергаются наибольшей опасности повреждения, поскольку их малая входная емкость легко заряжается до высокого напряжения, когда она входит в контакт с заряженной емкостью человека 100 пФ. Наш собственный опыт работы с МОП-транзистором VN13 имеющим малую площадь затвора, был настолько удручающим, что мы больше не используем его в промышленных разработках.

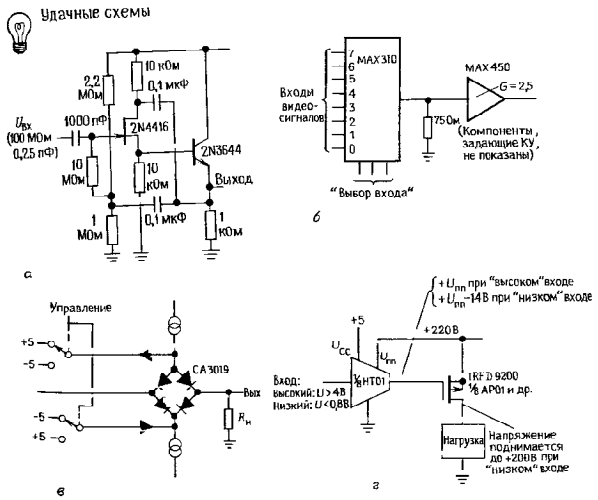


Рис. 3.77. *а* – повторитель с большим входным сопротивлением; *б* – видеомультиплексор на МОП-транзисторах с усилителем, компенсирующим потери на $R_{вкл}$; *в* – переключение сигнала с использованием диодного моста – альтернатива полевым транзисторам; *г* – логический переключатель для *p*-канального высоковольтного ключа (HT01 – преобразователь уровня ТТЛ в высокое напряжение фирмы Supertex; 8 в одном корпусе).

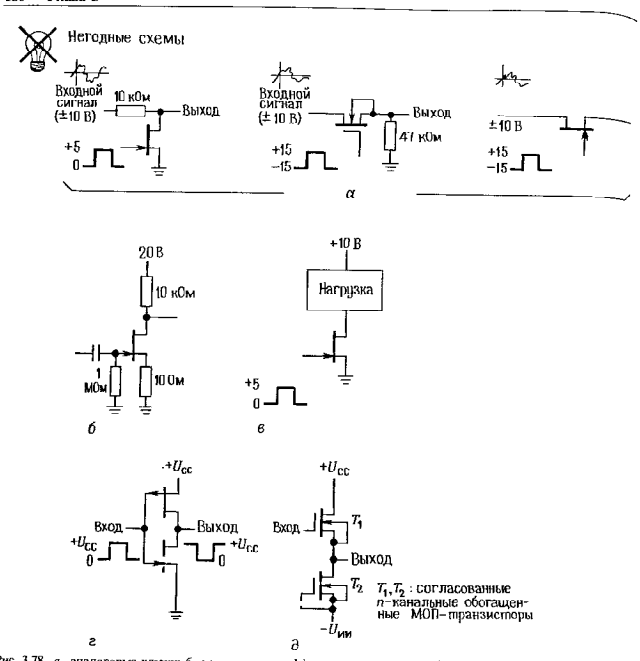


Рис. 3.78. *а* – аналоговые ключи; *б* – усилитель с коэффициентом усиления 1000; *в* – логический ключ; *г* – комплементарный инвертор на ПТ с *p*–*n*-переходом; *д* – повторитель с нулевым сдвигом.

Трудно переоценить проблему повреждения затвора МОП-транзистора вследствие его пробоя статическим электричеством. К счастью, разработчики МОП-транзисторов осознают серьезность этой проблемы и отвечают на нее новыми разработками с более высоким напряжением пробоя затвор–исток. Например, фирма Motorola выпустила новую серию «ТМОП IV» с напряжением пробоя затвор–исток +50 В.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

3.16. Удачные схемы

На рис. 3.77 представлена подборка хороших схем на ПТ.

3.17. Негодные схемы

На рис. 3.78 дана подборка некорректных схемных идей; в некоторых из этих схем имеются кое-какие тонкости. Можно многому научиться, разбираясь, почему эти схемы не будут работать.

ГЛАВА 4
ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

ВВЕДЕНИЕ

Понятие «обратная связь» (ОС) относится к числу распространенных, оно давно вышло за рамки узкой области техники и употребляется сейчас в широком смысле. В системах управления обратная связь используется для сравнения выходного сигнала с заданным значением и выполнения соответствующей коррекции. В качестве «системы» может выступать что угодно, например процесс управления движущимся по дороге автомобилем – за выходными данными (положением машины и ее скоростью) следит водитель, который сравнивает их с ожидаемыми значениями и соответственно корректирует входные данные (с помощью руля, переключателя скоростей, тормоза). В усилительной схеме выходной сигнал должен быть кратен входному, поэтому в усилителе с обратной связью входной сигнал сравнивается с определенной частью выходного сигнала.

4.01. Предварительные сведения об обратной связи

Отрицательная обратная связь – это процесс передачи выходного сигнала обратно на вход, при котором погашается часть входного сигнала. Может показаться, что это глупая затея, которая приведет лишь к уменьшению коэффициента усиления. Именно такой отзыв получил Гарольд С. Блэк, который в 1928 г попытался запатентовать отрицательную обратную связь. «К нашему изобретению отнеслись так же, как к вечному двигателю» (журнал *IEEE Spectrum* за декабрь 1977 г.). Действительно, отрицательная обратная связь уменьшает коэффициент усиления, но при этом она улучшает другие параметры схемы, например устраняет искажения и нелинейность, сглаживает частотную характеристику (приводит ее в соответствие с нужной характеристикой), делает поведение схемы предсказуемым. Чем глубже отрицательная обратная связь, тем меньше внешние характеристики усилителя зависят от характеристик усилителя с разомкнутой обратной связью (без ОС), и в конечном счете оказывается, что они зависят только от свойств самой схемы ОС. Операционные усилители обычно используют в режиме глубокой обратной связи, а коэффициент усиления по напряжению в разомкнутой петле ОС (без ОС) достигает в этих схемах миллиона.

Цепь ОС может быть частотно-зависимой, тогда коэффициент усиления будет определенным образом зависеть от частоты (примером может служить предусилитель звуковых частот в проигрывателе со стандартом RIAA); если же цепь ОС является амплитудно-зависимой, то усилитель обладает нелинейной характеристикой (распространенным примером такой схемы служит логарифмический усилитель, в котором в цепи ОС используется логарифмическая зависимость напряжения $U_{БЭ}$ от тока $I_К$ в диоде или транзисторе). Обратную связь можно использовать для формирования источника тока (выходной импеданс близок к бесконечности) или источника напряжения (выходной импеданс близок к нулю), с ее помощью можно получить очень большое или очень малое входное сопротивление. Вообще говоря, тот параметр, по которому вводится обратная связь, с ее помощью улучшается. Например, если для обратной связи использовать сигнал, пропорцио-

нальный выходному току, то получим хороший источник тока.

Обратная связь может быть и *положительной*; ее используют, например в генераторах. Как ни странно, она не столь полезна, как отрицательная ОС. Скорее она связана с неприятностями, так как в схеме с отрицательной ОС на высокой частоте могут возникать достаточно большие сдвиги по фазе, приводящие к возникновению положительной ОС и нежелательным автоколебаниям. Для того чтобы эти явления возникли, не нужно прикладывать большие усилия, а вот для предотвращения нежелательных автоколебаний прибегают к методам коррекции, о которых мы немного поговорим в конце этой главы.

После этих общих замечаний рассмотрим несколько примеров использования обратной связи в операционных усилителях.

4.02. Операционные усилители

В большинстве случаев, рассматривая схемы с обратной связью, мы будем иметь дело с операционными усилителями. Операционный усилитель (ОУ) – это дифференциальный усилитель постоянного тока с очень большим коэффициентом усиления и несимметричным выходом. Прообразом ОУ может служить классический дифференциальный усилитель (разд. 2.18) с двумя входами и несимметричным выходом; правда, следует отметить, что реальные операционные усилители обладают значительно более высокими коэффициентами усиления (обычно порядка 10^5–10^6) и меньшими выходными импедансами, а также допускают изменение выходного сигнала почти в полном диапазоне питающего напряжения (обычно используют расщепленные источники питания ± 15 В). Промышленность выпускает сейчас сотни типов операционных усилителей; условное обозначение, принятое для всех типов, представлено на рис. 4.1; входы обозначают (+) и (−), и работают они, как можно догадаться, следующим образом: выходной сигнал изменяется в положительном направлении,

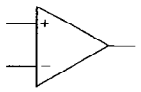


Рис. 4.1.

когда потенциал на входе (+) становится более положительным, чем потенциал на входе (−), и наоборот. Символы «+» и «−» не означают, что на одном входе потенциал всегда должен быть более положительным, чем на другом; эти символы просто указывают относительную фазу выходного сигнала (это важно, если в схеме используется отрицательная ОС). Во избежание путаницы лучше называть входы «инвертирующий» и «неинвертирующий», а не вход «плюс» и вход «минус». На схемах часто не показывают подключение источников питания к ОУ и вывод, предназначенный для заземления. Операционные усилители обладают колоссальным коэффициентом усиления по напряжению и *никогда* (за редким исключением) не используются без обратной связи. Можно сказать, что операционные усилители созданы для работы с обратной связью. Коэффициент усиления схемы без обратной связи так велик, что при наличии замкнутой петли ОС характеристики усилителя зависят только от схемы обратной связи. Конечно, при более подробном изучении должно оказаться, что такое обобщенное заключение справедливо не всегда. Начнем мы с того, что просто рассмотрим, как работает операционный усилитель, а затем по мере необходимости будем изучать его более тщательно.

Промышленность выпускает буквально сотни типов операционных усилителей, которые обладают различными преимуществами друг перед другом (загляните в табл. 4.1, если вам не терпится окинуть взглядом это море возможностей). Повсеместное распространение получила очень хорошая схема типа LF411 (или просто «411»), представленная на рынок фирмой National Semiconductor. Как и все операционные усилители, она представляет собой крошечный элемент, размещенный в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов; ее внешний вид показан на рис. 4.2. Эта схема недорога и удобна в обращении; промышленность выпускает улучшенный вариант этой схемы (LF411A), а также элемент, размещенный в миниатюрном корпусе и содержащий два независимых операционных усилителя (схема типа LF412, которую называют также «сдвоенный» операционный усилитель). В дальнейшем в этой главе мы будем использовать схему типа LF411 как стандарт операционного усилителя, мы также рекомендуем вам эту схему в качестве хорошей начальной ступени в разработке электронных схем.

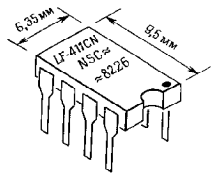


Рис. 4.2. Интегральная схема в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов.

Схема типа 411 – это кристалл кремния, содержащий 24 транзистора (21 биполярный транзистор, 3 полевых транзистора, 11 резисторов и 1 конденсатор). На рис. 4.3 показано соединение с выводами корпуса. Точка на крышке корпуса и выемка на его торце служат для обозначения

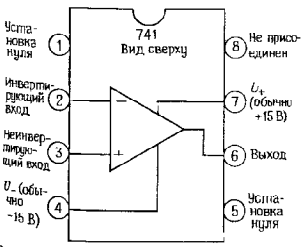


Рис. 4.3.

точки отсчета при нумерации выводов. В большинстве корпусов электронных схем нумерация выводов осуществляется в направлении против часовой стрелки со стороны крышки корпуса. Выводы «установка нуля» (или «балансировка», «регулировка») служат для устранения небольшой асимметрии, возможно в операционном усилителе. Речь об этом пойдет позже в этой главе.

4.03. Важнейшие правила

Сейчас мы познакомимся с важнейшими правилами, которые определяют поведение операционного усилителя, охваченного петлей обратной связи. Они справедливы почти для всех случаев жизни.

Во-первых, операционный усилитель обладает таким большим коэффициентом усиления по напряжению, что изменение напряжения между входами на несколько долей милливольта вызывает изменение выходного напряжения в пределах его полного диапазона, поэтому не будем рассматривать это небольшое напряжение, а сформулируем правило I:

I. Выход операционного усилителя стремится к тому, чтобы разность напряжений между его входами была равна нулю.

Во-вторых, операционный усилитель потребляет очень небольшой входной ток (ОУ типа LF411 потребляет 0,2 нА; ОУ со входами на полевых транзисторах – порядка пикоампер); не вдаваясь в более глубокие подробности, сформулируем правило II:

II. Входы операционного усилителя ток не потребляют.

Здесь необходимо дать пояснение: правило I не означает, что операционный усилитель действительно изменяет напряжение на своих входах. Это невозможно. (Это было бы несовместимо с правилом II.) Операционный усилитель «оценивает» состояние входов и с помощью внешней схемы ОС передает напряжение с выхода на вход, так что в результате разность напряжений между входами становится равной нулю (если это возможно).

Эти правила создают достаточную основу для рассмотрения схем на опера-

ционных усилителях. О предосторожностях, которые необходимо соблюдать при работе с ОУ, мы поговорим в разд. 4.08, после того как рассмотрим основные схемы включения ОУ.

ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

4.04. Инвертирующий усилитель

Рассмотрим схему на рис. 4.4. Проанализировать ее будет нетрудно, если вспомнить сформулированные выше правила:

1. Потенциал точки B равен потенциалу земли, следовательно, согласно правилу I, потенциал точки A также равен потенциалу земли.

2. Это означает, что: а) падение напряжения на резисторе R_2 равно $U_{вых}$, б) падение напряжения не резисторе R_1 равно $U_{вх}$.

3. Воспользовавшись теперь правилом II, получим $U_{вых}/R_2 = U_{вх}/R_1$, или коэффициент усиления по напряжению $= U_{вых}/U_{вх} = -R_2/R_1$. Позже вы узнаете, что чаще всего точку B лучше заземлять не непосредственно, а через резистор. Однако ссйчас это не имеет для вас значения.

Итак, анализ схемы на ОУ оказался даже чересчур простым. Он, правда, не позволяет судить о том, что на самом деле происходит в схеме. Для того чтобы понять, как работает обратная связь, представим себе, что на вход подан некоторый уровень напряжения, скажем 1 В. Для конкретизации допустим, что резистор R_1 имеет сопротивление 10 кОм, а резистор R_2 – 100 кОм. Теперь представим себе, что напряжение на выходе решило выйти из повиновения и стало равно 0 В.

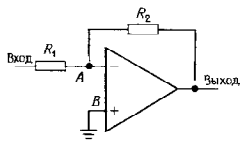


Рис. 4.4. Инвертирующий усилитель

Что произойдет? Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, с помощью которого потенциал инвертирующего входа поддерживается равным 0,91 В. Операционный усилитель фиксирует рассогласование по входам, и напряжение на его выходе начинает уменьшаться. Изменение продолжается до тех пор, пока выходное напряжение не достигнет значения -10 В, в этот момент потенциалы входов ОУ станут одинаковыми и равными потенциалу земли. Аналогично, если напряжение на выходе начнет уменьшаться и дальше и станет более отрицательным, чем -10 В, то потенциал на инвертирующем входе станет ниже потенциала земли, в результате выходное напряжение начнет расти.

Как определить входной импеданс рассматриваемой схемы? Оказывается, просто. Потенциал точки A всегда равен 0 В (так называемое *мнимое заземление*, или квазинуль сигнала). Следовательно, $Z_{вх} = R_1$. Пока вы еще не знаете, как подсчитать выходной импеданс; для этой схемы он равен нескольким долям ома.

Следует отметить, что полученные результаты справедливы и для сигналов постоянного тока – схема представляет собой усилитель постоянного тока. Поэтому, если источник сигнала смещен относительно земли (источником является, например, коллектор предыдущего каскада), у вас может возникнуть желание использовать для связи каскадов конденсатор (иногда такой конденсатор называют блокирующим, так как он блокирует сигнал постоянного тока, а передает сигнал переменного тока). Немного позже (когда речь пойдет об отклонениях характеристик ОУ от идеальных), вы узнаете, что в тех случаях, когда интерес представляют только сигналы переменного тока, вполне допустимо использовать блокирующие конденсаторы.

Схема, которую мы рассматриваем, называется *инвертирующим усилителем*. Недостаток этой схемы состоит в том, что она обладает малым входным импедансом, особенно для усилителей с большим коэффициентом усиления по напряжению (при замкнутой цепи ОС), в которых ре-

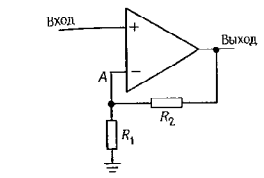


Рис. 4.5. Неинвертирующий усилитель.

зистор R_1, как правило, бывает небольшим. Этот недостаток устраняет схема, представленная на рис. 4.5.

4.05. Неинвертирующий усилитель

Рассмотрим схему на рис. 4.5. Анализ ее крайне прост: $U_A = U_{вх}$. Напряжение U_A снимается с делителя напряжения: $U_A = U_{вых}R_1/(R_1 + R_2)$. Если $U_A = U_{вх}$, то коэффициент усиления $= U_{вых}/U_{вх} = 1 + R_2/R_1$. Это *неинвертирующий усилитель*. В приближении, которым мы воспользуемся, входной импеданс этого усилителя бесконечен (для ОУ типа 411 он составляет 10^{12} Ом и больше, для ОУ на биполярных транзисторах обычно превышает 10^8 Ом). Выходной импеданс, как и в предыдущем случае, равен долям ома. Если, как в случае с инвертирующим усилителем, мы внимательно рассмотрим поведение схемы при изменении напряжения на входах, то увидим, что она работает, как обещано.

Эта схема также представляет собой усилитель постоянного тока. Если источник сигнала и усилитель связаны между собой по переменному току, то для входного тока (очень небольшого по величине) нужно предусмотреть заземление, как показано на рис. 4.6. Для представленных на схеме величин компонентов коэффициент усиления по напряжению равен 10, а точке -3 дБ соответствует частота 16 Гц.

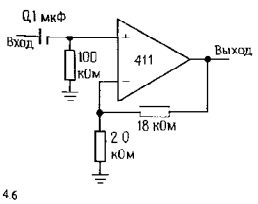


Рис. 4.6

Усилитель переменного тока. Если усиливаются только сигналы переменного тока, то можно уменьшить коэффициент усиления для сигналов постоянного тока до единицы, особенно если усилитель обладает большим коэффициентом усиления по напряжению. Это позволяет уменьшить влияние всегда существующего конечного «приведенного ко входу напряжения сдвига». Для схемы, представленной на рис. 4.7, точке -3 дБ соответствует частота 17,1 Гц; на этой частоте импеданс конденсатора равен 2,0 кОм. Обратите внимание, что конденсатор должен быть большим. Если для построения усилителя переменного тока использовать неинвертирующий усилитель с большим усилением, то конденсатор может оказаться чрезмерно большим. В этом случае лучше обойтись без конденсатора и настроить напряжение сдвига так, чтобы оно было равно нулю (этот вопрос мы рассмотрим позже в разд. 4.12). Можно воспользоваться другим методом – увеличить сопротивления резисторов R_1 и R_2 и использовать T-образную схему делителя (разд. 4.18).

Несмотря на высокий входной импеданс, к которому всегда стремятся разработчики, схеме неинвертирующего усилителя не всегда отдают предпочтение перед схемой инвертирующего усилителя. Как

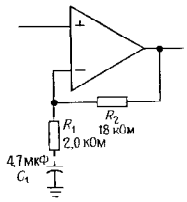


Рис. 4.7.

мы увидим в дальнейшем, инвертирующий усилитель не предъявляет столь высоких требований к ОУ и, следовательно, обладает несколько лучшими характеристиками. Кроме того, благодаря минимому заземлению удобно комбинировать сигналы без их взаимного влияния друг на друга. И наконец, если рассматриваемая схема подключена к выходу (стабильному) другого ОУ, то величина входного импеданса для вас безразлична – это может быть 10 кОм или бесконечность, так как в любом случае предыдущий каскад будет выполнять свои функции по отношению к последующему.

4.06. Повторитель

На рис. 4.8 представлен повторитель, подобный эмиттерному, на основе операционного усилителя. Он представляет собой не что иное, как неинвертирующий усилитель, в котором сопротивление резистора R_1 равно бесконечности, а сопротивление резистора R_2 – нулю (коэффициент усиления = 1). Существуют специальные операционные усилители, предназначенные для использования только в качестве повторителей, они обладают улучшенными характеристиками (в основном более высоким быстродействием), примером такого операционного усилителя является схема типа LM310 или OPA633, а также схемы упрощенного типа, например схема типа TL068 (она выпускается в транзисторном корпусе с тремя выводами).

Усилитель с единичным коэффициентом усиления называют иногда буфером, так как он обладает изолирующими свойствами (большим входным импедансом и малым выходным).

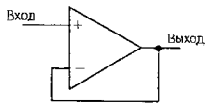


Рис. 4.8. Повторитель.

4.07. Источники тока

На рис. 4.9 изображена схема, которая является хорошим приближением к идеальному источнику тока, без сдвига напряжения $U_{БЭ}$, характерного для транзисторного источника тока. Благодаря отрицательной ОС на инвертирующем входе поддерживается напряжение $U_{вх}$, под действием которого через нагрузку протекает ток $I = U_{вх}/R$. Основной недостаток этой схемы состоит в том, что нагрузка является «плавающей» (она не заземлена). С помощью такого источника тока нельзя, например, получить пригодный к использованию пилообразный сигнал, напряжение которого отсчитывалось бы относительно потенциала земли. Этот недостаток можно преодолеть, если, например, всю схему (источники питания и все остальное) сделать «плавающей», а нагрузку заземлить (рис. 4.10). Штриховой линией обведен рассмотренный выше

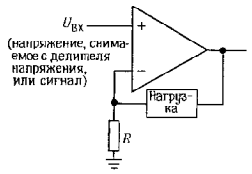


Рис. 4.9.

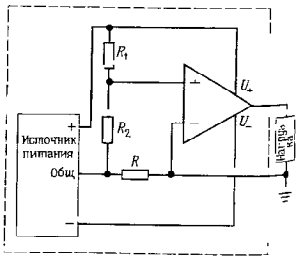


Рис. 4.10. Источник тока с заземленной нагрузкой и плавающим источником питания

источник тока с источниками питания. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения для установки тока. Чтобы вид этой схемы не смущал вас, напомним, что «земля» – это понятие относительное. Любую точку в схеме можно назвать «землей». Представленную схему используют для формирования токов, протекающих через заземленную нагрузку, но ее существенный недостаток в том, что управляющий вход является плавающим, это значит, что выходной ток нельзя задать (запрограммировать) с помощью входного напряжения, отсчитываемого от потенциала земли. Методы устранения этого недостатка изложены в той части гл. 6, где рассматриваются источники питания постоянного тока.

Источники тока для заземленных нагрузок. С помощью операционного усилителя и подключенного к нему транзистора можно построить простой и высококачественный источник тока для заземленной нагрузки; небольшое дополнение к схеме операционного усилителя позволяет использовать на управляющем входе напряжение, измеряемое относительно земли (рис. 4.11). В первой схеме обратная связь создает на резисторе R падение напряжения, равное $U_{КК} - U_{вх}$, которое в свою очередь порождает эмиттерный ток (а следовательно, и выходной ток), равный $I_Э = (U_{КК} - U_{вх})/R$. При работе с этой схемой не приходится беспокоиться о напряжении $U_{БЭ}$ и его изменениях, связанных с изменениями температуры, $I_К$, $U_{КЭ}$ и т. п. Несовершенство этого источника тока (не будем принимать во внимание ошибки ОУ: $I_{см}$, $U_{слв}$) проявляется лишь в том, что небольшой базовый ток может немного изменяться в зависимости от напряжения $U_{КЭ}$ (предполагаем, что операционный усилитель не потребляет входной ток); этот недостаток – небольшая плата за возможность использования заземленной нагрузки; если в качестве транзистора T_1 использовать составной транзистор Дарлингтона, то погрешность будет существенно уменьшена. Погрешность возникает в связи с тем, что операционный усилитель стабилизирует *эмиттерный* ток, а в нагрузку поступает *коллекторный* ток. Если в этой схеме вместо биполярного использовать полевой транзистор, то проблема будет полностью решена, так как затвор полевого транзистора тока не потребляет.

В рассматриваемой схеме выходной ток пропорционален величине, на которую напряжение, приложенное к неинвертирующему входу операционного усилителя, ниже, чем напряжение питания $U_{КК}$; иными словами, напряжение, с помощью которого программируется работа схемы, измеряется относительно напряжения питания $U_{КК}$, и все будет в порядке, если напряжение $U_{вх}$ является фиксированным и формируется с помощью делителя напряжения; если же напряжение на вход должно подаваться от внешнего источника, то возможны неприятности. Этого недостатка лишена вторая схема, в кото-

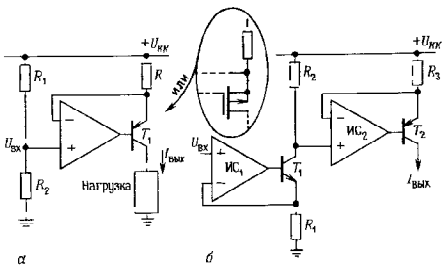


Рис. 4.11. Источники тока с заземленными нагрузками, не требующие плавающего источника питания

рой аналогичный первый источник тока с транзистором $n-p-n$-типа служит для преобразования входного управляющего напряжения (измеряемого относительно земли) во входное напряжение, измеряемое относительно $U_{кк}$, для окопечного источника тока. Операционные усилители и транзисторы недороги, поэтому запомните такой совет: не раздумывая, включайте в схему дополнительные компоненты, если они позволяют улучшить ее работу и упрощают разработку.

Одно существенное замечание, касающееся последней схемы: операционный усилитель должен работать при условии, что напряжение на его входах близко или равно положительному питающему напряжению. Подойдут интегральные операционные усилители типа 307, 355 или OP-41. Альтернативный вариант – использование для питания ОУ отдельного источника напряжения U_+, превышающего напряжение $U_{кк}$.

Упражнение 4.1. Для последней схемы определите выходной ток для заданного входного напряжения $U_{вх}$.

На рис. 4.12 представлен интересный вариант схемы источника тока на основе

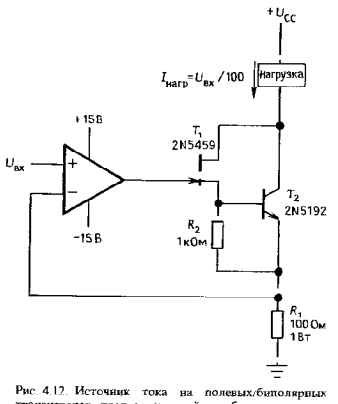


Рис. 4.12. Источник тока на полевых/биполярных транзисторах предназначенный для больших токов.

ОУ и транзисторов. Преимущество этой схемы состоит в том, что базовый ток, приводящий к ошибке в случае использования полевых транзисторов, здесь равен нулю, выходной ток не ограничивается значением $I_{СИ\ (вкл.)}$. В этой схеме (фактически – это не источник, а потребитель тока) транзистор T_2 начинает проводить, когда через транзистор T_1 протекает ток стока величиной приблизительно 0,6 мА. При минимальном значении $I_{СИ}$ для T_1, равном 4 мА, и подходящем значении β для T_2 величина тока, протекающего через нагрузку, может достигать 100 мА и более (для получения бо́льших токов транзистор T_2 можно заменить транзистором Дарлингтона, при этом нужно соответственно уменьшить R_1). В данной схеме были использованы полевые транзисторы с $p-n$-переходом, но еще лучше было бы использовать полевые МОП-транзисторы, так как для ОУ на полевых транзисторах с $p-n$-переходом требуется расщепленный источник питания, обеспечивающий диапазон напряжения на затворе, достаточный для перехода транзистора в режим отсечки. Ничего не стоит с помощью простого мощного полевого МОП-транзистора (МОП-структура с V-образной канавкой) получить ток побольше, однако мощным полевым транзисторам присущи большие межэлектродные емкости, а представленная здесь гибридная схема как раз и позволяет преодолеть связанные с этим проблемы.

Источник тока Хауленда. На рис. 4.13 показан красивый учебный источник тока. Если резисторы подобраны таким образом, что выполняется соотношение $R_3/R_2 = R_4/R_1$, то можно показать что справедливо равенство: $I_н = -U_{вх}/R_2$.

Упражнение 4.2. Покажите, что приведенное в равенство справедливо.

Эта схема всем хороша, кроме одного: резисторы должны быть точно согласованы, иначе источник тока будет далек от совершенства. Но даже при выполнении этого условия определенные ограничения накладывает коэффициент КОСС операционного усилителя. При больших выходных токах резисторы должны быть не

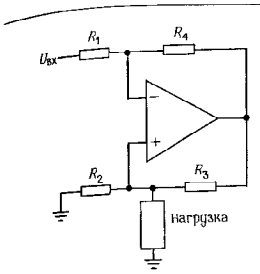


Рис. 4.13. Источник тока Хауленда.

большими, тем самым ограничивается выходной диапазон. Кроме того, на высоких частотах (где, как мы скоро узнаем, усиление в цепи обратной связи невелико) выходной импеданс может существенно уменьшаться – от требуемого бесконечного значения до всего лишь нескольких сотен ом (что соответствует выходному импедансу ОУ с разомкнутой обратной связью). Хоть эта схема и хороша с виду, на практике ее используют редко.

4.08. Основные предостережения по работе с ОУ

1. Правила I и II (сформулированные в разд. 4.03) справедливы для любого операционного усилителя при условии, что он находится в активном режиме, т. е. его входы и выходы не перегружены.

Например, если подать на вход усилителя чересчур большой сигнал, то это приведет к тому, что выходной сигнал будет срезаться вблизи уровня $U_{кк}$ или $U_{ээ}$. В то время когда напряжение на выходе оказывается фиксированным на уровне напряжения среза, напряжение на входах не может не изменяться. Размах напряжения на выходе операционного усилителя не может быть больше диапазона напряжения питания (обычно размах меньше диапазона питания на 2 В, хотя в некоторых ОУ размах выходного напряжения ограничен одним или другим напряжением питания). Аналогичное ограничение накладывается на выходной диапазон устойчивости источника тока на основе операционного усилителя. Например, в источнике тока с плавающей нагрузкой максимальное падение напряжения на нагрузке при «нормальном» направлении тока (направление тока совпадает с направлением приложенного напряжения) составляет $U_{кк}-U_{вх}$, а при обратном направлении тока (нагрузка в таком случае может быть довольно странной, например, она может содержать переполюсованные батареи для получения прямого тока заряда или может быть индуктивной и работать с токами, меняющими направление) – $U_{вх}-U_{ээ}$.

2. Обратная связь должна быть отрицательной. Это означает (помимо всего прочего), что нельзя путать инвертирующий и неинвертирующий входы.

3. В схеме операционного усилителя обязательно должна быть предусмотрена цепь обратной связи по постоянному току, в противном случае операционный усилитель обязательно попадет в режим насыщения.

Например, в неинвертирующем усилителе можно было цепь обратной связи заземлить через конденсатор (для того чтобы сделать коэффициент усиления по постоянному току равным единице, рис. 4.7), но просто подключить его последовательно между инвертирующим и неинвертирующим входами не могли.

4. Многие операционные усилители имеют довольно малое предельно допустимое дифференциальное входное напряжение. Максимальная разность напряжений между инвертирующим и неинвертирующим входами может быть ограничена величиной 5 В для любой полярности напряжения. Если пренебречь этим условием, то возникнут большие входные токи, которые приведут к ухудшению характеристик или даже к разрушению операционного усилителя.

Мы продолжим этот список в разд. 4.11 и в разд. 7.06, когда будем рассматривать построение прецизионных схем.

КАЛЕЙДОСКОП СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Мы предоставляем читателю право самостоятельно проанализировать работу приведенных ниже схем.

4.09. Линейные схемы

Схема с инвертированием по выбору. Схемы, представленные на рис. 4.14, позволяют инвертировать входной сигнал или пропускать его без инвертирования в зависимости от положения переключателя. Положение переключателя определяет также коэффициент усиления по напряжению – он может быть равен или $+1$, или -1.

Упражнение 4.5. Покажите, что схемы, представленные на рис. 4.14, работают так, как сказано выше.

Повторитель со следящей связью. В транзисторных усилителях на величину входного импеданса могут влиять цепи смещения; такая же проблема возникает при использовании ОУ, особенно с межкаскадными связями по переменному току, когда ко входу обязательно должен быть подключен заземленный резистор. Схема со следящей связью, представленная на рис. 4.15, позволяет решить эту проблему. Как и в транзисторной схеме со следящей связью (разд. 2.17), конденсатор емкостью 0,1 мкФ вместе с верхним резистором с сопротивлением 1 МОм образуют для входных сигналов высокоомную входную цепь. Низкочастотный спад усиления для этой схемы начинается на частоте 10 Гц, на более низких частотах на спаде усиления начинает сказываться влияние обоих конденсаторов и ослабление оценивается величиной 12 дБ/октава. Замечание: у вас может появиться искушение уменьшить величину входного конденсатора связи, так как его нагрузка привязана к высокому импедансу. Однако, это может привести к появлению пика в частотной характеристике, как в характеристике схемы активного фильтра (см. разд. 5.06).

Идеальный преобразователь тока в напряжение. Напомним, что простейший преобразователь тока в напряжение – это всего-навсего резистор. Однако у него есть недостаток, который состоит в том, что для источника входного сигнала входное сопротивление такого преобразователя не равно нулю; этот недостаток может оказаться очень серьезным, если устройство, обеспечивающее входной ток, имеет очень малый выходной рабочий диапазон или не может обеспечить постоянство тока при изменении выходного напряжения. Примером может служить диодный фотоэлемент (фотодиод), или солнечная батарея. Небольшой светочувствительностью обладают даже обычные диоды в прозрачных корпусах, которые используются почти в любой схеме (известно немало историй о загадочном поведении схем, которое в конце концов было объяснено этим эффектом). На рис. 4.16 представлена хорошая схема для преобразования тока в напряжение, в которой потенциал входа поддерживается строго равным потенциалу земли. Инвертирующий вход имеет квазинулевой потенциал; это очень хорошо, так как фотодиод может создавать потенциал, равный всего нескольким десятым долям вольта. Представленная схема обеспечивает преобразование тока в напряжение в отношении 1 В на 1 мкА входного тока. (В ОУ с биполярными плоскостными транзисторами на входах иногда между неинвертирующим входом и землей включают резистор; его функции мы определим, когда будем обсуждать недостатки операционных усилителей).

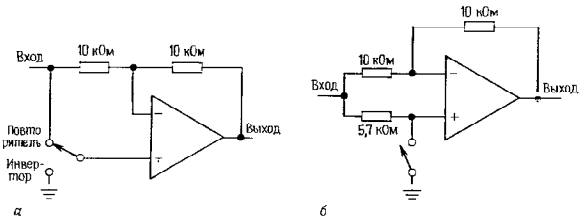


Рис. 4.14.

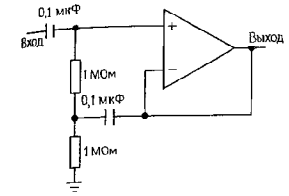


Рис. 4.15.

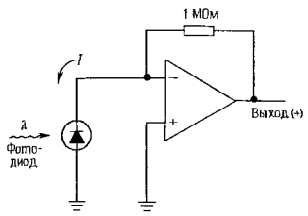


Рис. 4.16.

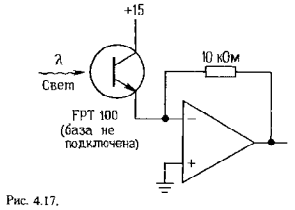


Рис. 4.17.

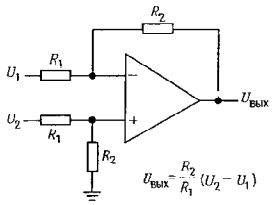


Рис. 4.18. Классический дифференциальный усилитель.

Безусловно, этот преобразователь тока в напряжение можно с таким же успехом использовать с элементами, через которые протекает ток при наличии положительного напряжения возбуждения, например $U_{кк}$. В такую схему часто включают фотоумножители и фототранзисторы (оба элемента под воздействием света начинают потреблять ток от положительного источника питания (рис. 4.17).

Упражнение 4.4. Используя ОУ типа 411 и измерительный прибор на 1 мА (полный размах шкалы), разработайте схему «идеального» измерителя тока (т.е. с нулевым входным импедансом) с полным размахом шкалы, рассчитанным на 5 мА. Разработайте схему так, чтобы входной сигнал никогда не превышал $\pm 150\%$ полного размаха шкалы. Предположите, что диапазон выходного сигнала для ОУ типа 411 составляет ± 13 В (источники питания ± 15 В), а внутреннее сопротивление измерительного прибора равно 500 Ом.

Дифференциальный усилитель. На рис. 4.18 представлена схема дифференциального усилителя, коэффициент усиления которого равен R_2/R_1. В этой схеме, как и в схеме источника тока с согласованными резисторами, для получения высокого значения КОСС необходимо обеспечить точное согласование резисторов. Для этого лучше всего при первом удобном случае создать запас резисторов с сопротивлением 100 кОм и точностью 0,01%. Коэффициент усиления дифференциального усилителя будет равен единице, но этот недостаток легко устранить за счет последующих усилительных каскадов (с несимметричным входом). Более подробно дифференциальные усилители рассмотрены в гл. 7.

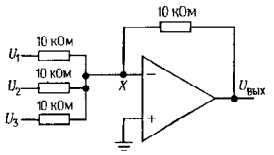


Рис. 4.19.

Суммирующий усилитель. Схема, показанная на рис. 4.19, представляет собой один из вариантов инвертирующего усилителя. Точка X имеет потенциальный нуль, поэтому входной ток равен $U_1/R + U_2/R + U_3/R$, отсюда $U_{вых} = -(U_1 + U_2 + U_3)$. Обратите внимание, что входные сигналы могут быть как положительными, так и отрицательными. Кроме того, входные резисторы не обязательно должны быть одинаковыми; если они неодинаковы, то получим взвешенную сумму. Например, схема может иметь 4 входа, на каждом из которых напряжение равно +1 В или 0 В; входы представляют двоичные значения: 1, 2, 4 и 8. Если использовать резисторы с сопротивлением 10, 5, 2,5 и 1,25 кОм, то снимаемое с выхода напряжение (в вольтах) будет пропорционально двоичному числу, которое задано на входе. Эту схему нетрудно расширить до нескольких цифр. Описанный метод представления чисел лежит в основе цифро-аналогового преобразования, правда, на входе преобразователя обычно используют другую схему (резистивную сетку $R-2R$).

Упражнение 4.5. Постройте схему цифро-аналогового преобразователя на две десятичные цифры, подобрав соответствующим образом входные резисторы для суммирующего усилителя. Цифровой вход должен представлять собой две цифры, каждый вход должен состоять из четырех шин, соответствующих значениям 1, 2, 4 и 8, из которых формируется десятичная цифра. Потенциал входной шины может быть равен потенциалу земли или +1 В, т. е. восемь входных шин соответствуют числам 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40 и 80. В связи с тем, что диапазон выходного сигнала ограничен значениями ±13 В, нужно сделать так, чтобы выходное напряжение (в вольтах) составляло одну десятую часть числа на входе.

Предусилитель для электромагнитного звукоснимателя. Предусилитель для звукоснимателя по стандарту RIAA представляет собой пример усилителя с частотной характеристикой особого вида. При записи звука на пластинку амплитудная характеристика имеет почти плоский вид; с другой стороны, электромагнитный звукосниматель реагирует на скорость движения иглы в бороздке диска, следовательно, усилитель воспроизведения должен иметь подъем частотной характеристики на низких частотах. Такую характеристику обеспечивает схема, показанная на рис. 4.20. График представляет собой частотную характеристику усилителя воспроизведения (построенную относительно значения коэффициента усиления 0 дБ при частоте 1 кГц), точки перегиба графика отмечены в единицах времени. Заземленный конденсатор емкостью 47 мкФ уменьшает коэффициент усиления по постоянному току до единицы, в противном случае он был бы равен 1000; как упоминалось выше, это делается для того, чтобы устранить усиление входного сдвига по постоянному току. Использованная в примере интегральная схема типа LM833 представляет собой сдвоенный ОУ, предназначенный для использования в звуковом диапазоне («золотой» для данного примера является схема типа LM1028, которая в 13 дБ раз тише и в 10 дБ раз дороже, чем схема типа 833!).

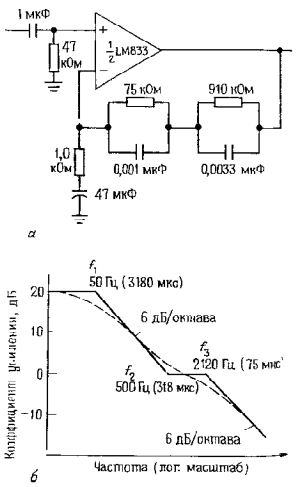


Рис. 4.20. Операционный усилитель в схеме предусилителя звуковых частот для электрофонов с электромагнитной головкой и коррекцией частотной характеристики по стандарту RIAA.

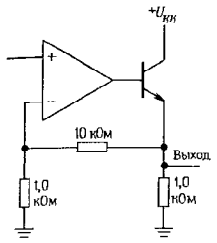


Рис. 4.21.

Усилитель мощности (бустер). Для получения больших выходных токов к выходу ОУ можно подключить мощный транзисторный повторитель (рис. 4.21). В примере использован неинвертирующий усилитель, но повторитель можно подключать к любому операционному усилителю. Обратите внимание, что сигнал обратной связи снимается с эмиттера; следовательно, обратная связь определяет нужное выходное напряжение независимо от падения напряжения $U_{БЭ}$. При использовании этой схемы возникает обычная проблема, связанная с тем, что повторитель может только отдавать ток (для $n-p-n$-транзистора). Как и в случае транзисторного повторителя, проблема решается применением двухтактного варианта схемы (рис. 4.22). В дальнейшем мы покажем, что ограниченная скорость, с которой может изменяться напряжение на выходе (скорость нарастания), накладывает серьезные ограничения на быстродействие усилителя в переходной области и вызывает переходные искажения. Если усилитель будет использоваться в системе с малым быстродействием, то смещать двухтактную пару в состоянии покоя не нужно, так как переходные искажения будут в основном устранены за счет обратной связи. Промышленность выпускает несколько типов интегральных схем усилителей мощности для операционных усилителей, например LT1010, OPA633 и 3553. Эти двухтактные усилители с единичным коэффициентом усиления работают на частотах до 100 МГц и выше, их выходной ток равен 200 мА. Их смело можно охватывать петлей обратной связи (см. табл. 7.4).

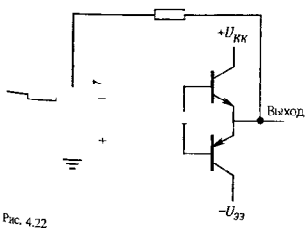


Рис. 4.22.

Источник питания. Операционный усилитель может работать как усилитель в стабилизаторе напряжения с обратной связью (рис. 4.23). Операционный усилитель сравнивает выходное напряжение с эталонным напряжением стабилитрона и соответственно управляет составным транзистором Дарлингтона, выполняющим функции «проходного транзистора». Эта схема обеспечивает стабилизированное напряжение 10 В при протекании через нагрузку тока до 1 А. Некоторые замечания по этой схеме:

1. Делитель, с которого снимается выходное напряжение, может быть выполнен в виде потенциометра тогда выходное напряжение можно будет регулировать.
2. Для ослабления пульсаций на зенеровском диоде (стабилитроне) резистор с сопротивлением 10 кОм полезно заменить источником тока. Другой вариант состоит в том, чтобы смещение зенеровского диода задавать от выходного сигнала; в этом

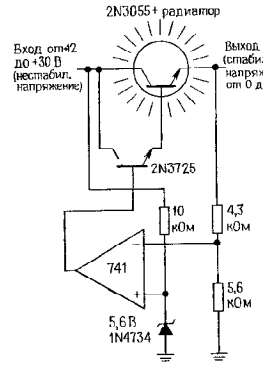


Рис. 4.23.

случае вы с пользой применяете стабилизатор, который построили. Замечание: если вы захотите воспользоваться этим трюком, то внимательно проанализируйте вашу схему и убедитесь в том, что она запускается, когда на нее подается питание.

3. Схема, подобная рассмотренной, может быть повреждена при возникновении короткого замыкания на выходе. Это связано с тем, что при этом ОУ стремится обеспечить протекание через составной транзистор очень большого тока. В стабилизированном источнике питания всегда следует предусматривать схему для ограничения «аварийного» тока (более подробно вы познакомитесь с этим вопросом в разд. 6.05).

4. Промышленность выпускает разнообразные стабилизаторы напряжения в интегральном исполнении, начиная от освященных временем интегральных схем типа 723 до недавно появившихся 3-выводных регулируемых стабилизаторов с внутренними средствами ограничения тока и ограничения по перегреву (см. табл. 6.8–6.10). Эти устройства, в которых имеются встроенные температурно-компенсированный источник эталонного напряжения и проходной транзистор, так удобны в работе, что операционные усилители общего назначения теперь почти никогда не используются в стабилизаторах напряжения. Исключением являются случаи, когда стабильное напряжение нужно сформировать внутри схемы, уже имеющей стабилизированный источник напряжения.

В гл. 6 мы подробно поговорим о стабилизаторах напряжения и источниках питания и рассмотрим специальные интегральные схемы, предназначенные для использования в качестве стабилизаторов напряжения.

4.10. Нелинейные схемы

Усилитель с переключением мощности. В тех случаях, когда нагрузка может переключаться, т.е. может быть либо подключена, либо отключена, к операционному усилителю можно подключить транзистор, который работает как переключатель. На рис. 4.24 показано, как это можно сделать. Обратите внимание на диод, который предотвращает пробой перехода база–эмиттер (на выходе ОУ легко может возникнуть отрицательное напряжение, превышающее -5 В). Для некритичных условий подойдет мощный транзистор типа 2N3055. Если ток в схеме может превышать 1 А, то рекомендуем использовать составной транзистор Дарлингтона (или мощный полевой МОП-транзистор).

Активный выпрямитель. Если амплитуда сигналов меньше, чем падение напряжения на диоде, то выпрямлять такие сигналы с помощью диодно-резистивной схемы нельзя. Как правило, для выпрямления таких сигналов прибегают к помощи ОУ и помещают диод в цепь обратной связи (рис. 4.25). Для положительного напряжения $U_{вх}$ диод обеспечивает отрицательную обратную связь; выходной сигнал за счет диода повторяет сигнал на входе, причем исключается влияние падения напряжения $U_{БЭ}$. При отрицательном напряжении $U_{вх}$ операционный усилитель переходит в режим насыщения и напряжение $U_{вых}$ становится равным потенциалу земли. Для получения меньшего выходного импеданса (при нуле на выходе) можно взять резистор R с меньшим сопротивлением, но это ведет к увеличению выходного тока операционного усилителя. Лучше всего использовать на выходе схемы повторитель на ОУ так, как показано на рис. 4.25, при этом выходное сопротивление будет очень небольшим независимо от величины сопротивления R.

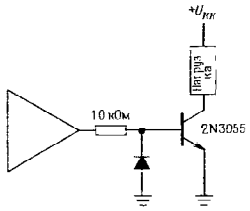


Рис. 4.24.

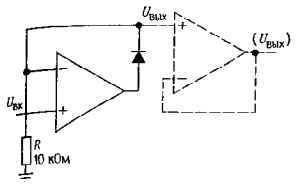


Рис. 4.25. Простейший активный выпрямитель.



Рис. 4.26. Проявление эффекта конечной скорости нарастания в простейшем активном выпрямителе.

Представленная схема обладает недостатком, который сказывается при работе с быстро изменяющимися сигналами. Выходной сигнал операционного усилителя не может изменяться бесконечно быстро, в связи с этим восстановление при переходе из режима насыщения в активный режим (выходной сигнал проходит через нуль в направлении снизу вверх) занимает некоторое время, в течение которого состояние выхода является неправильным. Это явление иллюстрируется графиком на рис. 4.26. Выходной сигнал (жирная линия) в точности представляет собой выпрямленный входной сигнал (тонкая линия), за исключением короткого интервала времени после увеличения входного напряжения относительно 0 В. На этом интервале операционный усилитель стремительно выходит из режима насыщения, при котором напряжение на его выходе было равно $-U_{ээ}$, поэтому напряжение на выходе схемы равно потенциалу земли. Для операционного усилителя общего назначения типа 411 *скорость нарастания* (максимальная скорость изменения выходного сигнала) составляет 15 В/мкс; следовательно, восстановление при переходе из режима насыщения в активный режим занимает приблизительно 1 мкс – это может привести к серьезным выходным ошибкам для быстрых сигналов. Положение дел можно исправить, если воспользоваться модификацией рассмотренной схемы (рис. 4.27).

Благодаря диоду $Д_1$ с отрицательными входными сигналами схема работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Для положительных входных сигналов диод $Д_2$ ограничивает выходное напряжение первого ОУ по уровню, кото-

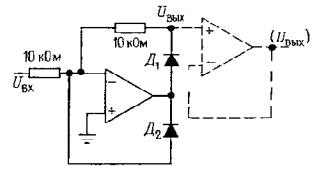


Рис. 4.27. Улучшенный активный выпрямитель.

рый ниже потенциала земли на величину падения напряжения на диоде, и так как диод $Д_1$ смещен в обратном направлении, то $U_{вых}$ равно потенциалу земли. Эта схема дает лучший результат, так как при переходе входного сигнала через нуль напряжение на выходе изменяется всего лишь на удвоенную величину падения напряжения на диоде. В связи с тем что напряжение на выходе операционного усилителя должно измениться только на 1,2 В, вместо того чтобы изменяться на величину $U_{оо}$, динамическая ошибка при переходе через нуль уменьшается более чем в 10 раз. Кстати говоря, этот выпрямитель является инвертирующим. Если же выходной сигнал должен быть неинвертированным, то к выходу нужно подключить инвертор с единичным коэффициентом усиления.

Характеристики приведенных здесь схем будут лучше, если использовать в них операционные усилители с большой скоростью нарастания. Скорость нарастания влияет на характеристики простых усилителей напряжения. Здесь стоит остановиться и рассмотреть, чем реальные ОУ отличаются от идеальных, так как это различие влияет, как мы уже упоминали выше, на разработку схем с операционными усилителями. Если вы будете знать, в чем состоят недостатки операционных усилителей и как они влияют на разработку схем и на их характеристики, то это поможет вам правильно выбирать ОУ и эффективно разрабатывать схемы на их основе.

ПОДРОБНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

На рис. 4.28 показана схема широко распространенного интегрального ОУ типа 411. Эта схема относительно незамысловата, если рассматривать ее с точки зрения транзисторных схем, которым была

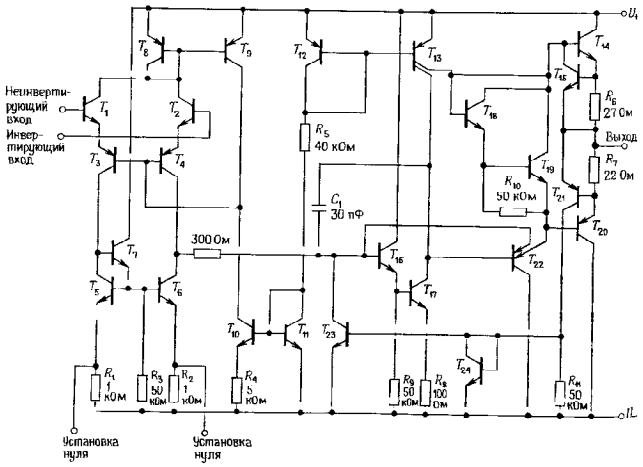


Рис. 4.28. Принципиальная схема наиболее широко используемого ОУ типа 741 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

посвящена предыдущая глава. Она имеет дифференциальный входной каскад с нагрузкой в виде токового зеркала, далее подключен каскад с общим эмиттером на транзисторах $n-p-n$-типа (который также имеет активную нагрузку), обеспечивающий большую часть усиления по напряжению. К эмиттерному повторителю $p-n-p$-типа подключен выходной каскад, представляющий собой двухтактный эмиттерный повторитель, в состав которого входит схема ограничения тока. Эта схема является типичной для многих ОУ, выпускаемых промышленностью в настоящее время. Для многих задач характеристики таких ОУ близки к идеальным. А сейчас мы рассмотрим, в какой степени реальные ОУ отличаются от идеальных, как это учесть при разработке схем и что делать с этими отличиями.

4.11. Отличие характеристик идеального ОУ от реального

Идеальный операционный усилитель имеет следующие характеристики:

1. Входной импеданс (и для дифференциального, и для синфазного сигнала) равен бесконечности, а входные токи – нулю.
2. Выходной импеданс (при разомкнутой ОС) равен нулю.
3. Коэффициент усиления по напряжению равен бесконечности.
4. Коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.
5. Выходное напряжение равно нулю, когда напряжение на обоих входах одинаково (напряжение сдвига равно нулю).
6. Выходное напряжение может изменяться мгновенно (бесконечная скорость нарастания).

Перечисленные характеристики не зависят от температуры и изменений напряжения питания.

Отличие характеристик реальных операционных усилителей от идеальных состоит в следующем (типичные значения приведены в табл. 4.1).

Входной ток. Небольшой ток, называемый входным током смещения, $I_{см}$, втекает во входные зажимы (или вытекает, в зависимости от типа ОУ). Этот ток равен половине суммы входных токов, измеренных при соединении входов между собой (два входных тока примерно равны между собой и представляют собой просто базовые токи входных транзисторов). Для операционного усилителя типа 411, на входе которого используются полевые транзисторы с $p-n$-переходом, типичным значением тока смещения является 50 пА при комнатной температуре (и 2 нА при температуре 70°С). В то же время для операционного усилителя со входами на биполярных транзисторах, например типа OP-27, типичным значением тока смещения является 15 нА с небольшими колебаниями в зависимости от температуры. По грубой оценке для операционных усилителей со входами на биполярных транзисторах тока смещения оцениваются десятыми долями наноампер, а для операционных усилителей со входами на полевых транзисторах – десятыми долями пикоампер (т. е. в 1000 раз меньше). В общем, если вы имеете дело с операционным усилителем на полевых транзисторах, можете пренебречь входным током, с операционным усилителем на биполярных транзисторах так поступать нельзя.

Роль входного тока смещения состоит в том, что он создает падение напряжения на резисторах цепей обратной связи и смещения, а также на сопротивлении источника сигнала. От того, насколько малы сопротивления этих резисторов, зависит влияние этого тока на параметры вашей схемы по постоянному току и отклонения выходного напряжения. Характер этой зависимости скоро станет вам ясен.

Промышленность выпускает операционные усилители с входными токами смещения порядка наноампер и ниже для схем со входами на биполярных транзисторах и порядка нескольких пикоампер (10^{-6} мкА) для схем со входами на полевых транзисторах. Самые малые токи смещения имеют схема с транзисторами Дарлингтона со сверхбольшим значением коэффициента β типа LM11 (максимальный входной ток равен 50 пА), схема типа AD549 (входной ток равен 0,06 пА) и схе-

Таблица 4.1. Операционные усилители

Тип	Фирма-изготовитель [а]	Количество ОУ в одном корпусе [б] 1	2	4	Регулировка	Внешняя компенсация [а]	Минимальный коэфф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение: Сдвиг, мВ тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С тип.	макс.	Ток: Смещение, нА макс.	Сдвиг, нА макс.	$e_{ш}$ при 1 кГц тип., $\frac{нВ}{\sqrt{Гц}}$	Скорость нарастания тип. [в], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В [е]	Равен ли размах напряжению пит. [ж] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
Биполярные, прецизионные																													
OP-07A	PM	*	V	—	*	—	1	6	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	2	2	9,6	0,17	0,6	110	100	110	10	30 [з]	—	—	—	—	
OP-07E	PM	*	V	—	*	—	1	6	44	4	0,03	0,08	0,3	1,3	4	3,8	9,6	0,17	0,6	106	94	106	10	30 [з]	—	—	—	—	
OP-21A	PM	*	V	V	*	—	1	5	36	0,3	0,04	0,1	0,5	1	100	4	21	0,25	0,6	100	104	120	—	30 [з]	—	—	—	—	Маломощный
OP-27E	PM	*	V	V	*	—	1	8	44	5	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0	2,8	8	114	100	120	20	0,5	—	—	—	—	С низким уровнем шума
OP-27G	PM	*	V	V	*	—	1	8	44	6	0,03	0,1	0,4	1,8	80	75	3,2	2,8	8	100	94	117	20	0,5	—	—	—	—	Дешевая серия
OP-37E	PM	*	V	—	*	—	5	8	44	5	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0	17	63	114	100	120	20	0,5	—	—	—	—	С низким уровнем шума, подкорректированный OP-27
OP-50E	PM	*	—	—	*	*	5	10	36	4	0,01	0,025	0,15	0,3	5	1	4,5	3	25	126	140	140	70	10 [з]	—	—	—	—	Большой ток, низкий уровень шума
OP-77E	PM	*	V	V	*	—	1	6	44	2	0,01	0,025	0,1	0,3	2	1,5	9,6	0,3	0,6	120	110	134	12	30 [з]	—	—	—	—	Улучшенный вариант OP-07
OP-90E	PM	*	V	V	*	—	1	1,6	36	0,02	0,05	0,15	0,3	2	15	3	60	0,01	0,02	100	104	117	6	36	—	+	—	+	Микромощный
OP-97E	PM	*	—	—	*	—	1	4,5	40	0,6	0,01	0,025	0,2	0,6	0,1	0,1	14	0,2	0,9	114	114	110	10	0,5	—	—	—	—	Маломощный OP-77
MAX400M	MA	*	—	—	*	—	1	6	44	4	0,004	0,01	0,2	0,3	2	2	9,6	0,3	0,6	114	100	114	12	30	—	—	—	—	Самое низкое непрерывное значение $U_{ош}$
LM607A	NS	*	—	—	*	*	1	6	44	1,5	0,015	0,025	0,2	0,3	2	2	6,5	0,7	1,8	124	100	134	10	0,5	—	—	—	—	
AD707C	AD	*	V	—	*	—	1	6	36	3	0,005	0,015	0,03	0,1	1	1	9,6	0,3	0,9	130	120	138	12	44	—	—	—	—	Улучшенный OP-07; сдвоенный = 708
AD846B	AD	*	—	—	—	*	2	10	36	6,5	0,025	0,075	0,8	3,5	250	(л)	2	450	310	110	110	—	50	18	—	—	—	—	Обратная связь по току; быстродействующий
LT1001A	LT	*	V	—	*	—	1	6	44	3,3	0,01	0,025	0,2	0,6	4	4	9,6	0,25	0,8	114	110	113	30	30	—	—	—	—	
LT1007A	LT	*	—	—	*	—	1	5	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	35	30	2,5	2,5	8	117	110	137	20	0,5	—	—	—	—	Низкий уровень шума, OP-27
LT1012C	LT+	*	V	—	*	*	1	4	40	0,6	0,01	0,05	0,2	1,5	0,15	0,15	14	0,2	0,8	110	110	106	12	1	—	—	—	—	Улучшенный вариант 312; сдвоенный = 1024
LT1028A	LT	*	—	—	*	*	1	8	44	9,5	0,01	0,04	0,2	0,8	90	50	0,9	15	75	114	117	137	20	1	—	—	—	—	Очень низкий уровень шума
LT1037A	LT	*	—	—	*	—	5	5	44	4,5	0,01	0,025	0,2	0,6	35	30	2,5	15	60	117	110	137	20	0,5	—	—	—	—	Подкорректированный вариант 1007, OP-37
RC4077A	RA	*	—	—	*	—	1	6	44	1,7	0,004	0,01	0,1	0,3	2	1,5	9,6	0,25	0,8	120	110	128	15	30	—	—	—	—	Самое низкое непрерывное значение $U_{ош}$
HA5134A	HA	—	—	*	—	—	1	10	40	8	0,05	0,1	0,3	1,2	25	25	7	1	4	94	100	108	20	40	—	—	—	—	Четыре ОУ в одном корпусе, низкий уровень шума
HA5135	HA	*	—	—	*	—	1	8	40	1,7	0,01	0,08	0,4	1,3	4	4	9	0,8	2,5	106	94	120	20	15 [з]	—	—	—	—	
HA5147A	HA	*	—	—	*	—	10	8	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0	35	140	114	80	120	15	0,5	—	—	—	—	С низким уровнем шума, быстродействующий, некорректированный
Биполярные, с малым смещением (см. также «Биполярные, прецизионные»)																													
OP-08F	PM	*	—	—	—	*	НК	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	2	0,2	20	0,12	0,8	104	104	98	5	0,5	—	—	—	—	Прецизионный 308
LM10	NS+	*	—	—	*	—	1	1	45	0,4	0,3	2	2	—	20	0,7	47	0,12	0,1	93	90	102	20	40	—	—	+	+	«Одновольтный ОУ», прецизионный, может работать в цепях опорного напряжения
LM11	NS+	*	—	—	*	*	1	5	40	0,6	0,1	0,3	1	3	50пА	10пА	150	0,3	0,5	110	100	100	2	0,5	—	—	—	—	Прецизионный; самое малое смещение среди биполярных ОУ
OP-12E	PM+	*	—		—	—	1	10	40	0,5	0,07	0,15	0,5	2,5	2	0,2	20	0,12	0,8	104	104	98	5	0,5			—	—	Прецизионный 312
LM308	NS+	*	V	—	—	*	НК	10	36	0,8	2	7,5	6	30	—	—	35	0,15	0,3	80	80	88	5	0,5	—	—	—	—	Оригинальный малым смещением (со сверхвысоким значением коэффициента β)

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель[а]	Количество ОУ в одном корпусе[б] 1	2	4	Регулировка	Внешняя компенсация[в]	Минимальный коэфф. усиления[г]	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток (макс.) мА	Напряжение: Сдвиг, мВ тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С тип.	макс.	Ток: Смещение, нА макс.	Сдвиг, пА макс.	$e_{ш}$ при 1 кГц тип., нВ·$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж]: Вход U_+	U_-	Выход U_+	U_-	Примечания
LM312	NS+	*	–	–	*	*	1	10	40	0,8	2	7,5	6	30	7	1	35	0,15	0,3	80	96	88	5	0,5	–	–	–	–	Скорректированный вариант 308
LP324	NS	–	–	*	–	–	1	4	32	0,25	2	4	10	–	10	2	–	0,05	0,1	80	90[ф]	94	5	32	–	+	–	+	Маломощный, с одним источником питания
Биполярные, с одним источником питания																													
324A	NS+	V	V	*	–	–	1	3	32	3	2	3	7	30	100	30	–	0,5	1	65	65	88	20	30	–	+	–	+	Классический ОУ; сдвоенный вариант 358A
LP324	NS	–	–	*	–	–	1	4	32	0,25	2	4	10	–	10	2	–	0,05	0,1	80	90[ф]	94	5	32	–	+	–	+	Маломощный, с малым смещением
LT1013C	LT		*	V	–	–	1	4	44	1	0.06	0,3	0.4	2,5	50	2	22	0,4	0,8	97	100	122	25	30	–	+	–	+	Улучшенный вариант 358/324; учетверенный = 1014
HA5141A	HA	*	V	V	–	–	1	2	40	0.07	0,5	2	3	–	75	10	20	1,5	0,4	80	94	94	1	7	–	+	–	+	Микромощный
Биполярные, с одним источником питания, прецизионные																													
LT1006A	LT	*	–	–	*	–	1	2,7	44	0,5	0,02	0,05	0,2	1,3	15	0,5	22	0,4	1	100	106	120	20	30	–	+	–	+	Дополнительно $I_п$ = 90 мкА
LT1013A	LT	–	*	V	–	–	1	4	44	1	0,04	0,15	0,4	2	35	1,3	22	0,4	0,6	100	103	124	25	30	–	+	–	+	Улучшенный вариант 358/324; учетверенный = 1014
Биполярные, быстродействующие																													
OP-62E	PM	*	–	–	*	*	1	16	36	7	–	0,2	–	–	300	100	2,5	15	50	110	105	111	20	5	–	–	–	–	Прецизионный
OP-63E	PM	*	–	–	*	*	1	16	36	7	–	0,75	–	–	300	100	7	50	50	110	105	100	20	5	–	–	–	–	
OP-64E	PM	*	–	–	*	*	5	16	36	7	–	0,75	–	–	300	100	7	200	200	110	105	100	20	5	–	–	–	–	
OP-65E	PM	*	–	–	*	–	1	9	14	25	–	2	–	–	3 мкА	1 мкА	–	200	150	85	90	100	50	5	–	–	–	–	
CLC400	CL	*	–	–	*	–	1	–	7	15	2	5,5	20	40	25 мкА	[а]	12	700	280	40	40	–	50	–	–	–	–	–	Преобразователь тока в напряжение: подкорректированный = 401
AD509K	AD	*	–	–	*	*	3	10	40	6	4	8	–	40	200	25	19	120	20	80	80	80	–	15	–	–	–	–	Быстродействующий
SL541B	PL	*	–	–	*	–	10	–	24	21	–	5	15	–	25 мкА	10	–	175	100	60	46	46	6,5	9	–	–	–	–	Быстродействующий, видеоусилитель
VA705L	VT	*	V	V	*	–	1	8	12	10	1	2	20	–	900	25	–	35	25	60	60	80	50	9	–	–	–	–	Видеоусилитель, управляет нагрузкой 50 Ом; с быстрым установлением
VA706K	VT	*	V	V	*	–	1	8	12	10	4	10	20	–	1 мкА	120	–	42	25	60	60	66	50	9	–	–	–	–	Видеоусилитель, управляет нагрузкой 500 Ом, с быстрым установлением
VA707K	VT	*	V	V	*	–	12	8	12	10	3	6	20	–	1 мкА	120	–	105	300	60	60	74	50	9	–			–	Подкорректированный, быстродействующий, 50 Ом
LM837	NS	–	–	*	–	–	1	8	36	15	0,3	5	2	–	1 мкА	200	4,5	10	25	80	120	90	40	30	–	–	–	–	С низким уровнем шума, с небольшим искажением
AD840K	AD	*	–	–	*	–	10	10	36	12	0,1	0,3	3	–	5 мкА	200	4	400	400	100	94	104	50	6	–	–	–	–	Подкорректированный ОУ типа 841; для 842 коэфф. усиления > 2
AD841K	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	12	0,5	1	35	20	5 мкА	200	13	300	40	90	90	88	50	6	–	–	–	–	С быстрым установлением, имеются подкорректированные версии схемы

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель[a]	Количество ОУ в одном корпусе[б] 1	2	4	Рег. усиления	Внешняя компенсация[в]	Минимальный коэф. усиления[г]	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение: Сдвиг, мВ тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С тип.	макс.	Ток: Смещение, нА макс.	Сдвиг, нА макс.	$e_{вх}$ при 1 кГц тип., $\frac{нВ}{\sqrt{Гц}}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
AD847J	AD	*	–	–	*	–	1	9	36	5,6	0,5	1	15	–	7 мкА	50[ф]	15[з]	300	50	78	75	82	25	6	–	–	–	–	Подкорректированный вариант 847
AD848J	AD	*	–	–	*	–	5	9	36	5,6	0,5	1	2	10	5 мкА	15[ф]	4[з]	300	250	104[ф]	104[ф]	90	25	6	–	–	–	–	Нескорректированный вариант 847
AD849J	AD	*	–	–	*	–	25	9	36	5,6	0,5	1	1	10	5 мкА	15[ф]	4[з]	300	725	110[ф]	100[ф]	80	10	6	–	–	–	–	С низким уровнем шума, подобен ОУ типа 2540
HA2539	HA	*	–	–	–	–	10	10	35	25	8	15	20	–	20 мкА	6 мкА	6	600	600	60	85	45	10	10	–	–	–	–	Имеет буфер с единичным усилением
SL2541B	PL	*	–	–	*	–	1	14	30	25[ф]	10	–	20	–	20 мкА	–	–	900	800	47	40[ф]	80	10	6	–	–	–	–	С быстрым установлением, с небольшим искажением
HA2541	HA	*	–	–	*	–	1	10	35	45	–	2	20	–	35 мкА	7 мкА	10	280	40	70	60	80	100	6	–	–	–	–	С быстрым установлением, подкорректированный
HA2542	HA	*	–	–	*	*	2	10	35	40	–	10	20	–	35 мкА	7 мкА	10	375	120	70	70	70	35	6	–	–	–	–	Видеоусилитель
HA2544	HA	*	–	–	*	*	1	10	33	10	6	15	10	–	15 мкА	2 мкА	–	150	33	75	70	96	75	5	–	–	–	–	Видеоусилитель/линейная управляющая схема
CA3450	RC	*	–	–	*	*	1	10	14	35	8	15	–	–	350	150	–	420	190	50	60	136[ф]	30	7	–	–	–	–	С низким уровнем шума
HA5101	HA	*	V	V	*	–	1	4	40	6	0,5	3	3	–	200	75	3,3	10	10	100[ф]	80	136[ф]	30	7	–	–	–	–	С низким уровнем шума, нескорректированный
HA5111	HA	*	V	V	*	*	10	4	40	6	0,5	3	3	–	200	75	3,3	50	100	100[ф]	100[ф]	120	15	0,7	–	–	–	–	С низким уровнем шума, прецизионный, нескорректированный
HA5147A	HA	*	–	–	*	–	10	8	44	4	0,01	0,025	0,2	0,6	40	35	3,0	35	140	114	80	80	25	6	–	–	–	–	Улучшенный вариант схемы EL2195 фирмы Elantec
HA5195	HA	*		–		–	5	20	35	25	3	6	20	–	15 мкА	4 мкА	6	200	150	74	70	52	30	8	–	–	–	–	С вертикальной $p-n-p$-структурой
LM6361	NS	*	–	–	*	–	1	5	36	6,5	5	20	10	–	5 мкА	2 мкА	15	300	50	70	72	66[ф]	30	8	–	–	–	–	С вертикальной $p-n-p$-структурой
LM6364	NS	*	–	–	*	–	5	5	36	6,5	2	9	6	–	5 мкА	2 мкА	8	300	160	102[ф]	70	75	30	8	–	–	–	–	С вертикальной $p-n-p$-структурой
LM6365	NS	*	–	–	*	–	25	5	36	6,8	1	6	3	–	5 мкА	2 мкА	5												
Биполярные, прочие																													
OP-20B	PM	*	V	V	*	–	1	4	36	0,08	0,06	0,25	0,75	1,5	25	1,5	58	0,05	0,1	96	100	114	0,5	30	–	+	–	–	Небольшая мощность, точное значение
LM833	NS	–	*	–	–			10	36	8	0,3	5	2	–	1 мкА	200	4,5	–	15	80	80	90	10	30	–	–	–	–	Низкий уровень шума, небольшое искажение
CA3193A	RC	*	–		*	–		7	36	3,5	0,14	0,2		3	20	5	24	0,25	1,2	110	100	110	7	5	–	–	–	–	
XR4560	XR	–	*	–		–		8	36	2	0,5	6	–	–	500	200	8	4	10	70	76	86	100	30	–	–	–	–	Предназначен для использования в качестве усилителя звуковых частот
HA5151	HA	*	V	V		–	1	2	40	0,25	2	3	3	–	150	30	15	4,5	1,3	80	80	94	3	7		–	–	–	Небольшая мощность
NE5534	SN	*	V	–	*	*	3	6	44	8	0,5	4	–	–	2 мкА	300	4	6	10	70	80	88	20	0,5	–	–	–	–	Низкий уровень шума, предназначен для использования в качестве усилителя звуковых частот
MC33078	MO	–	*	V	–			10	36	5	0,15	2	2	–	750	150	4,5	1,3	16	80	80	90	20	36	–	–	–	–	Низкий уровень шума, небольшое искажение
MC33171	MO	*	V	V	*	–	1	3	44	0,25	2	4,5	10	–	100	20	32	2,1	1,8	80	80	94	4	44		+	–		
MC34071A	MO	*	V	V	*	–	1	3	44	2,5	0,5	1,5	10	–	500	50	32	10	4,5	80	80	94	25	44	–	+	–	–	Управляет конденсатором 0,01 мкФ

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель[а]	Количество ОУ в одном корпусе[б] 1	2	4	Регулировка	Внешняя компенсация[в]	Минимальный коэфф. усиления[г]	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение: Сдвиг, мВ тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С тип.	макс.	Ток: Смещение, нА макс.	Сдвиг, нА макс.	$e_{ш}$ при 1 кГц тип., нВ/$\sqrt{Гц}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ед}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж] Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
Биполярные, выходящие из употребления																													
OP-01E	PM	*	–	–	*	–	1	10	44	3	1	2	3	10	50	5	–	18	2,5	80	80	94	6	30	–	–	–	–	Быстродействующий, прецизионный
OP-02E	PM	*	V	–	*	–	1	10	44	2	0,3	0,5	2	8	30	2	21	0,5	1,3	90	90	100	6	30	–	–	–	–	Прецизионный, небольшой ток
OP-05E	PM+	*	V	–	*	–	1	6	44	4	0,2	0,5	0,7	2	4	3,8	9,6	0,17	0,67	110	94	106	10	30[з]	–	–	–	–	
OP-11E	PM	–	–	*	–	–	1	10	44	6	0,3	0,5	2	10	300	20	12	1	2	110	90	100	6	30	–	–	–	–	Прецизионный, счетверенный
307	NS+	*	–	–	–	–	1	10	44	2,5	2	7,5	6	30	250	50	16	0,5	1	70	70	84	10	30	+	–	–	–	Классический ОУ, нескорректированный вариант ОУ типа 301
LM318	NS+	*	–	–	*	*	1	10	40	10	4	10	–	–	500	200	14	70	15	70	65	86	10	0,5	–	–	–	–	В свое время был популярен
348	NS	–	–	+			5	10	36	4,5	1	6	–	–	200	50	60	2	4	70	77	88	15	36	–	–	–	–	Подкорректированный вариант ОУ типа 348 (счетверенный ОУ типа 741)
AD517L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	3	–	0,025	–	0,5	1	0,25	20	0,1	0,25	110	96	120	10	30	–	–	–	–	
AD518J	AD	*	–	–	*	*	1	10	40	10	4	10	10	–	500	200	–	70	12	70	65	88	15	–	–	–	–	–	
NE530	SN	*	V	–	*	–	1	10	36	3	2	5	6	–	150	40	30	35	3	70	76	94	10	30	+	–	–	–	Быстродействующий; сдвоенный вариант ОУ типа 5530
NE531	SN	*	–	–	*	*	НК	12	44	10	2	6	–	–	2 мкА	200		35	1	70	76	86	–	15	+	–	–	–	
NE538	SN	*	M	–	*		5	10	36	2,8	2	5	6	–	150	40	18	60	5	70	76	94	10	30	+	–	–	–	Быстродействующий, сдвоенный вариант ОУ типа 5538
μA725	FA+	*	–	–	*	*	НК	6	44	3	0,5	1	2	5	100	20	–	0,005	0,08	110	100	108	15	5	–	–	–	–	Оригинальный прецизионный ОУ
μA739	FA	–	*	–	–	*	НК	8	36	14	1	6	–		2 мкА	10 мкА	–	1	6	70	85[ф]	76	1,5	5	–	–	–	+	Подобен ОУ типа 739
741C	FA+	*	V	V	*	–	1	10	36	2,8	2	6	–	–	500	200	–	0,5	1,2	70	76	86	20	30	–	–	–	–	Старая классическая схема ОУ; сдвоенный вариант ОУ типа 1458, счетверенный вариант ОУ типа 348
748C	FA+	*	–	–	*	*	НК	10	36	3,3	2	6	–	–	500	200	–	0,5	1,2	70	76	94	15	30	–	–	–	–	Нескорректированный вариант ОУ типа 741
μA749	FA	–	*	–	–	*	НК	8	36	10	1	3	3	–	750	400	–	2	6	70	74	86	1,5	5	–	–	–	+	Подобен ОУ типа 739
1435	TP	*	–	–	*	*	10	24	32	30	2	5	5	25	20 мкА	–	–	300	1 ГГц	80	75[ф]	80	10	2	–	–	–	–	С быстрым установлением
1456	MO	*			*			10	36	3	5	10	–		30	10	45	2,5	1	70	74	97	5	40	–	–	–	–	
HA7505	HA	*	–	–	*	*		20	40	6	4	8	20	–	250	50	–	30	12	74	74	84	10	15	–	–	–	–	
HA2515	HA	*	–	–	*	*	.	20	40	6	5	10	30		250	50	–	60	12	74	74	78	10	15	–	–	–	–	
HA2525	HA	*	–	–	*	*	3	20	40	6	5	10	30		250	50	–	120	20	74	74	78	10	15	–	–	–	–	
HA2605	HA	*		–	*	*	1	10	45	4	3	5	10		25	25	–	7	12	74	74	98	10	12	–	–	–	–	
HA2625	HA	*	–	–	*	*	5	10	45	4	3	5	10	–	25	25	–	35	100	74	74	98	10	12	–	–	–	–	
CA3100	RC	*	–	–	*	*	10	13	36	11	1	5		–	2 мкА	400	–	25	30	76	60	58	15	12	–	–	–	–	
4558	RA+	–	*	–	–	–	1	8	36	5,6	2	6	–	–	500	200	42	1	2,5	70	74	86	15	30	–	–	–	–	Быстродействующий вариант ОУ типа 1458
NE5535	SN	V	*	–	*	–	.	10	36	2,8	2	5	6	–	150	40	17	15	1	70	76	94	10	30	-	-			Быстродействующий ОУ
5539	SI+	*	–	–	–	*	–	6	24	15	2,5	5	5	10	20 мкА	–	4	600	1200	70	66	46	40	10	–	–	–	–	Небольшой выходной размах

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель[а]	Количество ОУ в одном корпусе[б] 1	2	4	Регулировка	Внешняя компенсация[в]	Минимальный коэф. усиления[г]	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение: Сдвиг, мВ тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С тип.	макс.	Ток: Смещение, нА макс.	Сдвиг, нА макс.	e_n при 1 кГц тип., — нВ/√Гц	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж] Вход U_+ U_-	Выход U_+ U_-	Примечания
Полевые с $p-n$-переходом, прецизионные																											
OP-414E	PM	*	–	–	*	–	1	10	36	1	0,2	0,25	2,5	5	0,005	0,001	32	1,3	0,5	100	92	120	15	20	+	–	–	– Небольшое смещение, небольшое искажение, медленнее, чем OP-43
OP-43E	PM	*	–	–	*	–	1	10	36	1	0,2	0,25	2,5	5	0,005	0,001	32	6	2,4	100	92	120	15	20	+	–	–	– Небольшое смещение, небольшое искажение, OP-41 стабильней
OPA101B	BB	*	–	–	*	–	1	10	40	8	0,05	0,25	3	5	0,01	4 пА	8	7	20	80	86	96	45	20	–	–	–	– Низкий уровень шума, подкорректированный вариант ОУ типа OPA102
OPA111B	BB	*	V	–	*	–	1	10	36	3,5	0,05	0,25	0,3	1	1 пА	0,7 пА[ф]	7	2	2	100	100	120	10	36	–	–	–	– Низкий уровень шума, небольшое смещение
AD547L	AD	*	V	–	*	–	1	5	36	1,5	–	0,25	–	1	0,025	2 пА[ф]	30	3	1	80	80	108	20	20	–	–	–	– Сдвоенный вариант ОУ типа AD642, 647
AD548C	AD	*	V	–	*	–	1	9	36	0,2	0,1	0,25	–,5	2	0,01	0,05	30	1,8	1	86	86	110	20	20	–	–	–	– Улучшенный вариант ОУ типа LF411, сдвоенный вариант ОУ типа AD648
OPA627B	BB	*	–	–	*	–	1	9	36	8	0,04	0,1	0,5	0,8	0,02	0,02	5,2	55	16	106	106	110	30	–	–	–	–	– Быстродействующий
AD711C	AD	*	V	V	*	–	1	9	36	2,8	0,1	0,25	2	3	0,025	0,01	18	20	4	86	86	106	20	20	–	–	–	– Улучшенный вариант схемы типа LF411/2
AD845K	AD	*	–	–	*	–	1	9,5	36	12	0,1	0,25	1,5	5	1	0,1	25	100	16	94	95	108	30	36	–	–	–	– Быстродействующий
LT1055A	LT	*	–	–	*	–	1	10	40	4	0,05	0,15	1,2	4	0,05	0,01	14	13	5	86	90	104	30	40	–	–	–	– LT1056 на 20% быстрее
HA5170	HA	*	–	–	*	–	1	9	44	2,5	0,1	0,3	2	5	0,1	0,06	10	8	8	90	74	110	10	30	+	–	–	– Низкий уровень шума
Полевые с $p-n$-переходом, быстродействующие																											
OP-42E	PM	*	–	–	*		1	15	40	6,5	0,3	0,75	4	10	0,2	0,04	13	58	10	88	86	114	25	40	–	–	–	– Небольшое значение $Z_{вых}$
OP-44F	PM	*	–	–	*	–	3	16	40	6	0,03	0,75	4	10	0,2	40 пА	13	120	16	88	90	114	15	40	–	–	–	–
357B	NS+	*	–	–	*	–	5	10	36	7	3	5	5	–	100 пА	0,02	12	50	20	85	85	94	20	30	+	–	–	– Подкорректированный ОУ типа 356
AD380K	AD	*	–	–	*	*	НК	12	40	15	–	1	–	10	0,1	5 пА	15	330	300	60	60	92	60	20	–	–	–	– Гибридный; быстродействующий, 50 Ом
LF401A	NS	*	–	–	*	*	1	15	36	12	–	0,2	–	–	0,2	0,1	23	30	16	90	80	100	50	32	–	–	–	– Точный
OPA404B	BB	–	–	*	–	–	1	10	36	10	0,26	0,75	3	–	0,004	4 пА	15	35	6,4	92	86	92	10	36	–	–	–	– Точный, счетверенный
LF457B	NS	*	–	–	*	–	5	10	36	10	0,18	0,4	3	4	50 пА	20 пА	10	50	20	86	86	106	100[ц,ч]	40	+	–	–	– Низкий уровень шума, управляет конденсатором 0,01 мкФ
OPA602C	BB	*	–		*			10	36	4	0,1	0,25		2	1 пА	1 пА	13	35	6,5	92	86	92	20	36	–	–	–	– Небольшое смещение, быстрое установление
OPA605K	BB	*	–	–	*	*	50	10	40	9	0,25	0,5	–	5	0,035	2 пА[ф]	20	94	20	80	74	104[ф]	30	20	–	–	–	– Нескорректированный
OPA606L	BB	*		–	*		'	10	36	9,5	0,1	0,5	3	5	0,01	5 пА	13	35	13	85	90	100	10	36		–		– Улучшенный вариант LF356
AD744C	AD	*	V	–	*	*	2	9	36	4	0,1	0,25	2	3	0,05	0,02	18	75	13	86	92	108	20	36	–	–	–	– Очень слабое искажение (3 ppm); быстрое установление
AD843B	AD	*	–	–	*	–	1	9	36	12	0,5	1	15	–	1	0,1	13	250	35	100	95	88	50	–	–	–	–	– С быстрым установлением
AD845K	AD	*	–		*	–		9,5	36	10,2	0,1	0,25	1,5	3	0,4	0,05	25	100	16	94	98	106	25	20	–	–	–	– С быстрым установлением
LT1022A	LT	*	–		*			20	40	7	0,08	0,25	1,3	5	0,05	0,01	14	26	8,5	86	88	104	10	40	–	–		
HA5160	HA	*	–	–		*	НК	14	40	10	1	3	20	–	0,05	0,01	35	120	100	74	108	98	22	40	–	–	–	– Небольшое смещение
MC34080A	MO	*	V	V	*	–	2	6	44	3,4	0,3	0,5	10	–	0,2	0,1	30	50	16	75	75	94	20	44	–	–	–	– $U_{вх} > U_-$ + 4 В, подкорректированный 34081
MC34081A	MO	*	V	V	*	–	1	6	44	3,4	0,3	0,5	10	–	0,2	0,1	30	25	8	75	75	94	20	44	–	–	–	– $U_{вх} > U_-$ + 4 В

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель[1]	Количество ОУ в одном корпусе[2]			Регулировка	Внешняя компенсация[3]	Минимальный коэфф. усиления[4]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение				Ток	
		1	2	4				мин.	макс.		Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, пА
											тип.	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
Полевые с p–n-переходом, прочие																
TL031C	TI	*	V	V	*	–	1	10	36	0,28	0,5	1,5	6	–	0,2	0,1
TL051C	TI	*	V	V	*	–	1	10	36	3,2	0,6	1,5	8	–	0,2	0,1
TL061C	TI+	*	V	V	*	–	1	4	36	0,25	3	15	10	–	0,4	0,2
TL071C	TI+	*	V	V	*	–	1	7	36	2,5	3	10	10	–	0,2	0,05
TL081B	TI+	*	V	V	*	–	1	7	36	2,8	2	3	10	–	0,2	0,01
OPA121	BB	*	–	–	*	–	1	10	36	4	0,5	2	3	10	0,05	4 пА
OPA128L	BB	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	0,14	0,5	–	5	75 фА	30 фА
LF351	NS+	*	V	V	*	–	1	10	36	3,4	5	10	10	–	0,2	0,1
355B	NS+	*	–	–	*	–	1	10	36	4	3	5	5	–	100 пА	0,02
356B	NS+	*	–	–	*	–	1	10	36	7	3	5	5	–	100 пА	0,02
LF411	NS+	*	V	–	*	–	1	10	36	3,4	0,8	2	7	20	0,2	0,1
LFnnn	NS	–	*	–	–	–	1	6	36	25	1	–	–	–	100 пА	50 пА
LF441	NS	*	V	V	*	–	1	10	36	0,25	1	5	10	20	0,1	0,05
LF455B	NS	*		–	*	–	1	10	36	4	0,18	0,4	3	4	50 пА	20 пА
LF456B	NS	*	–	–	*	–	1	10	36	8	0,18	0,4	3	4	50 пА	20 пА
AD549L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	0,7	0,3	0,5	5	10	60 фА	20 фА
AD611K	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	2,5	0,25	0,5	5	10	0,05	0,025
LT1057A	LT	–	*	V	–	–	1	20	40	3,8	0,15	0,45	1,8	–	0,05	0,04
HA5180	HA	*	–	–	*			10	40		0,1	0,5	5	–	0,001	200 фА
MC34001A	MO	*	V	V	*	–	1	8	36	2,5	1	2	10	–	0,1	0,05
MC34181	MO	*	V	V	*	–		3	36	0,2	0,5	2	10		0,1	0,05

e_n при f кГц тип., – нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$	Скорость нарастания тип.[20], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[21]	Равен ли размах напряжению пит.[22]				Примечания
								Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	
41	3	1	75	75	74	8	30	+	–	–	–	Небольшая мощность; улучшенный вариант TL061
18	24	3	75	75	94	30	30	+	–	–	–	Небольшие искажения; улучшенный вариант TL071/081
47	3,5	1	70	70	70	5	30	–	–	–	–	Небольшая мощность
18	13	3	70	70	88	10	30	–	–	–	–	Более низкий уровень шума
18	13	3	80	80	94	10	30	–	–	–	–	
8	2	2	86	86	110	10	36	–	–	–	–	Низкий уровень шума
27	3	1	90	90	110	10	36	–	–	–	–	Очень малое смещение
25	13	4	70	70	88	10	30	+	–	–	–	Сдвоенный 353, счетверенный 347
20	5	2,5	85	85	94	20	30	+	–	–	–	Широко распространенный ОУ
12	12	5	85	85	94	20	30	+	–	–	–	Более быстродействующий вариант ОУ типа 355
25	15	4	70	70	88	20	30	+	–	–	–	Образцовый ОУ
3,5	20	10	80	80	100	15	2	+	–	–	–	Самый низкий уровень шума среди полевых с p–n-переходом
35	15	4	70	70	88	4	30	+	–	–	–	Небольшой ток, образцовый ОУ
12	5	3	86	86	106	100[aa]	40	+	–	–	–	Небольшой уровень шума, управляет емкостью 0,01 мкФ
10	12,5	5	86	86	106	100[aa]	40	+	–	–	–	Небольшой уровень шума, управляет емкостью 0,01 мкФ
35	3	1	90	90	110	10	36			–	–	Электрический; имеет защитный вывод
18	13	2	80	80	94	20	20	–	–	–	–	Небольшие искажения, общего назначения на полевых транзисторах с p–n-переходом
13	13	5	86	88	104	10	40					Точный сдвоенный счетверенный ОУ на полевых транзисторах с p–n-переходом
70	7	2	90	90	106	15	40	–	–	–	–	Очень небольшое температурное смещение; с приличным уровнем шума
25	13	4	80	80	94	20	30		–			
38	10	4	70	70	88	8	36	–	–	–	–	Небольшая мощность, быстродействующий, небольшие искажения

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель [5]	Количество ОУ в одном корпусе [6] (1 / 2 / 4)	Регулировка	Внешняя компенсация [7]	Минимальный коэфф. усиления [7]	Предельное напряжение питания, В (мин.)	Предельное напряжение питания, В (макс.)	Потребляемый ток, (макс.) мА	Напряжение: Сдвиг, мВ (тип.)	Напряжение: Сдвиг, мВ (макс.)	Напряжение: Дрейф, мкВ/°С (тип.)	Напряжение: Дрейф, мкВ/°С (макс.)	Ток: Смещение, нА (макс.)	Ток: Сдвиг, нА (макс.)	e_n при 1 кГц, тип., нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$	Скорость нарастания, тип. [8], В/мкс	$f_{ср}$, тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В [9]	Равен ли размах напряжения шит. [10]: Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
Полевые с p–n-переходом, выходящие из употребления																											
OP-15E	PM+	*	V	–	*	–	1	10	44	4	0,2	0,5	2	5	0,05	0,01	15	17	6	86	86	100	15	40	–	–	–	–	Быстродействующий прецизионный ОУ типа 355
OP-16E	PM+	*	–	–	*	–	1	10	44	7	0,2	0,5	2	5	0,05	0,01	15	25	8	86	86	100	20	40	–	–	–	–	Быстродействующий прецизионный ОУ типа 356 (подкорректированный OP-17)
AD515L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	0,4	1	–	25	80 фА	80 фА	50	1	0,4	70	74	94	10	20	–	–	–	–	Очень небольшое смещение, прецизионный
AD542L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	–	0,5	–	5	0,025	2 пА[6]	30	3	1	80	80	110	10	20	–	–	–	–	Прецизионный
AD544L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	2,5	–	0,5	–	5	0,05	0,5 пА[6]	18	13	2	80	80	94	15	20	–	–	–	–	Прецизионный
AD545L	AD	*	–	–	*	–	1	10	36	1,5	–	0,5	–	5	0,001	–	35	1	0,7	76	74	92	10	20	–	–	–	–	Прецизионный
ICH8500A	IL	*	–	–	*	–	1	16	36	2,5	–	50	–	–	10 фА	10 фА	40	0,5	0,5	60	80[6]	100[6]	10	0,5	–	–	–	–	Очень небольшое смещение
Полевые МОП-транзисторы																											
OP-80E	PM	*	–	–	*	–	1	4,5	16	0,2	0,4	1	–	–	60 фА	10 фА	70	0,4	0,3	60	60	100	10	16	–	+	–	+	Электрометрический ОУ, $I_{сд} < 20$ пА при 125 °С
TLC27L2A	TI	V	*	V	–	–	1	3	18	0,04	–	5	0,7	–	1 пА[6]	1 пА[6]	70	0,04	0,1	70	70	90	10	18	–	+	–	+	Образцовый ОУ на КМОП-транзисторах
TLC27M2A	TI	V	*	V	–	–	1	3	18	0,6	–	5	2	–	1 пА[6]	1 пА[6]	38	0,6	0,7	70	70	86	10	18	–	+	–	+	Образцовый ОУ на КМОП-транзисторах
TLC272A	TI	V	*	V	–	–	1	3	18	4	–	5	5	–	1 пА[6]	1 пА[6]	25	4,5	2,3	70	65	80	10	18	–	+	–	+	Образцовый ОУ на КМОП-транзисторах
TLC279C	TI	–	–	*	–	–	1	3	18	8	0,4	1,2	2	–	0,7пА[6]	0,1пА[6]	25	4,5	2,3	65	65	80	10	18	–	–	–	–	Самое хорошее значение $U_{см}$ в серии 272
LMC660A	NS	–	–	*	–	–	1	5	16	2,2	1	2	1,3	5	20 пА	20 пА	22	1,7	1,5	72	80	112	15	16	–	+	+	+	Образцовый счетверенный ОУ на КМОП-транзисторах
TLC1078C	TI	–	*	V	–	–	1	1,4	16	0,05	0,18	0,6	1	–	0,7пА[6]	0,1пА[6]	68	0,05	0,11	75	75	114	15	16	–	+	–	+	Небольшой сдвиг
ALD1701	AL	*	–	–	–	–	1	2	12	0,25	–	4,5	7	–	0,03	0,025	–	0,7	0,7	65	65	90	0,5	12	+	+	+	+	Полный размах вых. напряжения; характеристики определяются для напряжения питания +5 В
ALD1702	AL	*	–	–	–	–	1	2	12	2	–	4,5	7	–	0,03	0,025	100	2,1	1,5	65	65	94	2	12	+	+	+	+	Полный размах вых. напряжения; характеристики определяются для напряжения питания +5 В
CA3140A	RC	*	V	–	*	–		4	44	6	2	5	6	–	0,04	0,02		7	3,7	70	76	86	–10 … –1	8	–	–	–	–	
CA3160A	RC	*	V	–	*	*		5	16	15	2	5	10		0,03	0,02	72	10	4	80	76	94	12	8	–	–	+	+	МОП-транзисторы на вх/вых (нескорректированный 3130)
CA3410A	RC	–	–	*	–	–	1	4	36	10	3	8	10		0,03	0,01	40	10	5,4	80	80	86	6	16	–	+	–	–	Быстродействующий ОУ, заменяет 324
CA3420A	RC	*	–	–	*	*		2	22	1	2	5	4	–	0,005	0,004	62	0,5	0,2	60	70	86	2	15	–	+	–	+	Малый ток $I_{сд}$, хорошая защита по входу
CA5160A	RC	*	V	–	*	*		5	15	0,4	1,5	4	–		0,01	0,005	–	10	4	–	–	90			–	+	–	+	Выход на КМОП-транзисторах
CA5420A	RC	*	–	–	*	*	1	2	20	0,5	1	5	–		0,001	0,2 пА	–	0,5	0,5	–	–	85	0,5	15	–	+	+	+	Аналог 3420
CA5422	RC	*	–	–	*	–	1	2	20	0,5	1,8	10	20	–	0,005	0,004	–	1	1	60	60	80	2	15	–	+	+	–	Нетрадиционная двухсекционная конструкция

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель [а]	Количество ОУ в одном корпусе [б]			Регулировка	Внешняя компенсация [в]	Минимальный коэф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В		Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение				Ток	
		1	2	4				мин.	макс.		Сдвиг, мВ		Дрейф, мкВ/°С		Смещение, нА	Сдвиг, нА
											тип	макс.	тип.	макс.	макс.	макс.
ICL7612B	IL+	*	–	–	–		1	3	18	2,5	–	5	5	–	0,05	0,03
ICL7641B	IL+	V	V	*	–	–	1	1	18	2,5	–	5	5	–	0,05	0,03
Прерыватель стабилизированный																
MAX420E	MA	*	–	–	–	–	1	6	33	2	0,001	0,005	0,02	0,05	0,03	0,06
MAX422E	MA	*	–	–	–	–	1	6	33	0,5	0,001	0,005	0,02	0,05	0,03	0,06
LMC668A	NS	*	–	–	–	–	1	5	16	3,5	0,001	0,005	0,05	–	0,06	–
TSC900A	TS	*	–	–	–	–	1	4,5	16	0,2	–	0,005	0,02	0,05	0,05	0,5 пА[ж]
TSC901	TS	*	V	V	–	–	1	5	32	0,6	0,007	0,015	0,05	0,15	0,05	0,1
TSC911A	TS	*	V	V	–	–	1	4	16	0,6	0,005	0,015	0,05	0,15	0,07	0,02
TSC915	TS	*	–	–	–	–	1	7	32	1,5		0,01	0,01	0,1	0,1	0,1
TSC918	TS	*	–	–	–	–	1	4,5	16	0,8	–	0,05	0,4	0,8	0,1	0,5 пА[ж]
LTC1050	LT	*	–	–	–	–	1	4,8	16	1,5	0,5 мкВ	0,005	0,01	0,05	0,03	0,06
LTC1052	LT	*	–	–	–	–	1	4,8	16	2	0,5 мкВ	0,005	0,01	0,05	0,03	0,03
ICL7650	IL+	*	–	–	–	–	1	4,5	16	3,5	0,002	0,005	0,1	–	0,01	5 пА[ж]
ICL7650S	IL	*	–	–	–	–	1	4,5	16	3	0,7 мкВ	0,005	0,02	0,1	0,01	0,02
ICL7652	IL+	*	–	·	–	–	1	5	16	3,5	0,002	0,005	0,1	–	0,03	25 пА[ж]
ICL7652S	IL	*	–	–	–	–	1	5	16	2,5	0,7 мкВ	0,005	0,01	0,06	0,03	0,04
TSC76HV52	TS	*	–	·	·	–	1	7	32	1,5	–	0,01	–	0,3	0,1	0,1
Высоковольтные																
LM343	NS	*	–	–	*	–	1	10	68	5	2	8	–	–	40	10
LM344	NS	*	–	–	*	*	НК	10	68	5	2	8	–	–	40	10
OPA445B	BB	*	–	–	*	–		20	100	4,5	1	3	10	–	0,05	0,01
1436	MO	–	*	–		*	*	10	80	5	5	10	–	–	40	10
HA2645	HA	*	–		*			20	80	4,5	2	6	15	–	30	30
3580	BB	*	–	–	*		1	30	70	10	–	10		30	0,05	–
3581	BB	*	–	–	*		1	64	150	8	–	3	–	25	0,02	0,02
3582	BB	*	–	–	*	–	1	140	300	6,5	–	3		25	0,02	–
3583	BB	*	–		*	–	1	100	300	8,5	–	3	–	25	0,1	0,1
3584	BB	*	–	–	*	*	НК	140	300	6,5	–	3	–	25	0,1	0,1

e_n при 1 кГц тип., $\frac{нВ}{\sqrt{Гц}}$	Скорость нарастания тип.[д], В/мкс	$f_{ср}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления, мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В[е]	Равен ли размах напряжению пит.[ж]				Примечания
								Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	
100	1,6	1,4	60	70	80	5[зи]	18	+	+	+	+	Программируемый; полный размах напряжения на вх/вых
100	1,6	1,4	60	70	80	5[зи]	18	+	–	+	+	Общего назначения низковольтный
1,1[к]	0,5	0,5	120	120	120	+2, −15	33	–	+	+	+	±15 В $U_{ш}$: 0,1 мкВ/мес; 430 имеет $C_{внутр}$
1,1[зз]	0,13	0,13	120	120	120	+0,2, −8	33	–	+	+	+	±15 В $U_{ш}$: 0,1 мкВ/мес; 432 имеет $C_{внутр}$
2[л]	2,5	1	120	120	120	+5, −15	16	–	+	+	+	
4[л]	0,2	0,7	110	120	120	2,5	16	–	+	–	+	Маломощный
5[л]	2	0,8	120	120	120	–	36	–	+	–	+	Питание ±15 В; внутренние конденсаторы
11[ак]	2,5	1,5	110	112	116	3,5	16	–	+	–	+	Внутренние конденсаторы; с приличным уровнем шума
0,8[ам]	0,5	0,5	120	120	120	10	36	–	+	–	+	Питание ±15 В
4[л]	0,2	0,7	98	105	100	–	16	–	+	–	+	Недорогой
1,6[ак]	4	2,5	120	125	130	+3, −20	16	–	+	+	+	Внутренние конденсаторы; 50 нВ/мес
1,5[ак]	4	1,2	120	120	120	+5, −15	16	–	+	+	+	Улучшенный вариант 7652: 0,1 мкВ/мес
2[ак]	2,5	2	110	120	120	+5, −20	16	–	+	+	+	0,1 мкВ/мес
2[ак]	2,5	2	120	120	136	+4, −20	16	–	+	+	+	Улучшенный вариант 7650; 0,1 мкВ/мес
0,7[ак]	0,5	0,4	110	110	120	+5, −20	16	–	–	+	+	0,15 мкВ мес
0,7[ак]	1	0,5	120	120	136	+4, −20	16	–	–	+	+	Улучшенный вариант 7652: 0,15 мкВ/мес
0,8[ак]	0,5	0,5	120	120	120	10	32			+	+	Питание ±15 В
35	2,5	1	70	74	97	10	68	–	–	–	–	Монолитный
35	30	10	70	74	97	10	68	–	–	–	–	Нескорректированный 343
16	10	2	80	80	100	15	80	–	–	–	–	С небольшим смещением, монолитный
50	2	.	70	80	97	10	80	–	–	–	–	Монолитный
30	5	4	74	74	100	10	37	–	–	–	–	Монолитный
15	15	5	86[ф]	87[ф]	106[ф]	60	70	–	–	–	–	Гибридная схема
25	20	5	110[ф]	105[ф]	112[ф]	30	150			–	–	Гибридная схема
25	20	5	110[ф]	105[ф]	118[ф]	15	300	–	–	–	–	Гибридная схема
50	30	5	110[ф]	84[ф]	94	75	300	–	–	–	–	Быстродействующий на полевых транзисторах с p–n-переходом; гибридная схема
50	150	20	110[ф]	84[ф]	100	15	300	–	–	–	–	Нескорректированный на полевых транзисторах с p–n-переходом, гибридная схема

Продолжение табл. 4.1

Тип	Фирма-изготовитель [a]	Количество ОУ в одном корпусе [б] 1	2	4	Регулировка	Внешняя компенсация [в]	Минимальный коэфф. усиления [г]	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток (макс.), мА	Напряжение: Сдвиг, мВ тип.	макс.	Дрейф, мкВ/°С тип.	макс.	Ток: Смещение, нА макс.	Сдвиг, нА макс.	e_n при 1 кГц тип., нВ/√Гц	Скорость нарастания тип. [д], В/мкс	$f_{ед}$ тип., МГц	КОСС, дБ	КОНП, дБ	Коэффициент усиления мин., дБ	Макс. вых. ток, мА	Макс. дифференциальное выходное напряжение, В [е]	Равен ли размах напряжению пит. [ж]: Вход U_+	Вход U_-	Выход U_+	Выход U_-	Примечания
Мощные монолитные																													
LM12	NS	*	–	–	–	–	1	20	80	80	2	7	–	50	300	100	90	9	0,7	75	80	94	10А	80	–	–	–	–	Защита по полному диапазону выходного напряжения
OPA541B	BB	*	–	–	–	–	1	20	80	25	0,1	1	15	30	0,05	0,03	50	10	1,6	95	100	90	10А	80	–	–	–	–	Изолированный корпус; внутренняя защита отсутствует
LM675	NS	*	–	–	–	–	10	16	60	50	1	10	25	–	2 мкА	500	–	8	5,5	70	70	70	3000	60	–	–	–	–	Защита по полному диапазону выходного напряжения
SG1173	SG	*	–	–	–	–	1	10	50	20	2	4	–	30	500	150	–	0,8	1	76	80	92	3500	50	–	–	–	–	Отключение по превышению температурного режима

[а] Перечень указанных в таблице фирм-изготовителей приводится ниже (значок «+» означает, что схему производят несколько фирм):

AD – Analog Devices
AL – Alvanced Linear Devices
AM – Advanced Micro Devices
AN – Analogic
AP – Apex
BB – Burr-Brown
BT – Brooktree
CL – Comlinear
CR – Crystal Semiconductor
CY – Cypress
DA – Datel
EL – Elantec
EA – Fairchild (National)
FE – Ferranti
GE – General Electric
GL – General Instrument
HA – Harris
HI – Hitachi
HO – Honywell
HS – Hybrid Systems
ID – Integrated Device Technology
IL – DE/Intersil
IN – Intel
IR – International Rectifier
KE – M.S. Kennedy Corp
LT – Linear Technology Corp
MA – Maxim
MN – Micro Networks
MO – Motorola
MP – Micro Power Systems
NE – NEC
NS – National Semiconductor
OE – Optical Electronics Inc.
PL – Plessey
PM – Precision Monolithics
RA – Raytheon
RC – GE RCA
RO – Rockwell
SG – Silicon General
SL – Siliconix
SN – Signetics
SO – Sony
ST – Supertex
TI – Texas Instruments
TM – Telmos
TO – Toshiba
TP – Teledyne Philbrick
TQ – TriQuint
TR – TRW
TS – Teledyne Semiconductor
UT – UTC
XI – Xicor
XR – Exar
ZI – Zilog

[б] «+» указывает на количество ОУ в одном корпусе; значок «V» – означает, что эта же фирма выпускает схему с другим количеством ОУ в одном корпусе: с увеличением плотности упаковки возможно некоторое ухудшение электрических характеристик (в особенности напряжения сдвига). [в] Предусмотрены контакты для внешней коррекции. [г] Величина, соответствующая минимальному значению коэффициента усиления, которое еще не приводит к потере устойчивости в схеме. Операционные усилители, в которых предусмотрены контакты для внешней коррекции, могут работать при меньшем значении коэффициента усиления при условии, что используется соответствующая схема внешней коррекции. НК означает, что операционный усилитель нескорректирован – для любого значения коэффициента усиления ОУ с замкнутой обратной связью необходимо использовать внешний конденсатор. [д] При минимальном стабильном значении коэффициента усиления при замкнутой петле ОС (обычно это – единичное усиление), если не оговорено иначе. [е] Максимальное значение, при котором еще не повреждается микросхема; не должно превышать предельного напряжения питания. [ж] «+» в колонке ВХ означает, что диапазон входного синфазного сигнала включает это значение питающего напряжения; «+» в колонке ВЫХ означает, что размах выходного напряжения ограничен напряжениями питания. [з] Резистивно-диодная схема обеспечивает на дифференциальном входе ток больший, чем дает источник ±1 В. [и] мкВ от пика до пика, 0,1–10 Гц. [к] Токочувствительный инвертирующий вход (схема обратной связи по току); токи смещения на входах могут существенно отличаться друг от друга. Указанное значение тока смещения соответствует неинвертирующему входу. [л] «Необработанный» выходной сигнал (без ограничения по току) снимается с контакта 8 в дополнение к тому, что обычный выходной сигнал (с ограничением по току) снимается с контакта 6; ограничение определяется значениями ±15 мА. [м] мин макс (наихудший вариант). [н] Типичное значение.

ма с полевыми МОП-транзисторами типа ICH8500 (входной ток равен 0,01 пА). Как правило, транзисторные ОУ, предназначенные для использования в системах с высоким быстродействием, имеют большие токи смещения.

Входной ток сдвига. Входным током сдвига называют разность двух входных токов. В отличие от входного тока смещения ток сдвига $I_{сдв}$ обусловлен отклонениями в технологическом процессе изготовления ОУ, так как в отсутствие таких отклонений токи смещения на двух симметричных входах были бы одинаковы. В результате даже при наличии на входах источников с одинаковыми сопротивлениями падения напряжения на входах ОУ будут разными и, следовательно, между входами будет существовать разность напряжений. Немного позже вы увидите, как это учитывают при разработке схем.

Обычно ток сдвига составляет примерно одну десятую часть тока смещения. Для операционного усилителя типа 411 типичным является значение $I_{сдв} = 25$ пА.

Входно импеданс. Входной импеданс определяется входным сопротивлением для дифференциального сигнала (импеданс со стороны одного из входов при заземлении другого), которое обычно значительно меньше, чем сопротивление для синфазного сигнала (типичный входной каскад выглядит как дифференциальный усилитель с источником тока). Для операционного усилителя типа 411 со входом на полевом транзисторе входное сопротивление равно примерно 10^{12} Ом, а для операционных усилителей со входами на биполярных транзисторах, напри-

мер типа 741 – составляет около 2 МОм. В связи с тем что отрицательной обратной связи присущ эффект самопроизвольной установки входов (отрицательная обратная связь стремится поддерживать на обоих входах одинаковое напряжение и значительно уменьшает дифференциальный входной сигнал), для практики $Z_{вх}$ имеет достаточно большие значения и не является столь лимитирующим параметром, как входной ток смещения.

Входной диапазон синфазного сигнала. Для того чтобы операционный усилитель работал правильно, напряжение на его входах должно находиться в пределах определенного диапазона значений, который обычно не превышает полного диапазона напряжения питания. Если напряжение на входах выходит за пределы этого диапазона, то коэффициент усиления ОУ может резко измениться и даже поменять знак. Для операционного усилителя типа 411, использующего источники ±15 В, входной диапазон синфазного сигнала определяется как минимум значениями ±11 В. Однако фирма-изготовитель утверждает, что схема типа 411 будет работать и в том, случае, когда входной диапазон синфазного сигнала будет ограничен сверху положительным питающим напряжением, при этом, правда, существенно ухудшатся характеристики. Если напряжение на одном из входов ограничить отрицательным питающим напряжением, то последствия такой работы ОУ могут быть сокрушительными: возможен поворот фазы и насыщение на выходе по положительному питающему напряжению.

Существуют такие ОУ, у которых входной диапазон синфазного сигнала ограничен снизу отрицательным питающим напряжением, например ОУ типа LM358 (хороший сдвоенный ОУ), а также ОУ типа LM10, CA3440 или OP-22, или ограничен сверху положительным питающим напряжением, например ОУ типа 301, OP-41 или серия интегральных схем 355. Кроме *рабочего* входного диапазона синфазного сигнала, определяются максимально допустимые входные напряжения, при превышении которых происходит разрушение схемы. Для операционных усилителей типа 411 это ±15 В (при этом не допускается превышение отрицательного питающего напряжения, если оно оказывается меньше указанного предельного значения).

Входной диапазон дифференциального сигнала. Для некоторых операционных усилителей допустимое напряжение между входами ограничено такими малыми значениями, как например, ±0,5 В. правда, для большинства схем допустимые дифференциальные входные сигналы могут достигать значения напряжения питания. Превышение заданного максимума может вызвать ухудшение характеристик или разрушение схемы операционного усилителя.

Выходное сопротивление; зависимость размаха выходного напряжения от сопротивления нагрузки. Выходное сопротивление $R_{вых}$ – это собственное выходное сопротивление ОУ без обратной связи. Для операционного усилителя типа 411 оно равно приблизительно 40 Ом, а для некоторых маломощных ОУ оно может достигать нескольких тысяч ом (см. рис. 7.16). Обратная связь делает выходное сопротивление пренебрежимо малым (или очень увеличивает его в случае обратной связи по току); поэтому большое значение имеет максимально допустимый выходной ток, равный, как правило, примерно 20 мА. Часто зависимость размаха выходного напряжения $U_{вых.\,разм}$ от сопротивления нагрузки изображают в виде графика, а иногда просто приводят несколько значений для типичных сопротивлений нагрузки. Многие операционные усилители обладают неодинаковыми (асимметричными) возможностями по управлению последующим каскадом, т. е. они потребляют больше тока, чем производят (или наоборот). Для операционного усилителя типа 411 возможный размах выходного напряжения на 2 В меньше, чем диапазон, определяемый значениями $U_{КК}$ и $U_{ЭЭ}$ на нагрузке с сопротивлением более чем 2 кОм. Если сопротивление нагрузки намного меньше, чем 2 кОм, то размах будет небольшим. Для некоторых ОУ размах выходного напряжения ограничен источником отрицательного напряжения (например, ОУ типа CA3130, 3160, ALD1701 и ICL761*x*). Замечательной схемой LM10 на биполярных транзисторах также присуще это свойство, но без ограничений по диапазону питающего напряжения, как в операционном усилителе с выходами на МОП-транзисторах (обычно это ±8 В максимум).

Коэффициент усиления по напряжению и фазовый сдвиг. Обычно коэффициент усиления по напряжению A_{U_0} для постоянного тока лежит в пределах от 10 000 до 100 000 (часто его определяют в децибелах), он уменьшается с ростом частоты, и на частоте, лежащей в пределах от 1 до 10 МГц (ее обозначают $f_{ср}$), коэффициент усиления уменьшается до единицы. Обычно строят график зависимости коэффициента усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи от частоты. Такой график, построенный для операционного усилителя с внутренней коррекцией, показывает, что спад усиления с наклоном 6 дБ/октава начинается на достаточно низкой частоте (для ОУ типа 411 – на частоте около 10 Гц); такая зависимость создается намеренно, как вы узнаете из разд. 4.32, – тем самым обеспечивается стабильность работы ОУ. Спад характеристики (такой же, как у простого фильтра низких частот) приводит к тому, что на всех частотах выше сопрягающей частоты между входом и выходом (при разомкнутой цепи обратной связи) существует постоянный сдвиг фазы, равный 90°, увеличивающийся до 120–160°, по мере того как коэффициент усиления приближается к единице. Сдвиг фаз на 180° в момент равенства коэффициента усиления единице приводит к появлению положительной обратной связи (автоколебаниям), поэтому разность между фазовым сдвигом на частоте $f_{ср}$ и 180° называют «запасом по фазе».

Входное напряжение сдвига. Отклонения, возникающие в процессе изготовления операционных усилителей, приводят к тому, что входные каскады ОУ имеют некоторую разбалансировку. Если при нулевом входном сигнале входы ОУ соединить между собой, то выход схемы насытится, и выходное напряжение будет равно либо $U_{КК}$, либо $U_{ЭЭ}$ (заранее предсказать значения нельзя). Разность входных напряжений, необходимая для того, чтобы выходное напряжение стало равно нулю, называют входным напряжением сдвига, $U_{сдв}$ (представим себе, что к одному из входов последовательно подключена батарея с таким напряжением). Обычно в операционном усилителе бывает предусмотрена возможность уменьшения входного напряжения сдвига до нуля (настройка нуля). Для ОУ типа 411 между контактами 1 и 5 следует включить потенциометр на 10 кОм, его движок должен быть подключен к источнику $U_{ЭЭ}$.

Для точных систем не меньшее значение, чем сам сдвиг, имеет дрейф входного напряжения сдвига под влиянием температуры и времени, так как начальный сдвиг можно сделать равным нулю. Для операционного усилителя типа 411 типичным является напряжение сдвига, равное 0,8 мВ (максимальное значение 2 мВ) и коэффициент, определяющий дрейф сдвига под влиянием температуры, равный 7 мкВ/°С. Коэффициент, определяющий дрейф сдвига под влиянием времени, изготовители обычно не оговаривают. Для прецизионного операционного усилителя типа OP-77 с помощью лазерных методов подгонки напряжение сдвига устанавливают не превышающим 10 мкВ, температурный коэффициент напряжения сдвига ($ТКН_{сдв}$) для этой схемы равен 0,2 мкВ/°С, а временной дрейф определяется коэффициентом 0.2 мкВ/мес.

Скорость нарастания. «Компенсационная» емкость операционного усилителя (о ней пойдет речь в разд. 4.32) и небольшие внутренние токи ограничивают скорость изменения выходного напряжения даже при условии большого разбаланса входов. Предельную скорость изменения выходного напряжения обычно называют скоростью нарастания. Для ОУ типа 411 она равна 15 В мкс. у маломощного ОУ скорость нарастания обычно не превышает 1 В/мкс, быстродействующий ОУ может иметь скорость нарастания порядка 100 В/мкс, а для сверхбыстрого буфера типа LH0063C скорость нарастания со-



Рис. 4.29. Искажение, обусловленное скоростью нарастания.

ставляет 6000 В/мкс. Скорость нарастания ограничивает амплитуду неискаженного синусоидального выходного сигнала при превышении некоторой критической частоты (частоты, на которой для получения полного размаха выходного напряжения скорость нарастания ОУ должна быть максимальной, рис. 4.29), тем самым объясняется введение в спецификации «графика зависимости размаха выходного напряжения от частоты». Для синусоидального сигнала, частота которого равна f герц, а амплитуда – A вольт, минимальная скорость нарастания должна составлять $2\pi AF$ вольт в 1 с.

Для операционных усилителей с внешней коррекцией скорость нарастания зависит от используемой схемы коррекции. В общем, коррекции, предназначенной для схем с единичным усилением, соответствует самая малая скорость нарастания; она увеличивается примерно в 30 раз при коррекции 100-кратного усиления. Подробнее мы рассмотрим этот вопрос в разд. 4.32.

Влияние температуры. Все рассмотренные выше параметры зависят от температуры. Однако это обычно не влияет на работу схемы, так как, например, небольшие изменения коэффициента усиления почти полностью компенсирует обратная связь. Более того, изменение этих параметров под влиянием температуры, как правило, невелико по сравнению с их изменением от образца к образцу.

Исключение составляют входное напряжение сдвига и входной ток сдвига. Их зависимость от температуры сказывается в появлении дрейфа выходного напряжения после того, как с помощью регулировки входные сдвиги были сведены практически к нулю. Для прецизионных систем следует использовать так называемые «измерительные» усилители, имеющие малый дрейф. У таких усилителей для уменьшения пагубного влияния градиента температуры, возникающего в схеме, выходной каскад подключают к внешней нагрузке с сопротивлением не менее 10 кОм. К этому вопросу мы вернемся в гл. 7.

Для полноты изложения следует упомянуть, что на характеристики ОУ накладывают ограничения такие параметры, как коэффициент ослабления синфазных сигналов (КОСС), коэффициент ослабления влияния источника напряжения питания (КОНП), шумовое входное напряжение и шумовой ток ($e_ш$, $i_ш$) и переходные искажения на выходе. Эти параметры следует учитывать только в прецизионных схемах и в усилителях с низким уровнем шумов, которые мы рассмотрим в гл. 7.

4.12. Эффекты ограничений ОУ на работу схем на их основе

Вернемся к инвертирующему усилителю и рассмотрим его еще раз, учитывая известные нам теперь ограничения. Покажем, как они влияют на работу схемы и как их учесть при разработке ОУ. Используя этот пример, вы сможете разобраться и с другими схемами ОУ. На рис. 4.30 вновь показан инвертирующий операционный усилитель.

Коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС. В связи с тем что коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС имеет конечное значение, в усилителе с обратной связью коэффициент усиления по напряжению (коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС) в определенный момент начинает убывать. Этому моменту соответствует частота, на которой коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС приближается к значению R_2/R_1 (рис. 4.31). Этот спад позволяет судить о том, что семейство усилителей типа 411 относится к классу низкочастотных уси-

Рис. 4.30. Рекомендуемые ОУ

Тип	Фирма-производитель	Число ОУ в одном корпусе[а] 1	2	4	Макс. напряжение сдвига, мВ	Макс. дрейф, мкВ/°С	Макс. вх. ток, пА	Предельное напряжение питания, В мин.	макс.	Потребляемый ток, мА	$e_ш$, тип 10 Гц (нВ/$\sqrt{Гц}$)	1 кГц (нВ/$\sqrt{Гц}$)	Скорость нарастания, тип, В/мкс	$f_{ш}$, тип, МГц	Примечания
LF411	NS	+	V	–	2	20	0,2	10	36	3,4	50	25	15	4	Образцовый ОУ общего назначения
AD711K	AD	+	V	–	0,5	10	0,05	9	36	3	45	18	20	4	Улучшенный вариант LF411
LM358A	NS	+	V		3	20	100	3	32	1,2	–	–	0,5	1	Образцовый ОУ с одним источником питания
TLC27M2A	TI	V	+	V	5	2[б]	0,001[б]	3	18	0,6	–	–	0,6	0,7	Образцовый КМОП-ОУ
OP-27E	PM	+	V	V	0,025	0,6	40	8	44	5	3,5	3,0	2,8	8	Прецизионный, с низким уровнем шума
OP-37E	PM	+	V	–	0,025	0,6	40	8	44	5	3,5	3,0	17[в]	63[в]	См. выше, но более быстродействующий (подкорректированный, мин. усил. = 5)
HA5147A	HA	+		–	0,025	0,6	40	8	44	4	3,5	3,0	35[в]	140[в]	См. выше, но еще более быстродействующий (мин. усил. = 10)
OP-77E	PM	+	V	V	0,025	0,3	2	6	44	2	10,3	9,6	0,3	0,6	Прецизионный
LT1028A	LT	+	–	–	0,04	0,8	90	8	44	9,5	1,0	0,85	15	75	Прецизионный, сверхнизкий уровень шума
LT1013A	LT	–	+	V	0,15	2	35	4	44	1	24	22	0,4	0,8	Прецизионный с одним источником питания
LT1055A	LT	+	–	–	0,15	4	0,05	10	40	4	28	14	13	5	Прецизионный на полевом транзисторе с p–n-переходом
LT1012C	LT	+	V	–	0,05	1,5	0,15	4	40	0,6	17	14	0,2	0,8	Прецизионный с малым смещением
OPA111B	BB	+	V	–	0,25	1	0,001	10	36	3,5	30	7	2	2	Прецизионный на полевом транзисторе с p–n-переходом с малым смещением
AD744K	AD	+	–		0,5	10	0,1	9	36	4	45	18	75[г]	13[г]	Сверхмалое искажение, стабильный, с быстрым установлением
LTC1052	TI	+	–	–	0,005	0,05	0,03	4,8	16	2	–	–	4	1,2	Прерыватель
OP-90E	PM	+	V	V	0,15	2	15	1,6	36	0,02	60	60	0,012	0,02	Прецизионный микромощный
CA3440A	RC	+	–	–	5	4[б]	0,04	4	15	[д]	250	110	0,003[д]	0,005[д]	Напомощный (программируемый)
AD549L	AD	+	–	–	0,5	10	60 фА	10	36	0,7	90	35	3	1	На полевом транзисторе с p–n-переходом со сверхмалым входным током
LM10	NS	+	–	–	2	2[б]	20	1,1	40	0,4	50	46	0,1	0,4	Малое питающее напряжение, полный размах на выходе

[а] См. примечания к табл. 4.1; [б] «+» – для указанного типа схемы; V – производится; [в] – программируемый ток 0,02 мкА 10 мкА; [г] коэфф. усиления > 10; [д] при $I_{макс}$ = 1 мкА; [е] коэфф. усиления > 2; [ж] коэфф. усиления > 5; [з] мин./макс.; [и] типичное значение.

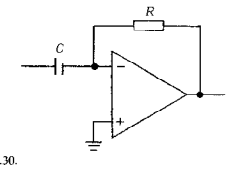


Рис. 4.30.

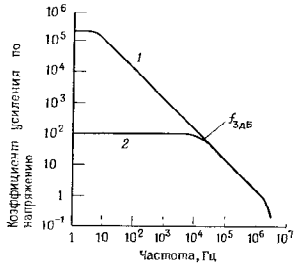


Рис. 4.31. Зависимость коэффициента усиления от частоты для ОУ типа LF411 («диаграмма Боде»). *1* – коэффициент усиления при разомкнутой ОС, *2* – коэффициент усиления при замкнутой ОС,

$$f_{3дБ} = \frac{f_т}{K_{(замкнутой\ ОС)}}$$

лителей; на частоте 50 кГц коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС падает до 100, а частота $f_{ср}$ равна 4 МГц. Обратите внимание, что коэффициент усиления при замкнутой цепи ОС всегда меньше, чем коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС; это означает, что если на основе ОУ типа 411 построить, например, усилитель со 100-кратным усилением, то на частотах около 50 кГц его усиление заметно ослабеет. Точнее мы опишем этот эффект чуть ниже (разд. 4.25), когда будем рассматривать транзисторные схемы с обратной связью, имеющие конечный коэффициент усиления при разомкнутой цепи ОС.

Скорость нарастания. В связи с тем что скорость нарастания ограничена, на частотах выше некоторого граничного значения максимальный размах синусоидального сигнала начинает падать. На рис. 4.32 представлен график для операционного усилителя типа 411 со скоростью нарастания 15 В/мкс. При скорости нарастания s выходная амплитуда ограничена значением $A_{\text{от пика до пика}} \leqslant s/\pi f$ для синусоидального сигнала, имеющего частоту f; тем самым объясняется наличие участка спада на графике с наклоном $1/f$. Горизонтальный участок на графике соответствует ограничению размаха выходного напряжения источников питания.

Попутно отметим, что ограничения, связанные со скоростью нарастания ОУ можно использовать на благо, для устранения шумовых импульсов полезного сигнала с помощью так называемой *нелинейной низкочастотной фильтрации*. Суть метода состоит в следующем: намеренно ограничивая скорость нарастания можно существенно уменьшить острые импульсы, никак не искажая при этом фоновый сигнал.

Выходной ток. В связи с тем, что выходной ток операционного усилителя ограничен, размах выходного напряжения на низкоомных нагрузках также ограничен. На рис. 4.33 представлен график для операционного усилителя типа 411. В прецизионных схемах как раз и нужно ограничивать выходные токи для того, чтобы избежать появления в кристалле схемы температурных градиентов, связанных с рассеянием слишком большой мощности в выходном каскаде

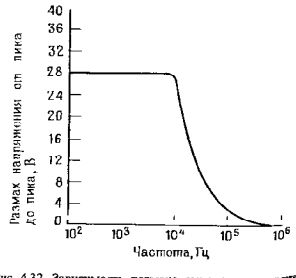


Рис. 4.32. Зависимость размаха выходного напряжения от частоты (LF411). $U_и = \pm 15$ В; $T_{окр} = 25°C$; $R_н = 10$ кОм. Кривая убывает пропорционально $1/f$.

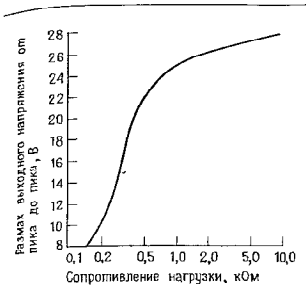


Рис. 4.33. Зависимость размаха выходного напряжения от нагрузки (LF411). $U_и = 15$ В, $T_{окр} = 25°C$.

Напряжение сдвига. Благодаря наличию входного напряжения сдвига, при нулевом напряжении на входе напряжение на выходе равно $U_{вых} = K_{U_0} U_{сдв}$. Инвертирующий усилитель на основе ОУ типа 411 имеет коэффициент усиления по напряжению, равный 100. При заземленном входе напряжение на выходе этой схемы достигает значения ± 0.2 В ($U_{сдв} = 2$ мВ, максимальное значение). Можно предложить следующие пути решения проблемы: а) Если усиление сигнала по постоянному току не представляет интереса, то с помощью конденсатора можно уменьшить коэффициент усиления для сигналов постоянного тока до единицы, как показано на рис. 4.7, также как в рассмотренном выше усилителе для звукоснимателя (рис. 4.20). Там для передачи входного сигнала используется емкостная связь. б) Настроить нуль, используя предлагаемую фирмой-изготовителем схему регулировки. в) Можно использовать ОУ с меньшим напряжением сдвига $U_{сдв}$ г) Настроить нуль, используя схему регулировки, описанную в разд. 7.06 (рис. 7.5).

Входной ток смещения. Если в инвертирующем усилителе один из входов заземлен, то даже при условии идеальной настройки (т.е. $U_{сдв} = 0$), на выходе усилителя будет присутствовать отличное от нуля выходное напряжение. Это связано с тем, что входной ток смещения $I_{см}$ создает падение напряжения на резисторах, которое затем усиливается схемой усилителя. В этой схеме сопротивление со стороны инвертирующего входа определяется резисторами $R_1 \| R_2$, но ток смещения воспринимается как входной сигнал, подобный току, текущему через R_1, а поэтому он порождает смещение выхода $U_{вых} = I_{см} R_2$.

В операционных усилителях со входами на полевых транзисторах эффектом входного тока смещения обычно можно пренебречь, по-другому дело обстоит с операционными усилителями на биполярных транзисторах – здесь значительные входные токи могут привести к серьезным проблемам. Рассмотрим в качестве примера инвертирующий усилитель, в котором $R_1 = 10$ кОм и $R_2 = 1$ МОм; эти значения подходят для инвертирующего каскада, в котором желательно обеспечить значение $Z_{вх}$, равным 10 кОм. Если выбрать схему типа LM833 на биполярных транзисторах, с низким уровнем шумов, то ее выходное напряжение (при заземленном входе) может достигать величины 100 x 1000 нА x 9,9 кОм или 0.99 В, что ни в какой мере не может быть приемлемо. Для сравнения отметим, что ОУ типа LF411 (со входами на полевых транзисторах с p–n-переходом) соответствующее выходное напряжение для худшего случая (при заземленном входе) составляет 0,2 мВ; для большинства практических случаев эта величина пренебрежимо мала и уж во всяком случае несравнима с ошибкой выходного напряжения, порождаемой напряжением сдвига (в худшем случае для ненастроенного ОУ типа LF411 она составляет 200 мВ).

Для борьбы с ошибками, обусловленными током смещения, существует несколько способов. Если вам нужен ОУ с большим током смещения, можно сделать сопротивление со стороны обоих входов одинаковым как на рис. 4.34. В этом случае сопротивление 9,1 кОм выбрано с учетом параллельного соединения резисторов 10 кОм и 100 кОм. Кроме того, лучше всего если сопротивление цепи обратной связи будет достаточно малым, тогда ток смещения не будет давать большие сдвиги: сопротивления в цепях

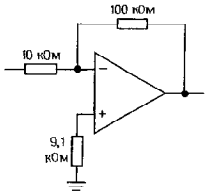


Рис. 4.34. Для уменьшения ошибок, обусловленных входным током смещения в ОУ на биполярных транзисторах следует использовать компенсационный резистор.

входов ОУ имеют типичные значения от 1 до 100 кОм. Третий способ состоит в уменьшении до единицы коэффициента усиления по постоянному току, как в рассмотренном выше усилителе для звукоснимателя.

Однако для большинства случаев можно рекомендовать использовать ОУ с пренебрежимо малыми входными токами. В операционных усилителях со входами на полевых транзисторах с p–n-переходом или на полевых МОП-транзисторах входные токи как правило имеют порядок пикоампер (однако, здесь входной ток быстро растет при увеличении температуры – удваивается при изменении температуры на каждые 10 °C), во многих современных схемах на биполярных транзисторах за счет использования транзисторов со сверхвысоким значением коэффициента β и схем компенсации смещения токи смещения почти также невелики и *незначительно* зависят от температуры. Такие операционные усилители обладают достоинствами ОУ на биполярных транзисторах (высокая точность, низкий уровень шума) и лишены недостатков, связанных со входным током. Например, для прецизионного биполярного ОУ с низким уровнем шума типа OP-27 $I_{см} = 10$ нА (типичное значение), для недорогого биполярного ОУ типа LM312 $I_{см} = 1{,}5$ нА (типичное значение), для улучшенных вариантов этого ОУ (типа LT1012 и LM11) – $I_{см} = 30$ пА (типичное значение). Среди недорогих ОУ на полевых транзисторах можно назвать ОУ типа LF411 на полевых транзисторах с p–n-переходом, для которого $I_{см} = 50$ пА (типичное значение) и серию ИС типа TLC20 на полевых МОП-транзисторах, для которой $I_{см} = 1$ пА (типичное значение).

Входной ток сдвига. Как мы только что убедились, лучше всего создавать такие схемы, в которых импедансы и токи смещения ОУ порождают пренебрежимо малые ошибки. Однако иногда может возникнуть потребность в ОУ с большим током смещения или с очень большим эквивалентным импедансом. В этой ситуации лучше всего постараться сбалансировать входные импедансы по постоянному току. На выходе все равно будет существовать некоторая ошибка ($K_{пост.ток} I_{сдв} R_{экв}$), обусловленная асимметрией входных токов ОУ. В общем, $I_{сдв}$ меньше, чем $I_{см}$ в 2–20 раз (биполярные ОУ, как правило, дают лучшее согласование, чем ОУ на полевых транзисторах).

В предыдущих параграфах мы рассмотрели эффекты ограничений ОУ на примере простого инвертирующего усилителя напряжения. Для него, например, наличие входного тока ОУ вызывает появление ошибки *напряжения* на выходе. В ОУ другого назначения эффект может быть совсем другим, например в инвертирующем ОУ конечный входной ток порождает на выходе *линейно меняющийся сигнал* (а не константу) при нулевом напряжении, приложенном ко входу. По мере освоения схем ОУ вы сможете оценивать, как сказываются ограничения ОУ на работе данной схемы и, следовательно, сможете выбрать операционный усилитель, подходящий для конкретного случая. Вообще говоря, «самого-самого» лучшего ОУ на свете не существует (даже если вас не останавливает никакая цена): у операционных усилителей с самыми незначительными входными токами (на полевых МОП-транзисторах), как правило, плохо обстоят дела с напряжением сдвига, и наоборот. Хорошие разработчики при выборе компонентов идут на компромиссы с тем, чтобы оптимизировать характеристики схемы, и избегают по возможности элементов с ненужной «позолотой».

«Сегодня густо, завтра пусто»

В своем неустанном стремлении к совершенству кристаллов полупроводниковая промышленность преподносит нам иногда неприятные сюрпризы. Представьте себе такую ситуацию: вы разработали отличную новую схему, сделали образец, провели тестирование и горите желанием запустить свое детище в производство. Вы оформляете заказ на необходимые компоненты, но оказывается, что самую нужную ИС сняли с производства! А порой бывает и еще хуже: заказчик начинает жаловаться на задержку поставки прибора, который выпускается уже ни один год. Когда вы начинаете выяснять, что случилось, оказывается, что для завершения сборки плат не хватает единственной ИС, которая «еще не поступила» на участок сборки. Далее выясняется, что она не поступила и на склад. В конце концов вы узнаете, что схему сняли с производства 6 месяцев назад и в наличии нет ни одной!

Почему же возникают подобные казусы и что может предпринять в таких случаях разработчик? По нашему мнению, существуют четыре основных причины прекращения производства ИС:

1. **Устаревание:** Появились новые, лучшие ИС и нет смысла продолжать выпуск старых. Это целиком и полностью относится к цифровым ИС памяти (например, каждый год небольшие статические кристаллы ЗУПВ (ЗУ с произвольной выборкой) и СППЗУ (стираемые программируемые постоянные ЗУ) заменяются более компактными и быстродействующими модификациями), хотя не избежали этой участи и линейные ИС. В подобных случаях чаще всего новая модифицированная ИС совместима со старой по выводам и может быть вставлена в старый разъем.
2. **ИС не пользуется спросом у покупателей:** Иногда исчезают прекрасные ИС. Если проявить настойчивость, то изготовитель может дать объяснение – «не было спроса» или что-нибудь в этом роде. Этот случай можно квалифицировать так: «прекращение производства для удобства изготовителя». Мы столкнулись с серьезными трудностями, когда фирма Harris сняла с производства прекрасную схему HA4925, исчез великолепный счетверенный компаратор с очень высоким быстродействием и ничего не появилось ему взамен. Фирма Harris сняла также с производства схему HA2705 – бесследно исчезла еще одна замечательная ИС, самый быстродействующий микромощный ОУ. Иногда хорошую ИС снимают с производства в связи с изменениями в технологической линии, производящей подложки (увеличивается размер подложки – вместо 3 дюймов устанавливают размер 5 или 6 дюймов). Мы уже заметили, что фирма Harris особенно любит прекращать производство очень хороших и уникальных ИС, тоже самое проделывали фирмы Intersil и GE.
3. **Утеряны чертежи схем:** В это трудно поверить, но иногда фирмы-изготовители теряют чертежи какого-либо кристалла и по этой причине прекращают его производство. Такая история произошла с 8-каскадным делителем на КМОП-транзисторах типа SSS-4404 фирмы Solid State Systems.
4. **У изготовителя нет заказов:** это также относится к SSS-4404!.

Если у вас есть уже разработанная плата, но нет никакой возможности достать нужную ИС, предлагаем вам следующие решения. Во-первых, можно разработать плату заново (а может быть и схему) на основе ИС, имеющихся в наличии. Это, наверное, лучший выход из положения в случае, когда вы запускаете в производство новую плату или когда уже идет производство большой партии плат. Во-вторых, можно разработать маленькую «дочернюю» плату, которая будет подключаться к пустому разъему вместо недостающей ИС и эмулировать ее работу. Хотя этот выход из положения нельзя назвать красивым, он полностью решает возникшую перед вами проблему.

К чему приводят ограничения, свойственные ОУ. Рассмотренные ограничения операционного усилителя влияют на параметры компонентов почти во всех схемах. Например, резисторы обратной связи должны быть достаточно большими, тогда они не будут существенно нагружать выход; вместе с тем, если они будут слишком большими, то входной ток смещения будет порождать ощутимые сдвиги. Кроме того, высокое сопротивление в цепи обратной связи повышает восприимчивость схемы к влиянию внешних наводок и увеличивает влияние паразитной емкости. Учитывая сказанное выше, для ОУ общего назначения обычно выбирают резисторы цепей ОС с сопротивлением от 2 до 100 кОм.

РАСПРОСТРАНЕННЫЕ ТИПЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ. Иногда случается так, что новый ОУ появляется как раз вовремя и удовлетворяет запросы разработчиков и по своим характеристикам, и по стоимости, и по конструктивному оформлению. К его производству приступает сразу несколько фирм, он завоевывает симпатии разработчиков и получает широкую известность. Ниже приводится перечень распространенных в наше время типов ОУ:

301 Первый удобный для использования ОУ; впервые использован вбоковой транзистор p–n–p-типа; коррекция внешняя; родоначальник – фирма National Semiconductor.

741 Промышленный стандарт в течение многих лет; коррекция внутренняя; родоначальник – Fairchild.

1458 Разработан фирмой Motorola в ответ на создание ОУ типа 741; два ОУ типа 741 в миниатюрном корпусе с двухрядным расположением выводов, выводы для регулировки сдвига не предусмотрены.

308 Прецизионный ОУ фирмы National; малая потребляемая мощность, транзисторы со сверхвысоким β гарантированный максимум дрейфа.

324 Распространенная схема счетверенных ОУ

(сдвоенная схема – 358 в мини-DIP-корпусе с двухрядным расположением выводов). Работает с одним источником питания; фирма National.

355 Многофункциональный ОУ на биполярных и полевых транзисторах (356, 357 – более высокое быстродействие); точность не хуже, чем у биполярной схемы, но быстродействие выше, а входной ток меньше; фирма National.
(Фирма Fairchild сделала попытку предпринять ответный ход и разработала ОУ типа 740, который потерпел неудачу из-за плохих характеристик. Как вам понравится входной сдвиг 0,1 В?)

TL081 Разработан фирмой Texas Instruments в ответ на появление серии 355; серия недорогих ОУ; интегральная схема объединяет один, два, четыре ОУ, небольшая мощность; невысокий уровень шума; используются различные типы корпусов.

LF411 Разработан фирмой National; улучшенная серия на биполярных и полевых транзисторах; сдвиг и смещение небольшие, высокое быстродействие, небольшое искажение, большой выходной ток, невысокая стоимость; сдвоенная (LF412) и микромощная (LF441/2/4) модификации.

Подобные компромиссы принимают при разработке почти всех электронных схем включая и самые простые транзисторные схемы. Например, величина тока покоя в транзисторном усилителе ограничена сверху мощностью, которую может рассеивать устройство, величиной входного тока и питающего тока, коэффициента усиления по току, а снизу – величиной тока утечки, коэффициента усиления по току и быстродействием (которое уменьшается из-за паразитной емкости и больших сопротивлений). В связи с этим, как было указано в гл. 2, величину коллекторного тока обычно выбирают в диапазоне от нескольких десятков микроампер до нескольких десятков миллиампер (побольше для мощных схем, поменьше для «микромощных»). В следующих трех главах мы рассмотрим такие проблемы более тщательно для того, чтобы вы поняли, как находят компромиссные решения.

Упражнение 4.6. Нарисуйте схему инвертирующего усилителя со связями по постоянному току; его коэффициент усиления должен быть равен 100, а $I_{вх} = 10$ кОм. Предусмотрите возможность компенсации входного тока смещения и регулировки напряжения сдвига (используйте потенциометр на 10 кОм, который можно подключить к выводам 1 и 5, а его движок – к источнику питания u_-). И наконец, измените схему так, чтобы выполнялось условие $r_{вх} \geqslant 10^6$ Ом.

ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ ТИПА 741 И ДРУГИЕ. В 1965 г. Видлар разработал первый, пригодный для использования интегральный ОУ: это был ОУ типа µA709 фирмы Fairchild. Он получил широкое распространение, но обладал некоторыми недостатками, в частности имел тенденцию к защелкиванию при перегрузке входа и не имел защиты против короткого замыкания на выходе. Кроме того, в этом ОУ необходимо было производить внешнюю частотную коррекцию (с помощью двух конденсаторов и резистора) и он имел очень неудобную схему регулировки нуля сдвига (для которой также требовалось иметь три внешних компонента). И наконец, дифференциальное и синфазное входное напряжение было ограничено значением 5 В.

Видлар перешел из фирмы Fairchild в фирму National где занялся разработкой ОУ типа LM301, который представлял собой улучшенный вариант ОУ с защитой против короткого замыкания и защелкивания и имел увеличенный диапазон входного напряжения, ограниченный значением 30 В. Однако Видлар не предусмотрел внутренней частотной коррекции, так как предпочел предоставить пользователю свободу в выборе средств и методов коррекции. Операционный усилитель типа 301 можно было скорректировать с помощью единственного конденсатора, но, в связи с тем что лишь один вывод был свободен, для регулировки нуля сдвига по-прежнему нужно было иметь три внешних компонента.

Тем временем фирма Fairchild приготовилась к ответному ходу в связи с появлением ОУ типа 301 (теперь – это всем известный ОУ типа 741). Новый ОУ обладал всеми преимуществами схемы типа 301, но инженеры фирмы Fairchild попытались осуществить внутреннюю частотную коррекцию, в результате высвободились два вывода и упростился процесс регулировки сдвига с помощью единственного внешнего потенциометра. Так как во многих практических случаях не требуется производить регулировку сдвига (в этом Видлар оказался прав), то для ОУ типа 741 в нормальных условиях эксплуатации не нужны другие компоненты, кроме тех, которые используются в цепи ОС. Все остальное уже стало достоянием истории – ОУ типа 741 распространился с быстротой цепной реакции и превратился в стандартную схему.

В настоящее время известно немало операционных усилителей типа 741; они похожи по конструкции и характеристикам, но имеют и специфические черты: входы на полевых транзисторах, сдвоенные и строенные схемы, схемы с улучшенными характеристиками, скорректированные и нескорректированные схемы и т. д. Ниже приводится краткий перечень ОУ этого типа, который можно использовать для справок и который характеризует человеческий инстинкт идти в ногу со временем (более полный перечень приведен в табл. 4.1).

Одиночные схемы

741S быстродействующий (10 В/мкс)
MC741 с низким уровнем шумов
OP-02 прецизионный ОУ
4132 микромощный (35 мкА)
LF13741 вход на полевых транзисторах, малый входной ток
748 нескорректированный
NE530 быстродействующий (25 В/мкс)
TL081 вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF351)
LF411 вход на полевых транзисторах, быстродействующий

Счетверенные схемы

MC4741 четыре ОУ типа 741 (аналог – ОУ типа 348)
OP-11 прецизионный ОУ
4136 быстродействующий (3 МГц)
HA4605 быстродействующий (4 В/мкс)
TL084 вход на полевых транзисторах, быстролействующий (подобен LF347)

Сдвоенные схемы

747 сдвоенный ОУ 741
OP-04 прецизионный ОУ
1458 в корпусе мини-DIP с двухрядным расположением выводов
4558 быстродействующий (15 В/мкс)
TL082 вход на полевых транзисторах, быстродействующий (подобен LF353)
LF412 вход на полевых транзисторах, быстродействующий

4.13. Микромощные и программируемые ОУ

В системах, где в качестве источников питания используются батареи, широкое распространение получили так называемые «программируемые ОУ». Их называют так потому, что установка значений всех внутренних рабочих токов выполняется с помощью внешнего тока, подаваемого на контакт, предназначенный для программирования смещения. Внутренние токи покоя увязываются с этим током смещения с помощью токовых зеркал, которым разработчики отдают предпочтение перед внутренними источниками токов, задаваемых с помощью резисторов. В результате подобные усилители можно программировать таким образом, чтобы они работали в широком диапазоне питающих токов – обычно от нескольких микроампер до нескольких миллиампер. Такие параметры, как скорость нарастания произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания $f_{ср}$ и входной ток смещения, пропорциональны программирующему току. Для систем, использующих батареи в качестве источников питания, особенно полезны программируемые ОУ, работающие с токами порядка нескольких микроампер. Более подробно мы рассмотрим разработку микромощных схем в гл. 14.

Операционный усилитель типа 4250 был первым программируемым ОУ, и до сих пор его с успехом применяют во многих системах. Он был разработан фирмой Union Carbide, а сейчас его производят и многие другие фирмы, причем выпускают не только одинарные, но также сдвоенные и строенные схемы (8022 и 8023 соответственно). Для того чтобы представить себе, какие характеристики можно получить при малых питающих токах, рассмотрим в качестве примера ОУ типа 4250, который работает с током 10 мкА. Для того чтобы получить такой ток, нужно с помощью внешнего резистора подать ток смещения, равный 1,5 мкА. Тогда $f_{ср}$ будет составлять 75 кГц, скорость нарастания будет равна 0,05 В/мкс, а входной ток смещения $I_{см}$ равен 3 нА. При малых рабочих токах способность усилителя к возбуждению последующих каскадов резко уменьшается, а выходное сопротивление при разомкнутой цепи ОС заметно увеличивается и в нашем случае достигает 3,5 кОм. При малых рабочих токах шумовое входное напряжение увеличивается, а шумовой входной ток уменьшается (см. гл. 7). В технических данных на ОУ типа 4250 указано, что минимальное питающее напряжение для этого усилителя должно составлять 1 В, однако в реальных схемах возможны отклонения от заданного минимума, особенно если усилитель должен обеспечивать большой размах выходного сигнала или обладать способностью к возбуждению последующего каскада.

Операционный усилитель типа 776 (или 3476) представляет собой усовершенствованный ОУ типа 4250. Он обладает лучшими выходными характеристиками при малых токах. Операционный усилитель типа 346 – это хороший программируемый ОУ, объединяющий в одном кристалле четыре усилителя. Три секции этого ОУ программируются с помощью одного входа, а четвертая – с помощью другого. В некоторых программируемых ОУ использованы обычные биполярные транзисторы, например схемы типа OP-22, OP-32, HA2725 и CA3078. К программируемым ОУ на КМОП-транзисто-

Таблица 4.3. Высоковольтные операционные усилители

Тип	Производитель[а]	Напряжения питания, В: мин.	макс.	Дифференциальное входное напряжение тип., В макс.	Вход на полевом тр-ре	Внешние компоненты	Установка нуля	$f_{1р}$, тип., МГц	Скорость нарастания, тип., В/мкс	Вых. ток макс., мА	Мощность рассеяния, макс. при 50°С, Вт	Температурные ограничения	Корпус[а]	Примечания
LM675	NS	20	60		–	–	–	5,5	8	3000	40	+	TO-220	Мощный монолитный ОУ
LM143	NS	10	68		–	–	+	1	2	20	0,6	–	TO-99	Со сверхбольшим значением
LM344	NS	10	68		–	+	–	1	30[1]	20	0,6	–	TO-99	Со сверхбольшим значением
3580	BB	30	70		+	–	–	5	15	60	4,5	–	TO-31	
LM12	NS	20	80		–	–	–	0,7	9	10000	90	+	TO-3	Монолитный большой мощности
PA19	AP	30	80	40	+	+	–	100[2]	650[2]	5000	70	+	TO-31	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой
OPA541	BB	20	80	80	+	–	–	2	10	10000	90	–	TO-31	Монолитный большой мощности
MC1436	MO	10	80	80	–	–	+	1	2	10	0,6	–	TO-99	Первичный вариант, все еще хороший
1460	TP	30	80	6	–	+	+	1000[3]	300[4]	150	2,5	–	TO-3	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой
1461	TP	30	80	25	+	+	+	1000[3]	1200[3]	750		–	P-DIP	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой
1463	TP	30	80	25	+	–	+	17	165	1000	40	–	TO-3	Быстродействующий, с единичным усилением, скорректированный
HA2645	HA	20	80	74	–	+	+	4	5	10	0,6	+	TO-99	Аналог ОУ типа 1332 фирмы Philbrick
OPA445	BB	20	100	80	+	–	+	2	10	15	0,6	–	TO-99	Монолитный; также в корпусе мини-DIP
1481	TP	30	150		+	–	+	4,5	25	80	15	–	TO-3	Ограничение по току
3581	BB	65	150		+	–	+	5	20	80	4,5	+	TO-31	
PA04	AP	30	200	20	–	+	–	2	50	25000	160	–	P-DIP	Выход на тр-рах с верт. МОП-структурой, ограничение по току
1480	TP	30	300	450	+	–	+	20	100	80		+	TO-3	
3582	BB	140	300	300	+	–	+	5	20	15	4,5	+	TO-31	
3583	BB	80	300	300	+	–	+	5	20	75	10	+	TO-3	
3584	BB	140	300	300	+	–	+	20[5]	150[5]	15	4,5	+	TO-3	Небольшое $U_{оп}$, небольшое $e_{ш}$
PA08V	AP	30	340	90	+	–	+	5	30	150	18	+	TO-31	Небольшие $I_{\text{г}}$, $U_{оп}$, $e_{ш}$
PA88	AP	30	450	25	+	+	–	10[1]	30[2]	100	12	+	TO-31	Небольшое $U_{оп}$, небольшое $e_{ш}$
PA85	AP	30	450	25	+	+	–	20[1]	1000[2]	200	28	+	TO-31	

[а] См. список на стр. 8.

[1] Для усиления не менее 10. [2] Для усиления не менее 5. [3] Для усиления не менее 3. [4] Для усиления не менее 1. [5] Для усиления не менее 50. *а* – синфазный, *б* – дифференциальный, *в* – если скорректирован при усилении

рах относятся схемы типа ICL612, TLC251, MC14573 и CA3440. Эти схемы проявляют свои возможности при очень небольшом питающем напряжении (до 1 В для TLC251), а для выдающейся схемы типа 3440 – при токах затухания до 20 нА. Схемы типа 7612 и 251 используют видоизмененную схему обычного программируемого ОУ; программируемый вход подключается к U_+ или U_-, или остается неподключенным, в зависимости от этого ток затухания будет иметь ту или иную величину (10 мкА, 100 мкА или 1 мА).

Помимо рассмотренных выше операционных усилителей существуют также непрограммируемые усилители, предназначенные для работы с небольшими токами питания и небольшими напряжениями, следовательно, их также нужно отнести к микромощным. Среди них следует выделить ОУ типа LM10, для которого полный диапазон питающего напряжения составляет 1 В (например, ± 0,5 В). Эта характеристика заслуживает особого внимания, так как напряжение $U_{б_э}$ увеличивается при понижении температуры, и при температуре −55 °С оно близко к величине 1 В, определяющей нижний предел рабочего диапазона LM10. Среди других микромощных ОУ заслуживают внимания следующие схемы (и их рабочие токи): прецизионные ОУ типа OP-20 (40 мкА), OP-90 (12 мкА) и LT1006 (90 мкА), недорогой ОУ типа LP324, объединяющий в одном кристалле 4 усилителя (20 мкА на каждый усилитель), ОУ на основе полевых транзисторов с p n-переходом типа LF441/2/4 (150 мкА на каждый усилитель) и ОУ на основе полевых МОП-транзисторов типа TLC27L4 (10 мкА на каждый усилитель).

ПОДРОБНЫЙ АНАЛИЗ РАБОТЫ НЕКОТОРЫХ СХЕМ НА ОУ

На работу представленных ниже схем существенно влияют присущие операционным усилителям ограничения; рассмотрим их более подробно, чем остальные схемы

4.14. Логарифмический усилитель

В схеме, представленной на рис. 4.35, логарифмическая зависимость напряжения $U_{б_э}$ от тока $I_к$ используется для получения выходного напряжения, пропорционального логарифму положительного входного напряжения. Благодаря потенциальному заземлению инвертирующего входа резистор R_1 преобразует напряжение $U_{вх}$ в ток. Этот ток протекает через транзистор T_1 и создает на его эмиттере потенциал, который, согласно уравнению Эберса – Молла, на величину падения напряжения $U_{б_э}$ ниже потенциала земли. Транзистор T_2, который работает при фиксированном токе и обеспечивает корректирующее напряжение, равное по величине падению напряжения на диоде, служит для температурной компенсации. Источник тока (роль которого может выполнять резистор, так как потенциал точки B отличается от потенциала земли на несколько десятых долей вольта) задает входной ток, служащий для установки выходного напряжения на нуль. Второй операционный усилитель является неинвертирующим, его коэффициент усиления по напряжению должен быть равен приблизительно 16, для того чтобы напряжение на выходе изменялось в отношении −1.0 В на декаду входного тока (напомним, что напряжение $U_{б_э}$ увеличивается в отношении 60 мВ на декаду коллекторного тока).

Еще несколько деталей: если базу транзистора T_1 соединить с его коллектором, то базовый ток будет создавать ошибку (дело в том, что ток $I_к$ связан точной экспоненциальной зависимостью с напряжением $U_{б_э}$). В этом схеме благодаря потенциальному заземлению напряжение на базе равно напряжению на коллекторе, однако базовый ток ошибку не создает. В качестве T_1 и T_2 следует использовать согласованную пару транзисторов (лучше всего взять согласованную монолитную пару типа LM394 или MAT-01). Такая схема обеспечивает точную логарифмическую зависимость выходного напряжения от входного тока в пределах семи или более декад (прибли-

Таблица 4.4. Мощные операционные усилители

Тип	Фирма-производитель [a]	Монолитный	Вход на полевых тр-рах	Установка нуля	Корпус [б]	$I_{вых}$, А	$\pm U_{вых}$, В		Мощность рассеяния, Вт	Скорость нарастания, тип., В/мкс	$f_{ср}$, тип., МГц	Ширина полосы пропускания, кГц
							мин.	макс.				
PA03	AP	–	+	+	PD	30	15	75	500	10	5	70
PA04A	AP	–	+	–	PD	20	15	100	200	50	2	90
OPA512	BB	–	–	–	31	15	10	50	125	4	4	20
LM12	NS	+	–	–	3	10	10	40	90	9	0,7	60
OPA501	BB	–	–	–	31	10	10	40	80	1,4 [в]	1	16
OPA512B	BB	–	–	–	31	10	10	50	125	4	4	20
OPA541B	BB	+	+	–	31	10	10	40	90	10	2	55
1468	TP	–	–	–	3	10	10	50	125	4	4	20
PA19A	AP	–	+	–	31	5	15	40	70	900	100	3500
OPA511	BB	–	–	–	31	5	10	30	67	1,8	1	23
PA09A	AP	–	+	+	31	4	10	40	78	400	75	2500
SG1173	SG	+	–	–	220	3,5	5	25	20	0,8	1	
LM675	NS	+	–	–	220	3	8	30	40	8	5,5	
LH0101	NS	–	+	–	3	2	5	20	62	10	5	300
3572	BB	–	+	–	31	2	15	40	60	3	0,5	16
3573	BB	–	–	–	31	2	10	34	45	1,5	1	23
LH0021	NS	–	–	–	3	1	5	15	23	3	1	20
MSK792	KE	–	–	+	3	1	5	22	5	2	1	11
1463	TP	–	+	+	3	1	15	40	40	165	17	
1461	TP	–	+	+	PD	0,75	15	40		1200 [мо]	1000 [мо]	
LH0061	NS	–	–	+	3	0,5	–	15	20	70	–	1000
WAO1A	AP	–	–	+	31	0,4	12	16	10	4000	1000	150000
CLC203	CL	–	–	–	PD	0,2	9	20		6000	5000	60000
1460	TP	–	–	+	3	0,15	15	40	2,5	300 [мо]	1000 [мо]	1500
3554B	BB	–	+	+	31	0,15	5	18	5	1200	100	19000
HA2542	HA	+	–	+	D	0,1	5	15	1,6	375	120	4700 [м]
LH4101	NS	–	–	+	D	0,1		15	4	250	28	–
LH4104	NS	–	+	+	C	0,1		15	2,5	40	18	
1480	TP	–	+	+	3	0,08	15	150		100	20	120
1481	TP	–	+	+	3	0,08	15	75	15	25	4,5	50
CA3450	RC	+	–	+	D	0,08	·	7	1,5	420	190	10000
3583	BB	–	+	+	31	0,08	40	140	10	30	5	60
OP-50E	PM	+	–	+	D	0,07	5	18	0,5	3	25	20
3580	BB	–	+	+	31	0,06	15	35	4,5	15	5	100
AMP-01E	PM	+	–	+	D	0,05	5	15	0,5	4,5	1	20
3581	BB	–	+	+	31	0,03	32	75	4,5	20	5	60
3582/4	BB	–	+	+	31	0,02	70	150	4,5	20/150	7	30/135

U макс.			I макс., нА		$U_{нас}$		$t_{нас}$, тип.		$I_{пред}$, А [в]	Температурные ограничения	Примечания
мВ	мкВ/°С	мкВ/Вт	25 °С	Т	В	А	мкс	%			
3	30	20 [ф]	0,05	50	7	30	2	0,1	Т	+	Могучая «рабочая лошадка»
5	30	10 [ф]	0,02	–	7,5	15	2,5	0,1	В	–	Высоковольтный
3	40	20 [ф]	20	15	7	15	2	0,1	В	–	Аналог PA-12
7	50	50	300	150	8	10			13	+	
5	40	35 [ф]	20	15	7	10			В	–	Аналог PA-51
6	65	20 [ф]	30	–	6	10	2	0,1	В	–	
2	30	60	0,05	40	4,5	5	2	0,1	В	–	Монолитный на полевом тр-ре с p–n-переходом
6	65	20 [ф]	30	–	6	10	2	0,1	В	–	
0,5	10	20 [ф]	0,05	50	5	4	1,2	0,01	В	+	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой, широкополосный, прецизионный
10	65	20 [ф]	40	30	8	5	2	0,1	В	–	Аналог PA-01
0,5	10		0,02	20	8	2	0,3	0,1	4,5	+	Быстродействующий
4	30	–	500	300	6	2			3,5	+	
10	25 [ф]	25 [ф]	2 мкА		10	3,5			4	+	
3	10 [ф]	150 [ф]	0,3	300	5	2	2	0,01	В	–	Аналог PA-02
2	40	20 [ф]	0,1	100	5	2			В	+	Аналог PA-07; подобен 3571 для 1 А
10	65		40	30	5	2			В	–	Аналог PA-73
3	25	15	100	35	4	1	4	0,1	В	–	Внешняя коррекция
0,1	2	–	100	100	3,5	1			В	–	
5	20 [ф]		0,2	200	8	1	0,25	0,1	В	–	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой
5	50	–	0,1	100	9	0,5	0,4	0,1	В	–	Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой; внешняя коррекция
4	5 [ф]	5 [ф]	100	35	5	0,5	0,8	0,1	В	–	Внешняя коррекция
5	25	10 [ф]	10 мкА		5	0,4	0,02	0,1			
1,5	15		20 мкА	20 мкА	4	0,2	15 нс	0,2	В	–	С быстрым установлением, широкополосный, прецизионный
5	50	–	10 мкА	–	6	0,15	1	0,1	0,25		Выход на тр-ре с вертикальной МОП-структурой, внешняя коррекция
1	15	–	0,05	50	5	0,1	0,2	0,01	0,15	–	Быстродействующий
10 [к]	20	–	35 мкА	–	–		0,1	0,1	–	–	Подкорректированный ($K > 2$)
15	25 [ф]		0,5	500	–	–	0,3	0,1	–	–	
5	20 [ф]		0,6	25	5	0,1	0,5	0,01	–	–	У LH4105 $U_{см} < 0,5$ мВ
3	100		0,2	200	10	0,08	1,5	0,01	0,13	–	Высоковольтный
3	75	–	0,1	100	5	0,08	7,5	0,1	0,13		
15	–	–	350		2	0,08	35 нс	0,1	–	–	Видеоусилитель
3	23	–	0,02	20	10	0,08	12	0,1	0,1	+	Высоковольтный
0,03	0,3	–	5	7 [к]	2	0,03	30	0,01	0,06	+	Низкий уровень шума, прецизионный
10	30	–	0,05	50	5	0,06	12	0,1	0,1	+	
0,05	0,3	–	3	10 [к]	2	0,03	15	0,01	0,06	+	Низкий уровень шума, прецизионный
3	25	–	0,02	20	5	0,03	12	0,1	0,05	+	
3	25	–	0,02	20	5	0,02	12	0,1	0,03	+	Высоковольтный

[а] См. примечания к табл. 4.1, [б] 3–TO-3; 220–TO-220; PD–DIP-корпус для мощного варианта схемы; D–DIP-корпус; I–изолированный корпус; C–металлический корпус; [в] ограничения по току; T–температурное ограничение; E–внешняя регулировка, [мо] мин. или макс. [ф] типичное значение, [м] нескорректированный.

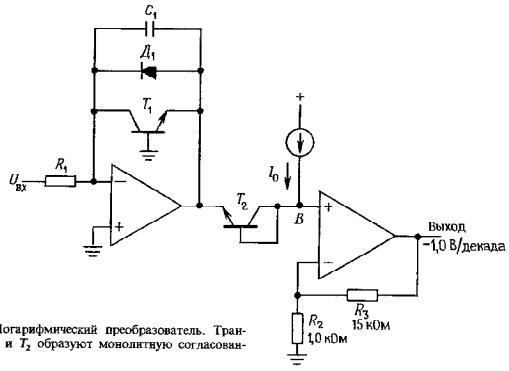


Рис. 4.35. Логарифмический преобразователь. Транзисторы T_1 и T_2 образуют монолитную согласованную пару.

зительно от 1 нА до 10 мА) при условии, что транзисторы имеют небольшие токи утечки, а ОУ – малый входной ток смещения. Операционный усилитель типа 741, в котором ток смещения равен 80 нА, для этой схемы не подходит; для получения линейной характеристики в пределах семи декад обычно используют ОУ с полевыми транзисторами на входах, например ОУ типа 411. Кроме того, для получения хорошей характеристики при малых входных токах входной ОУ следует точно настроить на нуль сдвига. Дело в том, что при токах, близких к нижнему предельному значению, напряжение $U_{вх}$ может составлять всего несколько десятков микровольт. Лучше всего применить в этой схеме источник тока на входе и вообще не использовать резистор R_1.

Конденсатор C_1 служит для частотной стабилизации при включении обратной связи, так как усиление по напряжению в контуре ОС определяет транзистор T_1. Диод $Д_1$ предотвращает пробой и разрушение перехода база – эмиттер транзистора T_1 в случае появления отрицательного напряжения на входе; это необходимо, так как транзистор T_1 не обеспечивает цепь обратной связи при положительном выходном напряжении операционного усилителя. Обе эти проблемы можно устранить, если транзистор T_1 включить как диод, т. е. соединить его базу с коллектором.

Температурная компенсация усиления. Транзистор T_2 компенсирует изменения падения напряжения $U_{б\text{э}}$ в транзисторе T_1, связанные с изменением температуры окружающей среды, однако изменение наклона графика зависимости напряжения $U_{б\text{э}}$ от тока $I_к$ не компенсируется. В разд. 2.10 мы установили, что зависимость «60 мВ/декада» пропорциональна абсолютной температуре. Выходное напряжение в нашей схеме иллюстрируется графиком, представленным на рис. 4.36. Идеальная компенсация обеспечивается в том случае, когда входной ток равен I_0 – коллекторному току транзистора T_2. Изменение температуры на 30 °С вызывает изменение угла наклона графика на 10% и сопровождается появлением соответствующей ошибки в выходном напряжении. Единственный выход из положения состоит в том, чтобы заменить резистор R_2 последовательным соединением обычного резистора и резистора с положительным температурным коэффициентом. Зная температурный коэффициент резистора (например, температурный коэффициент

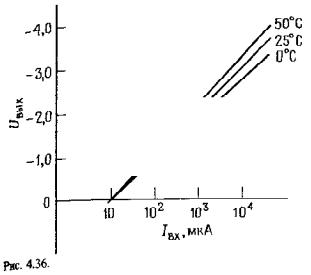


Рис. 4.36.

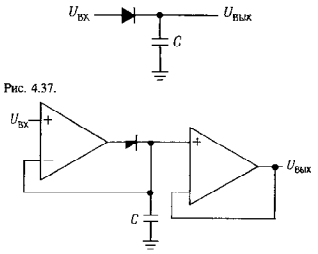


Рис. 4.37.

Рис. 4.38. Пиковый детектор на основе ОУ.

резистора типа TG1/8 фирмы Texas Instruments равен + 0,67%/°С), можно определить сопротивление обычного резистора, который при последовательном соединении обеспечит идеальную компенсацию. Например, к только что упомянутому резистору типа TG1/8 с сопротивлением 2,7 кОм следует последовательно подключить резистор с сопротивлением 2,4 кОм.

Промышленность выпускает несколько интегральных логарифмических преобразователей. Они обладают очень хорошими характеристиками и имеют внутреннюю температурную компенсацию. Среди фирм-изготовителей назовем Analog Devices, Burr-Brown, Philbrick, Intersil и National Semiconductor.

Упражнение 4.7. Дополните схему логарифмического преобразователя следующими элементами: а) внешним источником входного тока; б) цепью температурной компенсации с использованием резистора типа TG1/8 (с температурным коэффициентом равным − 0,67% °С). Подберите компоненты таким образом, что ы относительное изменение выходного напряжения составляло $U_{вых}$ = + 1 В на декаду. Предусмотрите возможность управления выходным сдвигом, которая позволяла бы при любом входном токе устанавливать нулевое значение для $U_{вых}$ (путем смещения инвертирующего усилителя, а не за счет регулировки тока I_0).

4.15. Активный пиковый детектор

Во многих практических случаях требуется определить пиковое значение входного колебания. В простейшем случае для этой цели можно использовать диод и конденсатор (рис. 4.37). Наибольшее значение входного колебания заряжает конденсатор, который сохраняет заряд до тех пор, пока диод смещен в обратном направлении.

Этот метод имеет серьезные недостатки. Входной импеданс является переменной величиной, и в момент пиков входного колебания он очень мал. Кроме того, из-за падения напряжения на диоде эта схема нечувствительна к пикам, меньшим 0,6 В, а для больших пиков она дает ошибку (на величину падения напряжения на диоде). Более того, падение напряжения на диоде зависит от температуры и протекающего через диод тока, а это значит, что погрешность схемы зависит от температуры окружающей среды и скорости изменения выходного напряжения; напомним, что $I = C(dU/dt)$. Использование на входе эмиттерного повторителя позволяет избавиться только от первого из перечисленных недостатков.

На рис. 4.38 показана улучшенная схема, в которой используется обратная связь. Если напряжение обратной связи снимать с конденсатора, то падение напряжения на диоде не создаст никаких проблем. На рис. 4.39 представлен возможный вид выходного колебания.

Ограничения, присущие операционному усилителю, сказываются на этой схеме двояко: а) Конечная скорость нарастания ОУ порождает проблемы даже для отно-

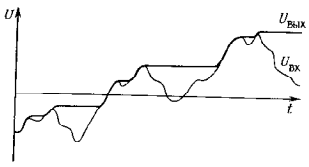


Рис. 4.39.

сительно медленно меняющихся входных сигналов. Для большей ясности отметим, что выход ОУ попадает в отрицательное насыщение, когда вход усилителя имеет менее положительный потенциал, чем выход (постарайтесь изобразить напряжение ОУ в виде графика; не забудьте о прямом падении напряжения на диоде). Итак, выход ОУ должен стремиться к величине выходного напряжения (плюс падение напряжения на диоде) тогда, когда входной сигнал начинает превышать уровень выходного. При скорости нарастания S это можно грубо описать выражением $(U_{вых} - U_{-})/S$, где U_{-} – отрицательное напряжение питания, $U_{вых}$ – выходное напряжение. б) Входной ток смещения вызывает медленный разряд конденсатора (или его заряд в зависимости от знака смещения). Это явление называют иногда «утечкой заряда» и для того, чтобы избежать его, лучше всего использовать ОУ с очень малым током смещения. По той же причине и диод следует подбирать таким образом, чтобы он имел малую утечку (например, можно использовать диод типа FJT1100, обратный ток которого не превышает 1 пА при напряжении 20 В, или «полевой диод» типа PAD-1 фирмы Siliconix или типа ID101 фирмы Intersil); выходные каскады ОУ должны иметь больший импеданс (лучше всего использовать ОУ на полевых транзисторах или ОУ со входами на полевых транзисторах. в) Максимальный выходной ток ОУ ограничивает скорость изменения напряжения на конденсаторе, иначе говоря, скорость, с которой сигнал на выходе отслеживает изменение сигнала на входе. Поэтому при выборе конденсатора приходится идти на компромисс между скоростью утечки заряда и скоростью нарастания выходного напряжения.

Пусть, например, в этой схеме использован ОУ типа 741 (такой выбор нельзя назвать удачным из-за большого тока смещения, который имеет этот усилитель), тогда конденсатор емкостью 1 мкФ будет иметь утечку заряда $dU/dt = I_{см}/C = 0{,}08$ В/с, а возможная скорость изменения напряжения на выходе составит всего $dU/dt = I_{вых}/C = 0{,}02$ В/мкс. Эта максимальная скорость значительно меньше, чем скорость нарастания ОУ, равная 0,5 В/мкс, так как она ограничена максимальным выходным током, равным 20 мА, который заряжает конденсатор емкостью 1 мкФ. Если уменьшить емкость, то можно получить большую скорость нарастания на выходе за счет большой утечки заряда. С практической точки зрения в качестве входного усилителя мощности и выходного повторителя гораздо лучше выбрать ОУ типа LF355 со входами на полевых транзисторах (ток смещения равен 30 пА, выходной ток – 20 мА) и взять конденсатор, имеющий емкость $C = 0{,}01$ мкФ. При таком сочетании компонентов утечка будет составлять всего 0,006 В/с, а скорость нарастания для схемы в целом будет равна 2 В/мкс. Еще лучше характеристики получатся, если взять ОУ на полевых транзисторах типа OPA111 или AD549, для которых входной ток не превышает 1 пА. Характеристики схемы может ухудшить утечка самого конденсатора, даже если используются очень высококачественные конденсаторы, например полистироловые или поликарбонатные (см. разд. 7.05).

Схемные средства устранения влияния утечки диода. Очень часто разумно построенная схема помогает разрешить проблемы, создаваемые отклонениями схемных компонентов от идеальных. Такой способ преодоления трудностей, с одной стороны, доставляет удовольствие разработчику, а с другой – дает экономический эффект. Рассмотрим здесь некоторые примеры (этим вопросам посвящена гл. 7).

Допустим, нам нужен высококачественный пиковый детектор, обладающий максимальным отношением скорости нарастания на выходе схемы к спаду вершины импульса. Если в схеме пикового детектора использованы ОУ с самыми малыми входными токами (в некоторых ОУ ток смещения равен всего 0,01 пА), то спад вершины импульса будет определяться утечкой диода, так как токи утечки самых хороших диодов (см. табл. 1.1) превышают столь малые токи смещения ОУ. На рис. 4.40 показана разумно составленная схема. Как и прежде, напряжение на конденсаторе повторяет входное колебание на интервале его увеличения: интегральная схема $ИС_1$ заряжает конденсатор через оба диода, а выходное напряжение схемы $ИС_2$ не оказывает на этот процесс никакого влияния. Когда значение входного напряжения становится меньше пикового, $ИС_1$ переходит в режим насыщения, а $ИС_2$ поддерживает напряжение в точке X равным напряжению на конденсаторе и полностью устраняет утечку в диоде $Д_2$. Небольшой ток утечки диода $Д_1$ протекает через резистор R_1 и создает на нем пренебрежимо малое падение напряжения. Безусловно, оба ОУ должны иметь очень малые токи смещения. Неплохо остановить свой выбор на ОУ типа OPA111B, в котором высокая точность ($U_{см} = 250$ мкВ, максимальное значение) сочетается с небольшим входным током (1 пА, максимальное значение). Эта схема является аналогом схемы защиты, используемой для высокоомных или малосигнальных измерений.

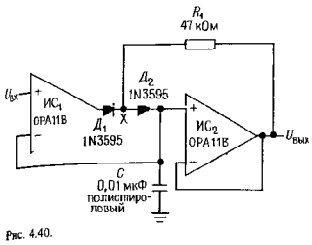


Рис. 4.40.

Отметим, что входные ОУ в рассмотренных схемах пиковых детекторов большую часть времени находятся в режиме отрицательного насыщения и выходят из него, только при условии, что уровень сигнала на входе превысил пиковое напряжение, сохраненное конденсатором. Однако, судя по схеме активного выпрямителя (разд. 4.10), выход из насыщения может занять существенное время (например, для схемы типа LF411 он составляет 1–2 мкс). В связи с этим может получиться так, что круг ваших интересов будет ограничен только операционными усилителями с высокой скоростью нарастания.

Сброс пикового детектора. На практике обычно желательно тем или иным способом производить сброс выхода пикового детектора. Один из способов состоит в подключении к выходу схемы резистора, благодаря которому напряжение на выходе затухает с постоянной времени RC. При этом схема «запоминает» только последние пиковые значения. Более совершенный способ состоит в подключении к конденсатору C транзисторного переключателя; выход схемы сбрасывается в нуль за счет поданного на базу короткого импульса. Как показано на рис. 4.38 к конденсатору можно подключить n-канальный полевой МОП-транзистор; в тот момент, когда потенциал затвора становится положительным, конденсатор сбрасывается в нуль.

4.16. Выборка-запоминание

Схеме детекторного повторителя близка схема выборки-запоминания. Эти схемы широко распространены в цифровых системах, где требуется осуществлять преобразование аналоговых напряжений в цифровые значения, с которыми работает компьютер. Чаще всего производится захват и фиксация напряжения (напряжений), само же преобразование выполняется в дальнейшем. Основными компонентами схемы выборки-запоминания являются операционный усилитель и переключатель на полевом транзисторе: суть схемы поясняет рис. 4.41, *а*). $ИС_1$ – это повторитель, предназначенный для формирования низкоомного отображения

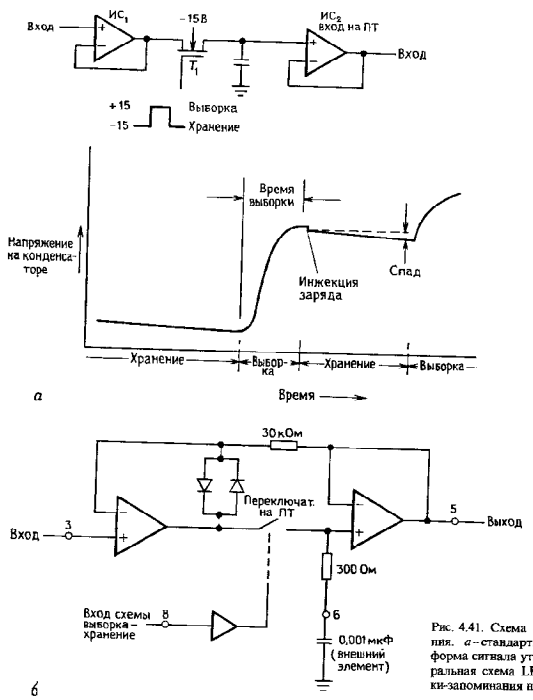


Рис. 4.41. Схема выборки-запоминания. *а* – стандартная конфигурация, форма сигнала утрирована; *б* – интегральная схема LF398 – схема выборки-запоминания на одном кристалле.

входного сигнала. Транзистор T_1 пропускает сигнал во время «выборки» и блокирует его прохождение в момент «запоминания». Конденсатор C запоминает сигнал таким, как он был в момент выключения транзистора T_1. $ИС_2$ – это повторитель с большим входным импедансом (со входами на полевых транзисторах), благодаря чему минимизируется ток через конденсатор во время «запоминания». Величина C выбирается, исходя из компромисса: ток утечки в T_1 и повторителе вызывает спад напряжения на конденсаторе C во время запоминания в соответствии с выражением $dU/dt = I_{утечки}/C$. В связи с этим для минимизации спада конденсатор C должен быть большим. Однако, сопротивление транзистора T_1 во включенном состоянии образует в сочетании с конденсатором C фильтр низких частот. В связи с этим конденсатор C должен быть небольшим, тогда высокочастотные сигналы не будут искажаться. $ИС_1$ должна обеспечивать

ток заряда конденсатора $C-I = CdU/dt$ и должна обладать достаточной скоростью нарастания для повторения входного сигнала. На практике скорость нарастания всей схемы обычно ограничивается выходным током $ИС_1$ и сопротивлением транзистора T_1 во включенном состоянии.

Упражнение 4.8. Допустим, что схема ИС$_1$ дает выходной ток, равный 10 мА; $C = 0{,}01$ мкФ. При какой максимальной скорости нарастания сигнала на входе схема может в точности повторять входной сигнал? Чему равна выходная ошибка, если сопротивление транзистора T_1 во включенном состоянии составляет 50 Ом, а входной сигнал нарастает со скоростью 0,1 В/мкс? Чему равна скорость спада в состоянии «запоминания», если ток утечки транзистора T_1 и $ИС_2$ составляет 1 нА?

Как в схеме выборки-запоминания, так и в схеме пикового детектора ОУ управляет емкостной нагрузкой. При разработке подобных схем помните, что для них нужен ОУ, обладающий стабильностью при единичном коэффициенте усиления и емкостной нагрузке. Некоторые ОУ (например, типа LF355/6) предназначены специально для работы непосредственно на большую емкостную нагрузку (0,01 мкФ). Другие практические приемы мы обсудим в разд. 7.07 (см. рис. 7.17).

Разрабатывать схемы выборки-запоминания нет необходимости, т. к. промышленность выпускает прекрасные ИС, которые включают в себя все необходимые элементы за исключением конденсатора. Широко используется схема типа LF398 фирмы National; в недорогом корпусе с 8 выводами заключен переключатель на полевом транзисторе и два ОУ. Рис. 4.41, б), показывает, как воспользоваться этой схемой. Обратите внимание, что петля обратной связи охватывает *оба* ОУ. Существует множество интегральных схем выборки-запоминания, обладающих характеристиками, лучшими, чем у LF398; например, схема типа AD585 фирмы Analog Devices включает в себя внутренний конденсатор и гарантирует максимальное время захвата 3 мкс при точности 0,01% для сигнала в виде ступени величиной 10 В.

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ ПОГЛОЩЕНИЕ

Конденсаторам присущи недостатки. Прежде всего это – утечка (параллельное сопротивление), последовательное сопротивление и индуктивность, нулевой температурный коэффициент. Реже вспоминают про *диэлектрическое поглощение* – явление, которое очень ярко проявляет себя в следующей ситуации: возьмем большой танталовый конденсатор, заряженный до напряжения 10 В и быстро его разрядим, подключив к его выводам резистор 100 Ом. Удалим резистор и понаблюдаем за напряжением на конденсаторе с помощью вольтметра с большим импедансом. Представьте себе, что напряжение на конденсаторе *будет восстанавливаться*, и за несколько секунд достигнет величины примерно 1 В.

Явление диэлектрического поглощения (диэлектрической *памяти*) недостаточно изучено, полагают, что оно связано с остаточной поляризацией диэлектрического вещества; особенно плохим в этом отношении является такой диэлектрик, как слюда с присущей ей слоистой структурой. С точки зрения схемы добавочная поляризация проявляет себя так, как если бы к выводам конденсатора подключили ряд последовательных *RC*-цепочек (рис. 4.42, *а*) с постоянными времени в диапазоне от $\simeq 100$ мкс до нескольких секунд. По свойству диэлектрического поглощения диэлектрики существенно отличаются друг от друга; графики на рис. 4.42, *б*, отражают зависимость сохраняемого напряжения от времени для нескольких высококачественных диэлектриков после воздействия на них сигнала в виде ступени с амплитудой 10 В и длительностью 100 мкс.

Диэлектрическое поглощение может порождать серьезные ошибки в интеграторах и других аналоговых схемах, которые рассчитаны на идеальные харак-

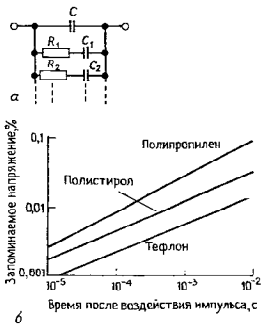


Рис. 4.42. Диэлектрическое поглощение в конденсаторах *а* – модель, *б* – зафиксированные изменения для некоторых диэлектриков (по фирменной документации Hybrid Systems HS9716).

теристики конденсаторов. Если, например, к схеме выборки-запоминания подключена схема аналого-цифрового преобразования, то диэлектрическое поглощение может привести к ужасающим результатам. В подобных случаях конденсаторы нужно выбирать как можно тщательней (с этой точки зрения наилучшим диэлектриком является тефлон), лишний раз подвергая свой выбор сомнению. В особых случаях можно прибегнуть и к компенсационным схемам, в которых влияние диэлектрического поглощения конденсатора электрически устраняют с помощью тщательно настроенных RC-цепочек. Такой подход используется в некоторых высококачественных модулях выборки-запоминания, производимых фирмой Hybrid Systems.

4.17. Активный ограничитель

На рис. 4.43 показан активный ограничитель, который представляет собой один из вариантов схемы, рассмотренной в гл. 1. Для показанных на схеме величин компонентов напряжение на входе, отвечающее условию $U_{вх} < +10$ В, приводит выход ОУ в состояние насыщения, и выполняется условие $U_{вых} = U_{вх}$. Когда напряжение $U_{вх}$ превышает 10 В, диод замыкает цепь обратной связи и фиксирует на выходе значение 10 В. В этой схеме конечная скорость нарастания ОУ является причиной появления небольших искажений (выбросов) в выходном сигнале, которые возникают в тот момент, когда входное напряжение в процессе нарастания достигает значения напряжения фиксации (рис. 4.44).

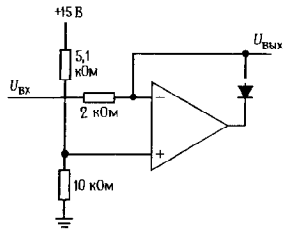


Рис. 4.43.

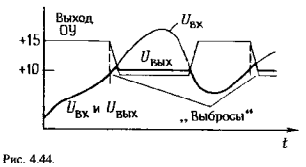


Рис. 4.44.

4.18. Схема выделения модуля абсолютного значения сигнала

Схема, показанная на рис. 4.45, позволяет получать на выходе положительное напряжение, равное абсолютной величине входного сигнала; она представляет собой двухполупериодный выпрямитель. Как обычно, операционные усилители с цепью обратной связи устраняют влияние падений напряжения на диодах, характерное для пассивного выпрямителя.

Упражнение 4.9. Объясните, как работает схема, показанная на рис. 4.45. Подсказка: сначала на вход нужно подать положительное напряжение и посмотреть, что будет, а затем – отрицательное напряжение.

На рис. 4.46 показана еще одна схема определения абсолютного значения. Она представляет собой сочетание вспомогательного инвертора ($ИС_1$) и активного ограничителя ($ИС_2$). При положительных уровнях входного напряжения ограничитель не влияет на работу схемы, его выход находится в насыщении, и в результате $ИС_1$ работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Таким образом, выходное напряжение по абсолютному значению равно входному. При отрицательных уровнях входного напряжения ограничитель поддерживает в точке X напряжение, равное потенциалу земли, и при этом $ИС_1$ работает как инвертор с единичным коэффициентом усиления. Таким образом, выходное напряжение равно абсолютной величине входного напряжения. Если $ИС_2$ запитывается от единственного источника положительного напряжения, то отпадают проблемы, связанные с конечной скоростью нарастания, так как напряжение на выходе ограничителя изменяется лишь в пределах падения напряжения на диоде. Отметим, что от резистора R_3 высокая точность не требуется.

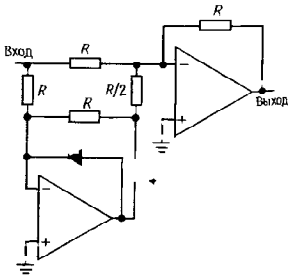


Рис. 4.45. Активный двухполупериодный выпрямитель

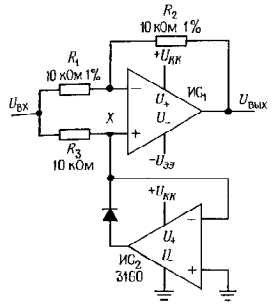


Рис. 4.46.

4.19. Интеграторы

На основе операционных усилителей можно строить почти идеальные интеграторы, на которые не распространяется ограничение $U_{вых} \ll U_{вх}$. На рис. 4.47 показана такая схема. Входной ток $U_{вх}/R$ протекает через конденсатор C. В связи с тем что инвертирующий вход имеет потенциальное заземление, выходное напряжение определяется следующим образом: $U_{вх}/R = -C(dU_{вых}/dt)$ или $U_{вых} = -\frac{1}{RC}\int U_{вх}\,dt + \text{const}$. Безусловно, входным сигналом может быть и ток, в этом случае резистор R не нужен. Представленной здесь схеме присущ один недостаток, связанный с тем, что выходное напряжение имеет тенденцию к дрейфу, обусловленному сдвигами ОУ и током смещения (обратной связи по постоянному току, которая нарушает правило 3 из разд. 4.08, здесь нет). Это нежелательное явление можно ослабить, если использовать ОУ на полевых транзисторах, отрегулировать входное напряжение сдвига ОУ и выбрать большие величины для R и C. Кроме того, на практике часто прибегают к периодическому сбросу в нуль интегратора с помощью подключенного к конденсатору переключателя (обычно на полевом транзисторе), поэтому играет роль только кратковременный дрейф. В качестве примера рассмотрим интегратор, в котором использован ОУ на полевых транзисторах типа LF411 (ток смещения составляет 25 пА), настроенный на нуль (напряжение сдвига составляет не более 0,2 мВ). Резистор и конденсатор выбраны так: $R = 10$ МОм и $C = 10$ мкФ; для такой схемы дрейф не превышает 0,005 В за 1000 с.

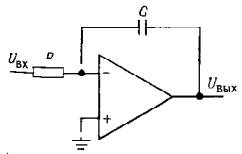


Рис. 4.47. Интегратор.

Если остаточный дрейф по-прежнему слишком велик для конкретного случая использования интегратора, то к конденсатору C следует подключить большой резистор R_2, который обеспечит стабильное смещение за счет обратной связи по постоянному току. Такое подключение приведет к ослаблению интегрирующих свойств на очень низкой частоте: $f < 1/R_2C$. На рис. 4.48 показаны интеграторы, в которых использованы переключатели для сброса на полевых транзисторах и резистор стабилизации смещения. В схемах такого типа может потребоваться резистор обратной связи с очень большим сопротивлением. На рис. 4.49 пока-

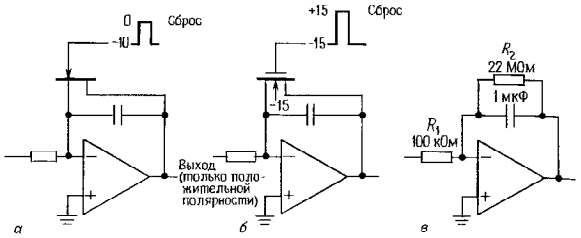


Рис. 4.48. Интеграторы на основе ОУ с переключателями для сброса.

зан прием, с помощью которого большое эффективное значение сопротивления обратной связи создается за счет резисторов с относительно небольшими сопротивлениями. Представленная цепь обратной связи работает как один резистор с сопротивлением 10 МОм в стандартной схеме инвертирующего усилителя с коэффициентом усиления по напряжению, равным −100. Достоинство этой схемы состоит в том, что она позволяет использовать удобные сопротивления резисторов и не создает опасности из-за влияния паразитной емкости, которую всегда нужно учитывать при работе с большими резисторами. Отметим, что в схеме идеального преобразователя тока в напряжение (разд. 4.09) описанный выше прием может привести к увеличению эффективного входного напряжения сдвига. Например, если схема, показанная на рис. 4.49, подключена к источнику с большим импедансом (скажем, на вход поступает ток от фотодиода и входной резистор опущен), то выходной сдвиг будет в 100 раз превышать $U_{сдв}$. Если в той же схеме есть резистор обратной связи величиной 10 МОм, то выходное напряжение равно $U_{сдв}$ (сдвигом, обусловленным входным током, можно пренебречь).

Схемная компенсация утечки полевого транзистора. Рассмотрим интегратор с переключателем на полевом транзисторе (рис. 4.48). Ток утечки перехода сток–исток протекает через суммирующий переход даже в том случае, когда полевой транзистор находится в состоянии ВЫКЛ. Эта ошибка может быть преобладающей в интеграторе в случае использования операционного усилителя с очень малым входным током и конденсатора с небольшой утечкой. Например, превосходный «электрометрический» ОУ типа AD549 со входами на полевых транзисторах обладает входным током величиной 0,06 пА (максимум), а высококачественный металлизированный тефлоновый или полистироловый конденсатор емкостью 0,01 мкФ обладает сопротивлением утечки величиной 10^7 МОм (минимум). При таких условиях интегратор, без учета схемы сброса, поддерживает на суммирующем переходе прямой ток величиной ниже 1 пА (для худшего случая, когда выходной сигнал составляет 10 В двойной амплитуды), что соответствует величине изменения dU/dt на выходе, равной

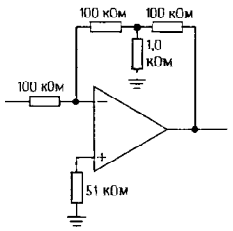


Рис. 4.49.

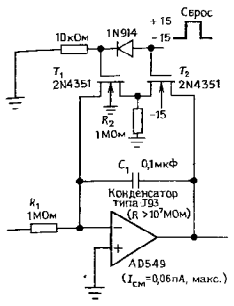


Рис. 4.50.

0,01 мВ/с. Для сравнения посмотрите, чему равна утечка такого популярного МОП-транзистора, как например 2N4351 (в режиме обогащения). При $U_{вст-сток} = 10$ В и $U_{затв-ист} = 0$ В максимальный ток утечки равен 10 нА. Иными словами, утечка полевого транзистора в 10000 раз больше, чем утечка всех остальных элементов, взятых вместе.

На рис. 4.50 показано интересное схемное решение. Оба *n*-канальных МОП-транзистора переключаются вместе, однако транзистор T_1 переключается тогда, когда напряжение на затворе равно нулю и + 15 В, при этом в состоянии ВЫКЛ (напряжение на затворе равно нулю) утечка затвора (а также утечка перехода сток–исток) полностью исключается. В состоянии ВКЛ конденсатор, как и прежде, разряжается, но при удвоенном $R_{вкл}$. В состоянии ВЫКЛ небольшой ток утечки транзистора T_2 через резистор R_2 стекает на землю, создавая пренебрежимо малое падение напряжения. Через суммирующий переход ток утечки не протекает, так как к истоку, стоку и подложке транзистора T_1 приложено одно и тоже напряжение. Сравните эту схему со схемой пикового детектора с нулевой утечкой, приведенной на рис. 4.40.

4.20. Дифференциаторы

Дифференциаторы подобны интеграторам, в них только меняются местами резистор R и конденсатор C (рис. 4.51). Инвертирующий вход ОУ заземлен, поэтому изменение входного напряжения с некоторой скоростью вызывает появление тока $I = C(dU_{вх}/dt)$, а следовательно, и выходного напряжения $U_{вх} = -RC \times (dU_{вх}/dt)$. Дифференциаторы имеют стабилизированное смещение, неприятности создают обычно шумы и нестабильность работы на высоких частотах, что связано с большим усилением ОУ и внутренними фазовыми сдвигами. В связи с этим следует ослаблять дифференцирующие свойства схемы на некоторой максимальной частоте. Обычно для этого используют метод, который показан на рис. 4.52. Компоненты R_1 и C_2, с помощью которых создается спад, выбирают с учетом уровня шума и ширины полосы пропускания ОУ. На высоких частотах благодаря резистору R_1 и конденсатору C_2 схема начинает работать как интегратор.

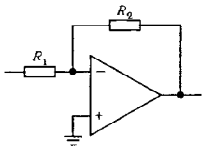


Рис. 4.51.

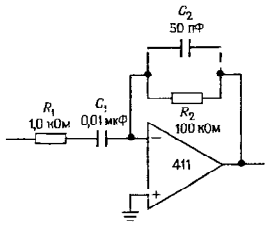


Рис. 4.52.

РАБОТА ОУ С ОДНИМ ИСТОЧНИКОМ ПИТАНИЯ

Для работы операционного усилителя не требуется иметь стабилизированные источники питания ± 15 В. Можно использовать расщепленные источники более низкого напряжения или несимметричные источники (например, + 12 В и − 3 В), которые обеспечивают полный диапазон напряжения питания ($U_+ - U_-$), согласно спецификации ОУ (см. табл. 4.1). Часто подходящими оказываются нестабилизированные источники напряжения, так как благодаря отрицательной обратной связи обеспечивается высокое значение коэффициента ослабления влияния напряжения источника питания (для ОУ типа 411 типичным является значение 90 дБ). Во многих случаях бывает удобно, чтобы ОУ работал от одного источника питания, например + 12 В. Это можно делать и с обычным ОУ, создав «искусственное опорное напряжение» относительно земли, если позаботиться об обеспечении минимально необходимого питания, обеспечивающего диапазоны выходного и входного синфазного напряжения. В некоторых современных операционных усилителях во входной и выходной диапазоны входит и напряжение отрицательного источника (т. е. потенциал земли при работе с одним источником питания). Для таких ОУ возможность работы с одним источником особенно заманчива благодаря простоте. Однако имейте в виду, что наиболее распространено использование расщепленных симметричных источников питания.

4.21. Смещение усилителей переменного тока, использующих один источник питания. Для операционных усилителей общего назначения типа 411 размах напряжения на входах и на выходе обычно меньше диапазона напряжения питания (по абсолютной величине) на 1,5 В. Если вывод U_- соединить не с источником напряжения, а с землей, то ни на входе, ни на выходе напряжение не будет равно потенциалу земли. Если же создать опорное напряжение (равное, например, 0,5 U_+), то с его помощью можно сместить ОУ,

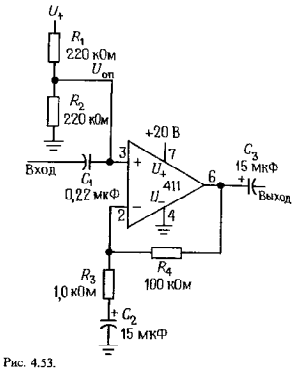


Рис. 4.53.

и он будет работать так, как требуется (рис. 4.53). Эта схема представляет собой усилитель звуковых частот с усилением 40 дБ. Опорное напряжение $U_{оп} = 0{,}5\ U_+$ обеспечивает полный размах выходного напряжения, равный приблизительно 17 В от пика до пика (около 6 В эфф.) без среза вершин сигнала. Конденсаторы на входе и выходе блокируют уровень напряжения постоянного тока, равный $U_{оп}$.

4.22. Операционные усилители с одним источником питания. Существует такой класс операционных усилителей, который допускает работу с одним источником положительного напряжения питания. Это связано с тем, что входные напряжения могут изменяться вплоть до предельного отрицательного значения (обычно привязанного к потенциалу земли). В этом классе в свою очередь можно выделить два типа в зависимости от возможностей выходного каскада: в усилителях первого типа размах выходного напряжения ограничен снизу значением U_-, в усилителях второго типа – *двумя* значениями напряжения питания:

1. Операционный усилитель типа LM324 (четыре ОУ в одной ИС)/LM358 (два ОУ в одной ИС), LT1013 и TLC270. Для этих схем нижний предел диапазона входного

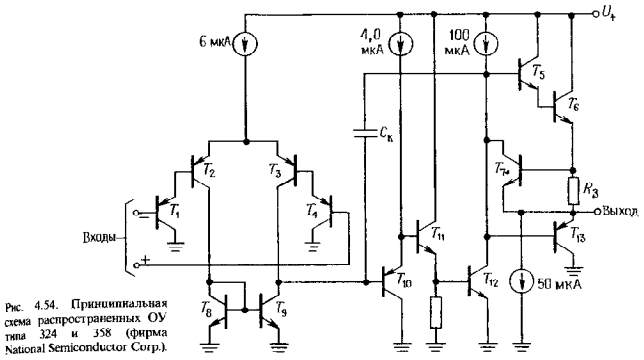


Рис. 4.54. Принципиальная схема распространенных ОУ типа 324 и 358 (фирма National Semiconductor Corp.).

синфазного сигнала на 0,3 В ниже, чем U_-, а размах выходного напряжения ограничен снизу значением напряжения U_-. Как на входах, так и на выходе предельное значение напряжения на 1,5 В меньше, чем напряжение U_+. Если требуется, чтобы входной диапазон был ограничен значением U_+, то лучше использовать ОУ типа LM301/307, OP-41 или 355; пример использования такого типа ОУ приведен в разд. 6.24, посвященном обсуждению источников постоянного тока. Для того, чтобы понять некоторые тонкости построения таких ОУ, полезно обратиться к принципиальной схеме (рис. 4.54). Она представляет собой дифференциальный усилитель; в качестве активной нагрузки входного каскада использовано токовое зеркало, выходной каскад является двухтактным и обеспечивает ограничение выходного тока. Запомните следующие основные моменты (напряжение U_- будем называть землей):

Входы: использование на входе p–n–p-структуры приводит к тому, что размах напряжения ограничен снизу значением, которое на 0,3 В ниже потенциала земли; при превышении этого предела на любом из входов состояние выхода становится непредсказуемым (например, напряжение на выходе может стать отрицательным).

Выход: транзистор T_{13} работает при низком выходном напряжении и может принять большой втекающий ток, однако он способен удержать выходное напряжение только на уровне падения напряжения на диоде относительно земли. Более низкие напряжения обеспечивает приемник тока на 50 мкА; это означает, что при низких уровнях выхода (близких к 0 В) нельзя использовать нагрузку, через которую в схему пойдет ток, больший 50 мкА, в противном случае напряжение на выходе не сможет приблизиться к потенциалу земли более чем на величину падения напряжения на диоде. Даже при использовании «хорошей» нагрузки (например, в виде разомкнутой цепи) приемник тока не может приблизить выходное напряжение к потенциалу земли более чем на величину напряжения насыщения (0,1 В). Если надо, чтобы выходное напряжение было в точности равно потенциалу земли, то нагрузка должна отбирать небольшой ток; это может быть, например, заземленный резистор. В последнее время к семейству операционных усилителей с одним источником питания со входами на транзисторах p–n–p-типа добавились следующие схемы: прецизионные ОУ типа LT1006 и LT1014 (в одном корпусе один и четыре ОУ, соответственно), микромощные ОУ

типа OP-20 и OP-90 (в обоих случаях в одном корпусе один ОУ), и LP324 (в одном корпусе четыре ОУ).

Примеры схем с этими операционными усилителями будут приведены после того, как мы рассмотрим еще один тип ОУ, работающий с одним источником питания.

2. Операционный усилитель типа LM10 (на биполярных транзисторах) или CA5130/5160 (на полевых МОП-транзисторах). В выходных каскадах этих ОУ используют комплементарные полевые транзисторы. Когда они полностью открыты, то их сопротивление, включенное между выходом и источником питания (U_+ или U_-), мало. Следовательно, размах выходного напряжения ограничен значениями напряжения источников питания. Кроме того, напряжение на входах может становиться ниже напряжения U_- на 0,5 В. В отличие от ОУ типа LM10, для ОУ типа CA5130 и 5160 полный диапазон питающего напряжения может составлять не более 16 В, а диапазон входного синфазного напряжения ограничен значениями $\pm$ 8 В. В большинстве операционных усилителей на КМОП-транзисторах размах выходного напряжения ограничен значениями питающих напряжений, однако нужно иметь в виду, что существуют такие семейства ОУ, в которых размах ограничен значением одного питающего напряжения. Отметим также, что входной диапазон большинства ОУ на КМОП-транзисторах, также как ОУ на биполярных транзисторах, включает по крайней мере одно значение напряжения питания. Например, в популярной серии интегральных схем TLC27*xx* фирмы TI размах входного и выходного напряжения ограничен только отрицательным значением напряжения питания, в тоже время в ОУ типа LMC660 фирмы National, в серии схем типа ICL76*xx* фирмы Intersil и в ОУ на КМОП-транзисторах фирмы RCA выходной размах ограничен двумя значениями напряжения питания (правда, входной диапазон синфазного сигнала ограничен только отрицательным значением напряжения питания). Особое место среди ОУ занимают КМОП-операционные усилители типа ICL612 и AD1701/2, в которых и входной, и выходной диапазоны ограничены *двумя* значениями напряжения питания.

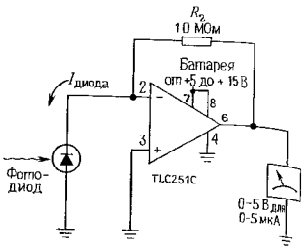


Рис. 4.55. Фотометр с одним источником питания.

Пример: фотометр с одним источником питания. На рис. 4.55 показана типичная схема, в которой удобно использовать один источник питания. Подобную схему мы уже рассматривали выше, когда знакомились с преобразователями тока в напряжение. В связи с тем, что схему солнечной батареи можно с успехом использовать в портативных приборах для измерения светового потока, а также потому, что выходное напряжение может быть только положительным, само собой напрашивается желание использовать для этой схемы один источник питания в виде электрической батарейки. Резистор R_1 устанавливает размах выходного напряжения равным 5 В при входном фототоке величиной 0,5 мкА. В этой схеме нет необходимости регулировки напряжения смещения, так как неотрегулированное смещение величиной 10 мВ соответствует пренебрежимо малому показанию фотометра, величиной 0,2% полного размаха шкалы. Интегральная схема типа TLC251 представляет собой недорогой микромощный (питающий ток равен 10 мкА) ОУ на КМОП-транзисторах, в котором размах входного и выходного напряжения ограничен отрицательным значением напряжения питания. Благодаря небольшому входному току (типичное значение – 1 пА при комнатной температуре), эта схема подходит для приложений, подобных описанному здесь, в которых используется слабый ток. Отметим, что при использовании биполярного ОУ схема будет лучше работать при низких уровнях света, если фотодиод подключить так, как показано на рис. 4.94, л.

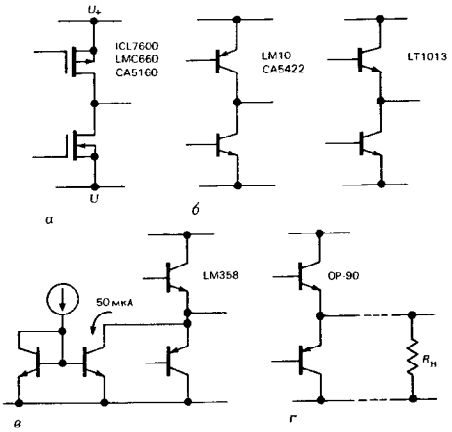


Рис. 4.56. Выходные каскады, используемые в ОУ с одним источником питания.

Если вы имеете дело с операционными усилителями с одним источником питания, будьте внимательны к заявлениям о выходном размахе, ограниченном отрицательным значением напряжения питания (потенциалом земли). На самом деле существуют четыре типа выходных каскадов, выходной размах которых ограничен потенциалом земли, но все они обладают разными свойствами (рис. 4.56): (а) операционные усилители с КМОП-транзисторами на выходе на самом деле обеспечивают размах, ограниченный значениями питающих напряжений, такой каскад может дотянуть выходное напряжение до потенциала земли, *даже если схема отбирает небольшой ток*. В качестве примера назовем схемы типа ICL76*xx* LMC660 и CA5160. (б) Аналогично ведут себя операционные усилители с транзистором с общим эмиттером *n–p–n*-типа, на который подан потенциал земли, т. е. выходное напряжение ограничено потенциалом земли, даже если отбирается ток. Примерами служат схемы типа LM10, CA5422 и LT1013/14. Оба типа выходных каскадов могут, конечно, работать на разомкнутую схему или на нагрузку, которая *отбирает* ток на землю (в) В некоторых ОУ, таких как 358 или 324, используется подключенный к «земле» повторитель *p–n–p*-типа (размах которого ограничен потенциалом земли в пределах нескольких падений напряжения на диоде), соединенный параллельно со схемой на транзисторах *n–p–n*-типа, потребляющей ток (отбирающей ток на землю). В схеме типа 358 внутренний потребляемый ток установлен равным 50 мкА. В этой схеме размах выходного напряжения ограничен точно потенциалом земли при условии, что отбираемый из нагрузки ток не превышает 50 мкА. Если же нагрузка порождает больший ток, то выходной размах ограничен потенциалом земли в пределах падения напряжения на диоде.

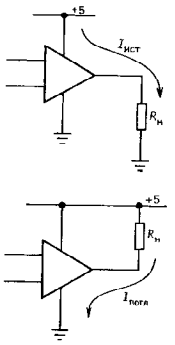


Рис. 4.57. Подключение нагрузки к ОУ с одним источником питания. Для всех вариантов схем с одним источником питания (*а–г*) размах выходного напряжения ограничен потенциалом земли, при условии, что схема является источником тока. Для некоторых вариантов схем (*а* и *б*) размах выходного напряжения ограничен потенциалом, близким к потенциалу земли, при этом схемы потребляют ток средней или значительной величины; схема *в* может потреблять ток величиной до 50 мкА, а для схемы *г* требуется нагрузочный резистор, соединенный с землей, тогда схема будет работать с напряжением, близким к потенциалу земли.

Как и прежде, выходная схема этого типа успешно работает *источником* тока на заземленную нагрузку (как в примере с фотометром). (г) И наконец, в некоторых ОУ с одним источником питания (например, типа OP-90) используется подключенный к «земле» повторитель *p–n–p*-типа без параллельного потребителя тока. Такой выходной каскад может иметь размах, ограниченный потенциалом земли только в том случае, если нагрузка «помогает», потребляя ток, т. е. подключена к земле. Если вы захотите использовать такой ОУ с нагрузкой, которая представляет собой источник тока, вам придется включить в схему внешний резистор, связанный с «землей» (рис. 4.57).

Предостережение: было бы неправильно считать, что выходной размах любого ОУ можно ограничить отрицательным значением напряжения питания, если подключить внешний потребитель тока. В большинстве случаев схема, управляющая выходным каскадом не допускает этого. Внимательно изучайте документацию на схему!

Пример: усилитель постоянного тока с одним источником питания. На рис. 4.58 показан типичный неинвертирующий усилитель с одним источником питания, предназначенный для усиления входного сигнала положительной полярности. Входное, выходное напряжение и положительное напряжение питания измеряются относительно потенциала земли, которая служит в качестве отрицательного напряжения питания для ОУ. Выходной «спускающий» резистор может потребоваться только в усилителях, отнесенных нами к первому типу, для обеспечения размаха, ограниченного потенциалом «земли»; эту функцию может выполнить цепь обратной связи или сама нагрузка. Важный момент: запомните, что выходное напряжение не может быть отрицательным;

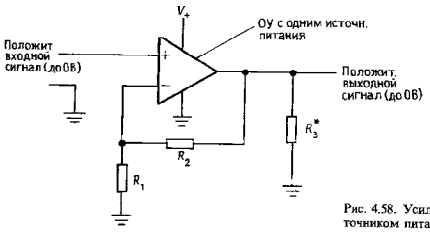


Рис. 4.58. Усилитель постоянного тока с одним источником питания.

следовательно, этот усилитель нельзя использовать, скажем, для звуковых радиосигналов переменного тока.

Операционные усилители с одним источником питания незаменимы в оборудовании, использующем питание от батареек. К этой теме мы еще обратимся в гл. 14.

КОМПАРАТОРЫ И ТРИГГЕР ШМИТТА

Очень часто бывает нужно установить, какой из двух сигналов больше, или определить, когда сигнал достигнет заданного значения. Например, при генерации треугольных колебаний через конденсатор пропускают положительный или отрицательный ток, полярность тока изменяют в тот момент, когда амплитуда достигает заданного пикового значения. Другим примером служит цифровой вольтметр. Для того чтобы преобразовать напряжение в код, на один из входов компаратора подают неизвестное напряжение, а на другой – линейно-нарастающее напряжение (конденсатор + источник тока). Цифровой счетчик подсчитывает периоды генератора, пока линейно-нарастающее напряжение меньше, чем неизвестное; в момент равенства амплитуд производится считывание результата, полученного на счетчике. Результат пропорционален входному напряжению. Такое преобразование называют интегрированием с одним углом наклона; в более сложных приборах используют интегрирование с двумя углами наклона (см. разд. 9.21).

4.23. Компараторы

Простей компаратором является дифференциальный усилитель с большим коэффициентом усиления, построенный на основе транзисторов или операционных усилителей (рис. 4.59). В зависимости от знака разности входных напряжений операционный усилитель оказывается в положительном или отрицательном насыщении. Коэффициент усиления по напряжению обычно превышает 100 000, поэтому, для того чтобы выход усилителя

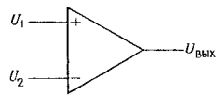


Рис. 4.59.

не насыщался, напряжение на входах должно быть равно долям милливольта. Хотя в качестве компаратора можно использовать (а часто и используют) обычный операционный усилитель, промышленность выпускает специальные интегральные схемы, предназначенные для использования в качестве компараторов. К ним относятся, например, интегральные схемы типа LM306, LM311, LM393, NE527 и TLC372. Эти кристаллы обладают очень высоким быстродействием и даже не принадлежат к семейству операционных усилителей. Например, для схемы типа NE521 скорость нарастания составляет несколько тысяч вольт в 1 мкс. Для компараторов обычно не используют термин «скорость нарастания», вместо этого говорят о задержке распространения относительно сигнала, заданного на вход.

Выходные каскады компараторов обычно обладают большей гибкостью в применениях, чем выходные каскады операционных усилителей. В обычном ОУ используют двухтактный выходной каскад, который обеспечивает размах напряжения в пределах между значениями напряжения питания (например, ± 13 В для ОУ типа 741, работающего от источников ± 15 В); в выходном каскаде компаратора эмиттер, как правило, бывает заземлен и выход снимается с «открытого коллектора». С помощью внешнего резистора «притяжения» (это название просто заимствовано из другой области), подключенного к источнику напряжения, можно сделать так, чтобы сигнал на выходе изменялся в пределах, скажем, от + 15 В до потенциала земли. В дальнейшем вы увидите, что для логических схем точно определяются значения напряжений сигналов, с которыми они должны работать; описанная схема подошла бы для

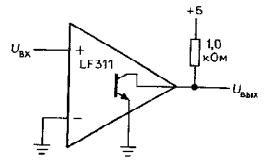


Рис. 4.60.

управления логическими схемами типа ТТЛ, получившими широкое распространение в цифровой электронике. Такая схема изображена на рис. 4.60. Напряжение на выходе переключается с уровня + 5 В на уровень потенциала земли, когда напряжение на входе становится отрицательным. Эта схема представляет собой пример использования компаратора для аналого-цифрового преобразования.

Это первый для нас пример схемы с открытым коллектором; прочитав гл. 8–11, вы увидите, что такую конфигурацию очень часто используют в логических схемах. При желании можно представить, что внешний «притягивающий» резистор дополняет внутреннюю схему компаратора и выступает в качестве коллекторной нагрузки для выходного транзистора n–p–n-типа. В связи с тем что выходной транзистор работает как насыщенный или разомкнутый переключатель, строгих требований к величине сопротивления резистора не предъявляют – обычно сопротивление выбирают в диапазоне от нескольких сотен до нескольких тысяч ом; небольшие величины сопротивления обеспечивают большую скорость переключения и повышают помехоустойчивость, правда за счет увеличения рассеиваемой мощности. Между прочим, несмотря на то что компараторы очень похожи на операционные усилители, в них никогда не используют отрицательную обратную связь, так как она понижает стабильность работы этих устройств (см. разд. 4.32–4.34). В то же время положительную обратную связь используют часто, вы убедитесь в этом, прочитав следующий раздел.

Некоторые пояснения по компараторам. Запомните: а) в связи с тем что в схеме нет отрицательной обратной связи, она не подчиняется правилу I; напряжения на входах неодинаковы; б) отсутствие отрицательной обратной связи приводит к тому, что входной импеданс (импеданс для дифференциального сигнала) не стремится принять высокое значение, характерное для операционного усилителя. В результате при срабатывании переключателя наблюдается изменение нагрузки и изменение (небольшое) входного тока; если импеданс управляющей схемы очень велик, то могут возникнуть весьма странные явления; в) в некоторых компараторах размах дифференциального входного сигнала ограничен и составляет иногда всего ± 5 В. Внимательно изучайте спецификации на интегральные схемы! Свойства некоторых распространенных компараторов приведены в табл. 9.3 и обсуждаются в разд. 9.7.

4.24. Триггер Шмитта

Простейшая схема компаратора, представленная на рис. 4.60, имеет два недостатка. При медленно изменяющемся входном сигнале напряжение на выходе также может изменяться достаточно медленно. Более того, если во входном сигнале присутствует шум, то на выходе может происходить дребезг в те моменты, когда напряжение на входе проходит через точку переключения (рис. 4.61). Оба недостатка позволяет устранить положительная обратная связь (рис. 4.62). Резистор R_3 создает в схеме два порога срабатывания в зависимости от состо выхода. Для приведенного примера нижний порог срабатывания определяется уровнем 4,76 В при условии, что напряжение на выходе равно потенциалу земли (высокий уровень на входе); когда напряжение на выходе равно + 5 В, то порог определяется уровнем 5,0 В. Вероятность того, что шумовой сигнал на входе вызовет многократные переключения выхода, в данном случае меньше (рис. 4.63). Кроме того, положительная обратная связь обеспечивает быстрое переключение выхода независимо от скорости изменения входного колебания. (Для того чтобы еще больше увеличить скорость переключения, к резистору R_3 часто подключают небольшой ускоряющий конденсатор емкостью 10–100 пФ.) Эта схема и называется триггером Шмитта. (При использовании операционного усилителя «притягивающий» резистор был бы не нужен.) Состояние выхода зависит как от входного напряжения, так и от недавней предыстории – это так называемый эффект гистерезиса. Его иллюстрирует представленный на рис. 4.64 график зависимости выходного напряжения от входного. Для триггеров Шмитта с небольшим гистерезисом процедура разработки проста. Воспользуемся схемой, приведенной на рис. 4.62, *б*. Сначала выберем резистивный делитель (R_1 R_2), чтобы приблизительно установить правильное пороговое напряжение; если вы хотите, чтобы пороговое напряжение было близко к потенциалу земли, нужно воспользоваться одним резистором, который включен между неинвертирующим входом и землей. Далее, выберем резистор (положительной) обратной связи R_3, который обеспечит требуемый гистерезис. Напомним, что гистерезис равен выходному размаху, ослабленному резистивным делителем, образованным резисторами R_3 и $R_1 \| R_2$. И наконец, выберем выходной «притягивающий» резистор R_4, достаточно небольшой величины для обеспечения полного размаха в пределах питающего напряжения, принимая во внимание нагружающий эффект резистора R_3. Если вы хотите, чтобы пороговые напряжения были симметричны относительно потенциала земли, включите между неинвертирующим вхо-

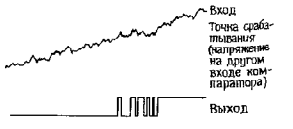
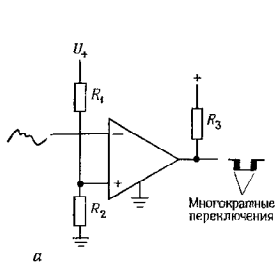


Рис. 4.61.



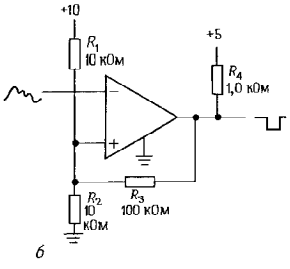


Рис. 4.62.



Рис. 4.63

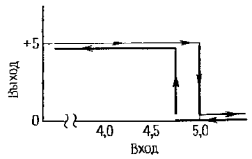


Рис. 4.64.

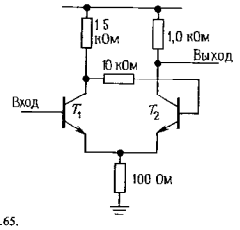


Рис. 4.65.

дом и источником отрицательного напряжения питания резистор смещения соответствующей величины. Резисторы можно подобрать так, чтобы выходной ток и импеданс находились в пределах требуемого диапазона.

Дискретная транзисторная схема триггера Шмитта. Для построения схемы триггера Шмитта можно также использовать обычные транзисторы (рис. 4.65). Транзисторы T_1 и T_2 имеют общий эмиттерный резистор. Важно, чтобы коллекторный резистор транзистора T_1 был больше, чем коллекторный резистор T_2. При выполнении этого условия пороговый уровень включения транзистора T_1, который превышает напряжение на эмиттере на величину падения напряжения на диоде, уменьшается при включении транзистора T_1, так как эмиттерный ток больше, если проводит транзистор T_2. Здесь, как и в рассмотренной выше интегральной схеме триггера Шмитта, наблюдается эффект гистерезиса для порогового напряжения триггера.

Упражнение 4.10. Разработайте триггер Шмитта на основе компаратора типа 311 (с открытым коллектором). Пороговые уровни должны быть равны +1,0 В и +1,5 В. К источнику напряжения +5 В подключите «притягивающий» резистор с сопротивлением 1,0 кОм. Для компаратора типа 311 используйте источники питания с напряжением ± 15 В.

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И УСИЛИТЕЛИ С КОНЕЧНЫМ УСИЛЕНИЕМ

В разд. 4.12 мы упомянули что конечный коэффициент усиления операционного усилителя при разомкнутой цепи обратной связи ограничивает его возможности при использовании в схеме с обратной связью. В частности, коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи никогда не может стать больше, чем коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи, а по мере того как величина коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи приближается к величине коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, усилитель все дальше отходит по своим характеристикам от идеального. В этом разделе мы оценим количественные отклонения, и вы сможете заранее определять характеристики усилителя с обратной связью, состоящего из реальных (а не идеальных) компонентов. Это будет полезно и при разработке усилителей с обратной связью на основе только дискретных компонентов (транзисторов); для дискретных усилителей коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи обычно намного меньше, чем для операционного усилителя. Их выходной импеданс, например отличен от нуля. Однако если вы будете хорошо разбираться в принципах обратной связи, то это поможет вам получить требуемые характеристики в любой схеме.

4.25. Уравнение для коэффициента усиления

Рассмотрим усилитель, обладающий конечным коэффициентом усиления и охваченный петлей обратной связи, образующей неинвертирующий усилитель (рис. 4.66). Коэффициент усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи равен A, а благодаря обратной связи из входного напряжения вычитается часть выходного ($BU_{вых}$). В дальнейшем мы обобщим полученные результаты и

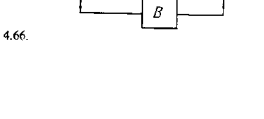


Рис. 4.66.

распространим их и на токи, и на напряжения. Итак, на усилительный блок поступает напряжение, равное $U_{вх} - BU_{вых}$. Выходное напряжение больше входного в A раз: $A(U_{вх} - BU_{вых}) = U_{вых}$. Или $U_{вых} = [A/(1 + AB)]U_{вх}$, и коэффициент усиления по напряжению при замкнутой цепи обратной связи $U_{вых}/U_{вх}$ равен $K = A/(1 + AB)$.

Принята следующая терминология: K – коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи, A – коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи, AB – коэффициент передачи в петле обратной связи (петлевое усиление), $1 + AB$ – глубина обратной связи для дифференциального сигнала, или коэффициент грубости схемы. Цепь обратной связи называют иногда β-цепью (что не имеет никакого отношения к коэффициенту β, т.е. $h_{21э}$, транзистора).

4.26. Влияние обратной связи на работу усилителей

Рассмотрим, как влияет обратная связь на работу схемы. Действие обратной связи проявляется прежде всего в том, что можно заранее оценить усиление схемы и уменьшить искажения, а также в том, что изменяются входной и выходной импедансы.

Предварительная оценка усиления. Коэффициент усиления по напряжению равен $A/(1 + AB)$. Если считать величину коэффициента A бесконечно большой, то получим $K = 1/B$. Этот результат мы получили раньше, когда рассматривали неинвертирующий усилитель, в котором сигнал обратной связи подавался на инвертирующий вход с помощью делителя напряжения, подключенного к выходу (рис. 4.69). Коэффициент усиления по напряжению при замкнутой цепи обратной связи представляет собой величину, обратную коэффициенту передачи делителя напряжения. В том случае когда коэффициент A ограничен, обратная связь все равно уменьшает влияние изменений A (происходящих под воздействием частоты, температуры, величины сигнала

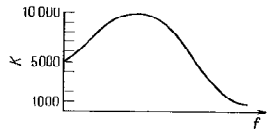


Рис. 4.67.

и т.п.). Допустим, например, что зависимость коэффициента A от частоты можно представить в виде графика, показанного на рис. 4.67. Усилитель с такой характеристикой, без всякого сомнения, можно отнести к числу плохих (коэффициент усиления изменяется в 10 раз). Представим, что мы ввели обратную связь и $B = 0{,}1$ (подойдет простой делитель напряжения). Коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи изменяется от $1000/[1 + (1000 \cdot 0{,}1)]$ или 9,9 до $10\,000/[1 + (10\,000 \cdot 0{,}1)]$, или 9,99. В том же диапазоне частот изменение коэффициента усиления составляет всего 1%. Если пользоваться терминологией, принятой в технике звуковых частот, то неравномерность характеристики усилителя без обратной связи в полосе частот составляет ± 10 дБ, а при наличии обратной связи неравномерность характеристики составляет всего ± 0,04 дБ. Если включить последовательно три таких каскада, то коэффициент усиления вновь будет равен 1000, а неравномерность остается почти такой же малой, как у одного каскада с обратной связью. Подобная задача (а именно необходимость получения плоской характеристики телефонного усилителя) привела к изобретению отрицательной обратной связи. Изобретатель Гарольд Блэк писал (журнал *Electrical Engineering*, 53, 114 (1934)): «Установлено, что если взять усилитель, коэффициент усиления которого больше, чем нужно, скажем на 40 дБ (10 000-кратный запас по мощности), а затем подключить к нему цепь обратной связи таким образом, чтобы погасить избыточное усиление, то оказывается, что постоянство усиления заметно улучшается, а линейность увеличивается».

Если взять производную от G по A ($\partial G/\partial A$), то нетрудно показать, что уменьшение относительных изменений коэффициента усиления при замыкании петли обратной связи определяется величиной коэффициента грубости: $\Delta K/K = [1/(1 + AB)]\Delta A/A$. Следовательно, для получения хорошей характеристики необходимо, чтобы коэффициент петлевого усиления AB был значительно больше единицы. Это равносильно условию, согласно которому коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен быть намного больше, чем коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи.

Увеличение стабильности сопровождается уменьшением нелинейности, которая определяется изменениями коэффициента усиления в зависимости от уровня сигнала.

Входной импеданс. При построении схемы с обратной связью из входного напряжения или тока вычитается некоторая часть, пропорциональная выходу (такую обратную связь называют соответственно последовательной или параллельной обратной связью). Например, в неинвертирующем ОУ часть выходного напряжения вычитается из дифференциального напряжения, действующего на входе, а в инвертирующем происходит вычитание части входного тока. В этих двух случаях обратная связь противоположным образом влияет на входной импеданс. Обратная связь со сложением напряжения увеличивает входной импеданс при замкнутой петле обратной связи в $(1 + AB)$ раз (по сравнению с разомкнутой схемой), в то же время обратная связь со сложением тока уменьшает его во столько же раз. При стремлении коэффициента передачи петли обратной связи к бесконечности входной импеданс (со стороны входа усилителя) стремится к бесконечности или к нулю соответственно. Это и понятно, так как обратная связь со сложением напряжения стремится вычесть из входного такой сигнал, что в результате падение напряжения на входном сопротивлении усилителя будет меньше в AB раз; это своего рода следящая связь. Об-

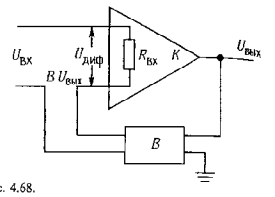


Рис. 4.68.

ратная связь со сложением тока уменьшает сигнал на входе усилителя, подавляя его током, текущим по цепи обратной связи.

Посмотрим, как обратная связь меняет действующее значение входного импеданса на примере обратной связи со сложением напряжений. Аналогичные рассуждения вы можете провести и для второго случая. Используем модель ОУ с конечным входным сопротивлением (рис. 4.68). Входное напряжение $U_{вх}$ уменьшается на величину $BU_{вых}$, и на выходах усилителя действует дифференциальное напряжение $U_{диф} = U_{вх} - BU_{вых}$. Входной ток при этом равен

$$I_{вх} = \frac{U_{вх} - BU_{вых}}{R_{вх}} = \frac{U_{вх}[1 - AB/(1 + AB)]}{R_{вх}} = \frac{U_{вх}}{(1 + AB)R_{вх}}.$$

Отсюда действующее значение входного сопротивления равно

$$R'_{вх} = U_{вх}/I_{вх} = (1 + AB)R_{вх}.$$

Классическая схема неинвертирующего ОУ с обратной связью имеет точно такой вид, как показано на рис. 4.69. Для этой схемы $B = R_1/(R_1 + R_2)$, коэффициент усиления по напряжению определяется выражением $K_U = 1 + R_2/R_1$, для идеального случая коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой цепи обратной связи A равен бесконечности и входной импеданс также равен бесконечности. Для конечного коэффициента передачи в

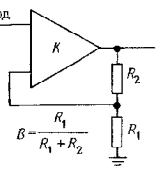


Рис. 4.69.

петле обратной связи справедливы выражения, полученные выше.

Схема *инвертирующего* ОУ отличается от схемы неинвертирующего ОУ и анализировать ее следует отдельно. Лучше всего рассматривать ее как сочетание входного резистора, управляющего схемой с обратной связью со сложением тока (рис. 4.70). В случае обратной связи со сложением тока (параллельной) на входе усилителя (инвертирующем) суммируются ток из цепи обратной связи и входной ток (такой усилитель является фактически усилителем с передаточным сопротивлением; он преобразует входной ток в выходное напряжение). Обратная связь уменьшает импеданс со стороны «суммирующего входа» R_2 в $(1 + A)$ раз (попробуйте это доказать). При очень больших значениях коэффициента передачи в петле обратной связи (например, в ОУ) входной импеданс уменьшается до долей ома что является хорошей характеристикой для усилителей с токовым входом. В качестве примеров можно привести усилитель фототометра (разд. 4.22) и логарифмический преобразователь (разд. 4.14).

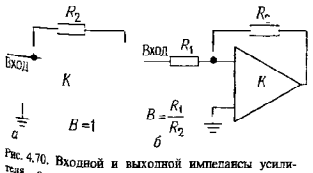


Рис. 4.70. Входной и выходной импедансы усилителя с передаточным сопротивлением $Z_{вх} = R_2/(1 + k)$, $Z_{вых} = Z_{(без\ ос)}/(1 + A)$ (*а*); инвертирующего усилителя, $Z_{вх} = R_1 + R_2/(1 + A)$, $Z_{вых} = Z_{(без\ ос)}/(1 + AB)$, $B = R_1/(R_1 + R_2)$.

Классический инвертирующий ОУ, показанный на рисунке, представляет собой сочетание усилителя с параллельной обратной связью и резистора, подключенного последовательно ко входу. Входной импеданс в этом случае равен сумме сопротивления R_1 и импеданса со стороны суммирующей точки. Для петли с высоким коэффициентом усиления $R_{вх}$ и R_1 приблизительно равны между собой.

Очень кстати сейчас в качестве упражнения вывести выражение для коэффициента усиления по напряжению для инвертирующего усилителя с конечным усилением в петле обратной связи. Выражение имеет вид

$$q = -A(1 - B)/(1 + AB),$$

где B определяется как и раньше, а именно $B = R_1/(R_1 + R_2)$. Для предельного значения коэффициента усиления A при разомкнутой цепи обратной связи, $G = -1/B + 1$ (т. е. $G = -R_2/R_1$).

Упражнение 4.11. Выведите предыдущие выражения для входного импеданса и коэффициента усиления инвертирующего усилителя.

Выходной импеданс. Обратим теперь внимание на то, что цепь обратной связи передает с выхода на вход сигнал, пропорциональный либо выходному напряжению, либо току нагрузки. В первом случае выходной импеданс при замыкании обратной связи уменьшается в $(1 + AB)$ раз, а во втором – во столько же раз увеличивается. Рассмотрим это явление на примере напряжения. Начнем с модели, представленной на рис. 4.71. На

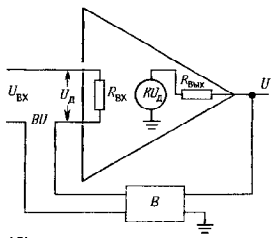


Рис. 4.71.

этой схеме выходной импеданс показан в явном виде. Для упрощения вычислений воспользуемся следующим приемом: замкнем вход накоротко и положим, что выходное напряжение равно U; определив выходной ток I, найдем выходной импеданс $R'_{вых} = U/I$. Напряжение U на выходе создает на входе усилителя падение напряжения, равное $-B/U$, которое в свою очередь создает во внутреннем генераторе усилителя напряжение $-ABU$. Выходной ток при этом равен

$$I = \frac{U - (-ABU)}{R_{вых}} = \frac{U(1 + AB)}{R_{вых}},$$

следовательно, действующий выходной импеданс определяется выражением

$$R'_{вых} = U/I = R_{вых}/(1 + AB).$$

Если используется обратная связь по току, т. е. сигнал обратной связи пропорционален току в нагрузке, то выражение для выходного импеданса принимает вид

$$R'_{вых} = R_{вых}(1 + AB).$$

Можно использовать несколько цепей обратной связи как по току, так и по напряжению. В общем случае выходной импеданс определяется формулой Блэкмана:

$$R'_{вых} = R_{вых}[1 + (AB)_{к.з.}/1 + (AB)_{х.х}],$$

где $(AB)_{к.з.}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи при коротком замыкании выхода; $(AB)_{х.х.}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи при обрыве цепи нагрузки (на холостом ходу). Таким образом, с помощью обратной связи можно получить нужный выходной импеданс. Это выражение есть обобщение полученных выше результатов для произвольной комбинации обратных связей по току и по напряжению.

Цепь ОС и нагрузка усилителя. Выполняя расчеты для схем с обратной связью, обычно предполагают, что β-цепь не нагружает выход усилителя. В противном случае это следует учесть при расчете коэффициента усиления при разомкнутой петле обратной связи. Точно так же, если подключение β-цепи на входе усилителя влияет на величину коэффициента усиления без обратной связи (обратная связь устранена, но подключение выполнено), следует использовать модифицированный коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи. И наконец, обычно предполагается, что β-цепь является направленной, т. е. она не передает сигнал со входа на выход.

4.27. Два примера транзисторных усилителей с обратной связью

Рассмотрим показанный на рис. 4.72 транзисторный усилитель с отрицательной обратной связью.

Описание схемы. На первый взгляд она может показаться сложной, на самом деле в ней нет хитростей и проанализировать ее достаточно легко. Транзисторы T_1 и T_2 образуют дифференциальную пару, а дополнительное усиление ее выходного сигнала обеспечивает усилитель с общим эмиттером на T_3. Резистор R_6 – это резистор коллекторной нагрузки T_3, а двухтактный каскад на транзисторах T_4 и T_5 представляет собой выходной эмиттерный повторитель. Выходное напряжение поступает в цепь ОС, которая состоит из делителя напряжения, образованного резисторами R_4 и R_5 и конденсатором C_2, благодаря которому коэффициент усиления схемы с ОС по постоянному току уменьшается до единицы (для стабилизации режима по постоянному току). Резистор R_3 определяет ток смещения в дифференциальной паре; наличие петли обратной связи, охватывающей схему, гарантирует, что выходное напряжение покоя равно потенциалу земли, а потому оказывается, что ток покоя T_3 составляет 10 мА (падение напряжения на R_6 приблизительно равно $U_{ээ}$). Как уже было показано в разд. 2.14, диоды смещают двухтактный каскад в состояние проводимости, при этом падение напряжения на последовательном соединении резисторов R_7 и R_8 равно падению напряжения на диоде, т. е. ток покоя выходного повторителя равен 60 мА. Это усилитель класса AB, в котором за счет потери мощности в 1 Вт, рассеиваемой каждым выходным

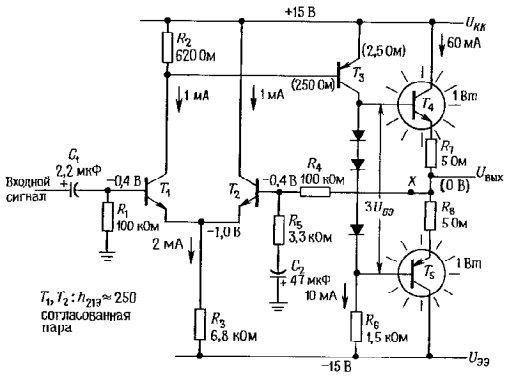


Рис. 4.72. Транзисторный усилитель мощности с отрицательной обратной связью.

транзистором, уменьшаются переходные искажения.

С точки зрения рассмотренных ранее схем необычным в этой схеме является только то, что коллекторное напряжение покоя транзистора T_1 меньше напряжения питания $U_{кк}$ всего на величину падения напряжения на диоде. Оно должно быть таким для того, чтобы транзистор T_3 находился в режиме проводимости, а поддерживает это состояние цепь обратной связи. Если, например, коллекторное напряжение транзистора T_1 приблизилось бы к потенциалу земли, то транзистор T_3 начал бы проводить большой ток, при этом увеличилось бы выходное напряжение, а это в свою очередь привело бы к тому, что через транзистор T_2 тоже стал бы протекать большой ток, что вызвало бы уменьшение коллекторного тока в транзисторе T_1 и восстановило бы нарушенный статус-кво. Резистор R_2 подобран таким образом, чтобы ток покоя транзистора T_1 создавал на нем падение напряжения, равное падению напряжения на диоде, тогда в точке покоя коллекторные токи в дифференциальной паре будут приблизительно равны между собой. В этой транзисторной схеме входным током смещения пренебречь нельзя (он равен 4 мкА) – на входных резисторах, имеющих сопротивление 100 кОм, он создает падение напряжения, равное 0,4 В. В подобных схемах транзисторных усилителей входные токи значительно больше, чем в операционных усилителях, поэтому особенно важно, чтобы сопротивления по постоянному току со стороны входов были равны (очевидно, что лучше было бы использовать здесь на входе составной транзистор Дарлингтона).

Анализ схемы. Рассмотрим приведенную схему подробно и определим коэффициент усиления, входной и выходной импедансы и величину нелинейных искажений. Для того чтобы можно было оценить влияние обратной связи, определим эти параметры при разомкнутой и замкнутой цепи обратной связи (учитывая, что при разомкнутой цепи обратной связи смещение практически бесполезно). Для того чтобы оценить влияние обратной связи на линейность, определим коэффициент усиления при напряжениях на выходе, равных +10 В, −10 В, и напряжении, соответствующем точке покоя (0 В).

Цепь ОС разомкнута. *Входной импеданс.* Разорвем цепь обратной связи в точке X и заземлим правый конец резистора R_4. Для входного сигнала сопротивление определяется параллельным соединением сопротивления 100 кОм и сопротивления со стороны базы. Последнее состоит из увеличенных в $h_{21э}$ раз собственного эмиттерного сопротивления T_1 плюс сопротивление со стороны эмиттера T_2, при определении которого надо учесть, что к базе транзистора T_2 подключена цепь обратной связи. Если $h_{21э} \simeq 250$, то $Z_{вх} \sim$ $\sim 250[(2 \cdot 25) + (3{,}3\ \text{кОм}/250)]$, т. е. $Z_{вх} \simeq$ $\simeq 16$ кОм.

Выходной импеданс. В связи с тем что сопротивление коллектора транзистора T_3 велико, можно считать, что на выходные транзисторы работает источник с сопротивлением 1,5 кОм (R_6). Выходной импеданс составляет приблизительно 15 Ом ($h_{21э} \simeq 100$) плюс эмиттерное сопротивление, равное 5 Ом, итого 20 Ом. Собственным эмиттерным сопротивлением величиной 0,4 Ом можно пренебречь.

Коэффициент усиления. Сопротивление нагрузки дифференциального каскада определяется параллельным соединением R_2 и базового сопротивления транзистора T_3. В связи с тем что ток покоя транзистора T_3 составляет 10 мА, его собственное эмиттерное сопротивление равно 2,5 Ом, а входное сопротивление со стороны базы – 250 Ом ($h_{21э} \simeq 100$). Следовательно, коэффициент усиления дифференциальной пары равен $250 \parallel 620$ Ом/$2 \cdot 25$ Ом $\simeq 3{,}5$. Коэффициент усиления по напряжению второго каскада, на транзисторе T_3, равен 1,5 кОм 2.5 Ом = 600. Полный коэффициент усиления по напряжению в точке покоя равен $3{,}5 \cdot 600 = 2100$. Коэффициент усиления T_3 зависит от величины коллекторного тока, и поэтому он существенно изменяется при изменении сигнала от пика до пика – в этом проявляется нелинейность схемы. В следующем разделе приводятся значения коэффициента усиления для трех значений выходного напряжения.

Цепь ОС замкнута. *Входной импеданс.* В схеме использована последовательная обратная связь, поэтому входной импеданс увеличивается в (1 + коэффициент передачи петли ОС) раз. Цепь обратной связи представляет собой делитель напряжения с отношением плеч $B = 1/30$ на частотах сигнала, следовательно, коэффициент усиления в петле обратной связи равен $AB = 70$. Следовательно, входной импеданс определяется параллельным соединением сопротивления $70 \cdot 16$ кОм и резистора смещения сопротивлением 100 кОм, т. е. приблизительно 92 кОм. Можно считать, что входной импеданс определяется резистором смещения.

Выходной импеданс. В связи с тем что часть выходного напряжения передается на вход, выходной импеданс уменьшается в (1 + коэффициент усиления петли ОС) раз. Следовательно, выходной импеданс равен 0,3 Ом. Отметим, что это импеданс для малого сигнала. Не следует думать, что полный размах выходного напряжения можно получить на нагрузке с сопротивлением, например 1 Ом. Эмиттерный резистор сопротивлением 5 Ом, присутствующий в выходном каскаде, ограничивает размах большого сигнала. Например, на нагрузке с сопротивлением 4 Ом можно получить размах, равный приблизительно 10 В (от пика до пика).

Коэффициент усиления. Коэффициент усиления равен $A/(1 + AB)$. В точке покоя он принимает значение 30,84, при этом используется точное значение для B. Для иллюстрации стабильности усиления, обусловленной отрицательной обратной связью, ниже приведены значения полного коэффициента усиления по напряжению для схемы при наличии и в отсутствие обратной связи для трех значений выходного напряжения. Очевидно, что отрицательная обратная связь существенно улучшает характеристики усилителя. Во справедливости ради следует отметить, что схему можно было бы разработать и так, чтобы ее характеристики при разомкнутой петле обратной связи были лучше; например в качестве коллекторной нагрузки T_3 можно было бы использовать источник тока, в эмиттерной цепи дифференциальной пары также можно было бы использовать источник тока; это привело бы к уменьшению влияния эмиттерной цепи и т. п. Но если бы схема и была спроектирована хорошо, обратная связь все равно заметно улучшила бы ее характеристики.

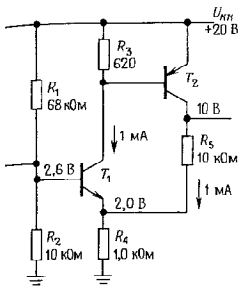


Рис. 4.73.

	Цепь ОС разомкнута			Цепь ОС замкнута		
$U_{вых}$	−10	0	+10	−10	0	+10
$Z_{вх}$, кОм	16	16	16	92	92	92
$Z_{вых}$, Ом	20	20	20	0,3	0,3	0,3
Коэффициент усиления	1360	2100	2400	30,60	30,84	30,90

Двухкаскадный усилитель с ОС. На рис. 4.73 показан еще один транзисторный усилитель с обратной связью. Если рассматривать T_1 как усилитель, который усиливает падение напряжения между базой и эмиттером (вспомним модель Эберса–Молла), то видно, что обратная связь передает на вход часть выходного напряжения и вычитает его из входного сигнала. В схеме есть небольшая хитрость: дело в том, что коллекторный резистор транзистора T_2 входит еще и в схему обратной связи. Используя описанную выше технику расчета, вы можете показать, что $K_{\text{разомкн. цепь ОС}} \simeq 200$. Коэффициент передачи цепи обратной связи $\simeq 20$. $Z_{\text{вых (разомкн. цепь ОС)}} \sim 10$ кОм, $Z_{\text{вых (замкн. цепь ОС)}} \simeq 500$ Ом, $K_{\text{(замкн. цепь ОС)}} \simeq 9{,}5$.

НЕКОТОРЫЕ ТИПИЧНЫЕ СХЕМЫ С ОПЕРАЦИОННЫМИ УСИЛИТЕЛЯМИ

4.28. Лабораторный усилитель общего назначения

На рис. 4.74 показан «декадный усилитель» со связями по постоянному току с переключением коэффициента усиления, полосы пропускания и с широким диапазоном смещения выхода по постоянному току. Интегральная схема $ИС_1$ представляет собой неинвертирующий ОУ со входом на полевых транзисторах, усиление изменяется от единицы (0 дБ) до 100 (40 дБ), шаг изменения откалиброван и равен 10 дБ; для подстройки усиления предусмотрен верньер. $ИС_2$ – это инвертирующий усилитель; он обеспечивает смещение выходного напряжения в диапазоне + 10 В; подстройка выполняется с помощью резистора R_{14}, при этом формируется ток, поступающий на суммирующий вход $ИС_2$. Конденсаторы $C_2 - C_4$ устанавливают сопрягающую частоту усиления на высоких частотах, так как часто нежелательно иметь чересчур широкую полосу пропускания сигнала (и шумов) $ИС_5$ представляет собой усилитель мощности для низкоомных нагрузок и кабелей; схема обеспечивает выходной ток в диапазоне ±300 мА.

Некоторые интересные особенности: входной резистор сопротивлением 10 МОм нельзя считать большим, так как ток смещения для ОУ типа 411 составляет 25 пА (ошибка 0,3 мВ при разомкнутом входе). Резистор R_2 в сочетании с диодами $Д_1$ и $Д_2$ ограничивает напряжение на входе ОУ значениями от U_- до $U_+ + 0{,}7$ В. Диод $Д_3$ сдвигает напряжение фиксации к U_- +0.7 В, так как диапазон синфазного сигнала ограничен значением U_- (если сигнал выходит за этот предел, то фаза выходного сигнала меняется на противоположную). При использовании показанных на схеме компонентов защиты входной сигнал может изменяться в диапазоне ±150 В, не причиняя схеме вреда.

Упражнение 4.12. Проверьте, что коэффициент усиления схемы имеет указанное значение. Как работает схема переменного сдвига?

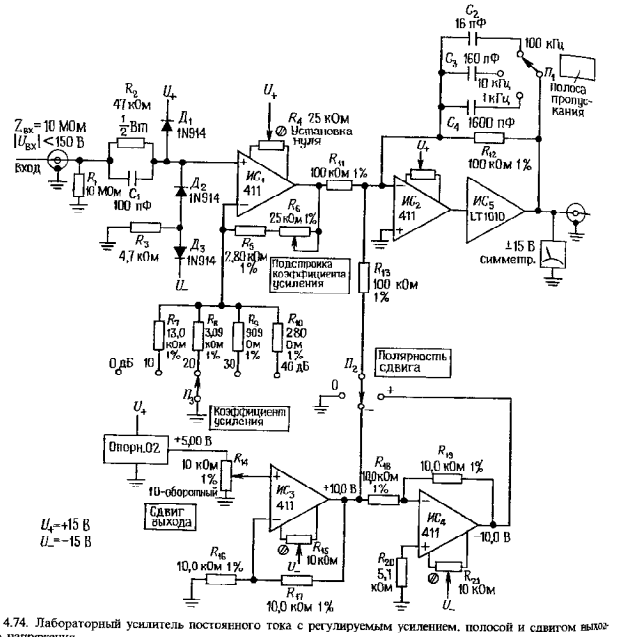


Рис. 4.74. Лабораторный усилитель постоянного тока с регулируемым усилением, полосой и сдвигом выходного напряжения.

4.29. Генератор управляемый напряжением

На рис. 4.75 показана схема заимствованная из рекомендаций по применению ИС нескольких фирм-изготовителей. $ИС_1$ представляет собой интегратор, который устроен таким образом, что ток заряда C_1 ($U_{вх}$/200 кОм) изменяет свой знак, а не амплитуду в зависимости от состояния транзистора T_1 (находится в режиме проводимости или отсечки). Схема $ИС_2$ образует триггер Шмитта с пороговыми уровнями, равными $1/3U_+$ и $2/3U_-$. Транзистор T_1 – это n-канальный полевой МОП-транзистор, который выполняет здесь роль переключателя; его использовать проще, чем схему на биполярных транзисторах, выполняющую такие функции, но на всякий случай здесь же показана схема с использованием транзисторов $n-p-n$-типа. И в том, и в другом случае нижний конец резистора R_4 заземлен при высоком уровне напряжения на выходе и разомкнут при низком уровне на выходе.

Особенность этой схемы состоит в том, что она запитана от единственного источника положительного напряжения. В $ИС_1$ типа 3160 (отличается от 3130 наличием внутренней коррекции) в качестве выходных используются полевые транзисторы, благодаря которым напряжение на выходе изменяется в пределах между потенциалом земли и U_+; при этом пороговые уровни в триггере Шмитта задаются точно и не имеют погрешности смещения, как это происходит при использовании в ОУ обычного выходного каскада, у которого пределы изменения выходного сигнала не заданы точно. В приведенной схеме частота и амплитуда треугольного сигнала стабильны. Обратите внимание, что частота зависит от отношения $U_{вх}/U_+$; это значит, что если напряжение $U_{вх}$ формируется из напряжения U_+ с помощью резистивного делителя (образованного, например, некоторым резистивным преобразователем), то входная частота не будет изменяться с изменением U_+, а только с изменением сопротивления.

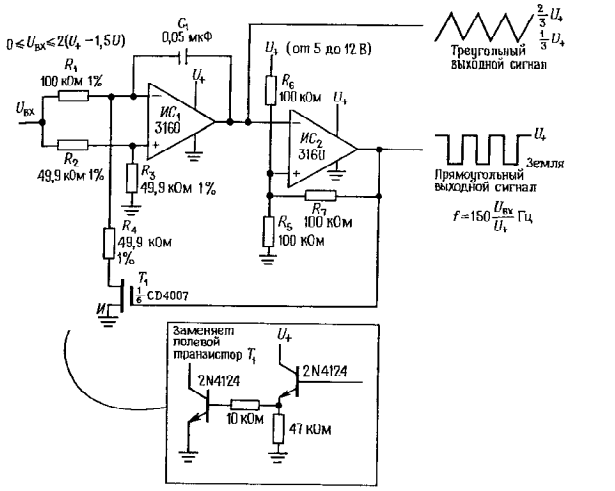


Рис. 4.75. Генератор, управляемый напряжением.

Упражнение 4.13. Покажите, что выходная частота определяется выражением $f(\text{Гц}) = 150U_{вх}/U_+$. Заодно проверьте, чему равны пороги в триггере Шмитта и токи в интеграторе.

4.30. Линейный переключатель на полевом транзисторе с $p-n$-переходом, с компенсацией $R_{вкл}$

В гл. 3 мы более или менее подробно рассмотрели линейные переключатели на полевых МОП-транзисторах. В качестве линейных переключателей можно также использовать полевые транзисторы с $p-n$-переходом. Однако в связи с тем что затвор не должен проводить ток, нужно проявлять особое внимание к сигналам, поступающим на него. Типичная схема показана на рис. 4.76. Для того, чтобы

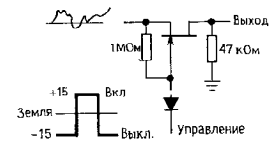


Рис. 4.76.

транзистор находился в режиме отсечки, потенциал затвора поддерживается на уровне ниже потенциала земли. Это значит, что если входной сигнал становится отрицательным, потенциал затвора должен быть меньше самого отрицательного значения входного сигнала по крайней мере на величину $U_{отс}$. Для того чтобы транзистор перешел в состояние проводимости, потенциал управляющего входа должен стать более положительным, чем самое большое положительное значение входного сигнала. При этом диод смещается в обратном направлении, а напряжение на затворе устремляется к значению напряжения истока через резистор 1 МОм.

Эта схема, конечно, нескладна, и может быть поэтому в линейных преобразователях чаще используют полевые МОП-транзисторы. Однако если воспользоваться операционным усилителем, то можно сделать красивый линейный переключатель и на основе полевого транзистора с $p-n$-переходом. В этом случае на суммирующем переходе инвертирующего усилителя

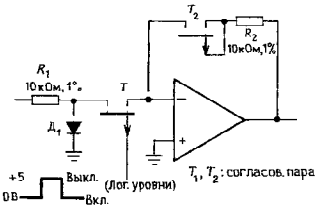


Рис. 4.77. Переключатель на полевых транзисторах с $p-n$-переходом, использующий в своем составе ОУ, с компенсацией $R_{вкл}$.

можно подключить исток транзистора к мнимому потенциалу земли. Теперь для того, чтобы включить транзистор, достаточно сделать напряжение на затворе равным потенциалу земли. Еще одно преимущество такой схемы состоит в том, что она обеспечивает возможность полного устранения ошибок, обусловленных конечной величиной сопротивления $R_{вкл}$ и его нелинейностью. На рис. 4.77 представлена эта схема.

Следует особо отметить два свойства этой схемы: (а) Когда транзистор T_1 находится в состоянии ВКЛ (затвор заземлен), схема представляет собой инвертор с идентичными импедансами во входной цепи и в цепи обратной связи. В результате устраняются все эффекты, связанные с конечным или нелинейным сопротивлением транзистора в состоянии ВКЛ, при условии, что полевые транзисторы согласованы по $R_{вкл}$. (б) Вследствие низкого значения напряжения отсечки транзисторов схема хорошо работает, если управляющий сигнал лежит в пределах от нуля до +5 В, что как раз соответствует уровням для стандартных цифровых логических схем (см. гл. 8 и 9). Если исток транзистора T_1 подключен к мнимой земле (суммирующий вход), то инвертирующая конфигурация упрощает работу схемы, так как в состоянии ВКЛ на исток T_1 не поступает никаких сигналов. Когда T_1 находится в состоянии ВЫКЛ, диод $Д_1$ препятствует включению транзистора при положительных входных сигналах. Когда переключатель закрыт, влияние диода $Д_1$ никак не сказывается.

Существуют p-канальные полевые транзисторы с $p-n$-переходом с низкими напряжениями отсечки, удобной конфигурации и с приемлемой ценой. Например, в семейство IH5009–IH5024 входят такие схемы, в которых в одном транзисторном корпусе размещаются четыре полевых транзистора плюс один полевой транзистор для устранения ошибок; для них $R_{вкл}$ составляет 100 Ом, а цена не превышает двух долларов. Подключите еще ОУ и несколько резисторов и вы получите мультиплексор на 4 входа. Следует отметить, что подобный трюк с $R_{вкл}$ можно

проделать и в переключателе на полевых МОП-транзисторах.

4.31. Детектор нуля для ТТЛ-схем

Схема, изображенная на рис. 4.78, формирует прямоугольные колебания для логических схем семейства ТТЛ (имеющих входной диапазон от 0 до +5 В) из входного сигнала переменного тока любой амплитуды, не превышающей 100 В. Резистор R_1 в сочетании с диодами $Д_1$ и $Д_2$ ограничивает размах входного сигнала значениями −0,6 и +5,6 В. Резистивный делитель R_2R_3 нужен для того, чтобы ограничить отрицательные значения напряжения на уровне −0,3 В, как это требуется для компаратора типа 393. Резисторы R_5 и R_6 определяют ширину петли гистерезиса, а резистор R_4 необходим для установки порогов срабатывания триггера симметрично относительно земли. Входное сопротивление сохраняет почти постоянное значение, так как величина сопротивления R_1 велика по сравнению с сопротивлениями других резисторов входного делителя. Интегральная схема типа 393 использована потому, что на ее входах напряжение может изменяться вплоть до потенциала земли, а это позволяет работать с одним источником питания.

Упражнение 4.14. Убедитесь в том, что срабатывание триггера Шмитта происходит на уровнях ±25 мВ.

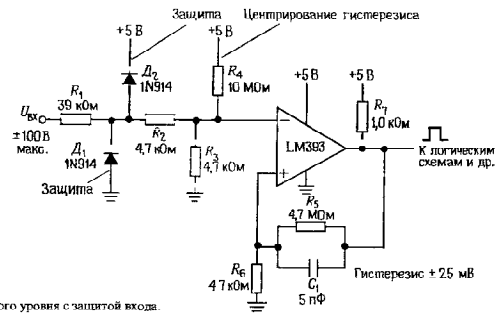


Рис. 4.78. Детектор нулевого уровня с защитой входа.

4.32. Схема измерения тока в нагрузке

В схеме, представленной на рис. 4.79, выходное напряжение пропорционально току в нагрузке. Нагрузка используется в стабилизаторах тока, измерительных схемах и в ряде других случаев. Напряжение на резисторе $R_н$, имеющем 4 вывода, изменяется от нуля до 0,1 В, при этом возможно появление синфазных помех, обусловленных резистивными эффектами в заземлении кабеля (обратите внимание, что источник питания на выходе заземлен). По этой причине ОУ включен как дифференциальный усилитель с коэффициентом усиления, равным 100. Напряжение сдвига регулируется с помощью внешнего резистора $R_в$, так как в ОУ типа LT1013 нет внутренней схемы регулировки сдвига (в ОУ типа LT1006 такая схема есть). Для регулировки можно использовать стабилитрон, который обеспечивает стабильность эталонного напряжения порядка нескольких процентов, так как при настройке схемы нужна небольшая коррекция напряжения (по крайней мере, на это надо рассчитывать). Для работы с одним источником был выбран ОУ типа 358, так как на его входах и выходе напряжение может изменяться до потенциала земли. Напряжение U_+ может быть нестабилизированным, величина коэффициента ослабления влияния напряжения источника питания (КОНП) более чем достаточна

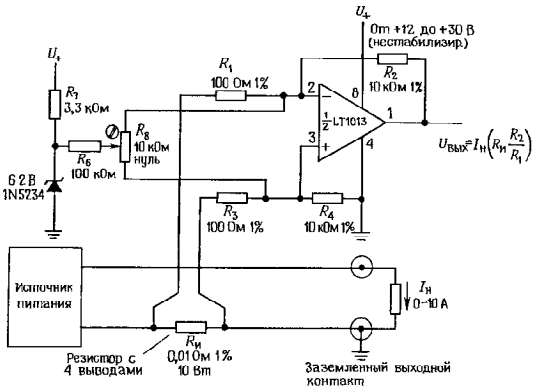


Рис. 4.79. Усилитель для измерения тока в цепях большой мощности.

и составляет в данном случае 100 дБ (типичное значение).

ЧАСТОТНАЯ КОРРЕКЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Если попытаться графически изобразить зависимость коэффициента усиления по напряжению при разомкнутой петле обратной связи от частоты для нескольких операционных усилителей, то получим кривые, подобные показанным на рис. 4.80. Даже поверхностный взгляд на представленные *диаграммы Боде* (кривые зависимости коэффициента усиления и фазы от частоты с использованием логарифмического масштаба) позволяет сделать заключение, что операционный усилитель типа 741 хуже остальных, так как с увеличением частоты его коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи уменьшается очень быстро. На самом деле такой спад усиления получают намеренно, и характеристика операционного усилителя совпадает с характеристикой *RC*-фильтра низких частот, имеющей спад −6 дБ/октава. Операционный усилитель типа 748 подобен операционному усилителю типа 741, но не скорректирован (как и ОУ типа 739). В операционных усилителях бывает предусмотрена внутренняя коррекция, кроме того, промышленность выпускает и нескорректированные ОУ; познакомимся с некоторыми методами частотной коррекции.

4.33. Зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига от частоты

В операционном усилителе (а в общем, в любом многокаскадном усилителе), начиная с некоторой частоты наблюдается спад коэффициента усиления, обусловленный тем, что усилительный каскад для сигналов, поступающих от источника, имеющего конечный импеданс, является емкостной нагрузкой, и, таким образом, каскад эквивалентен фильтру низких частот. Например, часто входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель с нагрузкой в виде токового зеркала (см. схему LM358, изображенную на рис. 4.54), который работает на второй каскад, представляющий собой схему с общим эмиттером. Теперь допустим, что конденсатор, обозначенный на схеме как

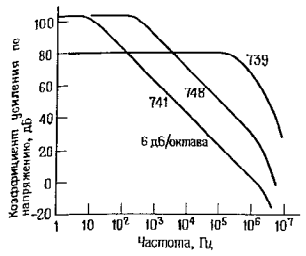


Рис. 4.80.

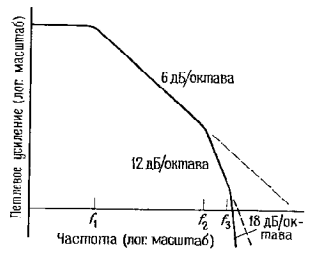


Рис. 4.81.

C_1, исключен. Высокий выходной импеданс входного каскада, а также емкость перехода $C_{вх.э}$ и емкость обратной связи $C_{кб}$ (вспомните эффект Миллера, разд. 2.19 и 13.04) последующего каскада образуют фильтр низкой частоты. Точка −3 дБ на характеристике этого фильтра лежит в диапазоне от 100 Гц до 10 кГц.

Уменьшение реактивного сопротивления конденсатора при увеличении частоты вызывает появление спада характеристики с наклоном 6 дБ/октава. На достаточно высоких частотах (которые могут не превышать 1 кГц) импеданс коллекторной нагрузки имеет емкостной характер, в связи с этим $K_U = g_m X_C$, т. е. спад усиления пропорционален $1/f$. Кроме того, выходной сигнал будет сдвинут по фазе на 90° относительно входного. (Спаду усиления соответствует нижний участок («хвост») характеристики *RC*-фильтра низкой частоты, в котором сопротивление R есть эквивалентное выходное сопротивление источника, к которому подключена емкостная нагрузка. Однако в схеме не обязательно должны присутствовать реальные резисторы.)

В многокаскадном усилителе на высоких частотах на характеристике усилителя появляются дополнительные точки перегиба, обусловленные тем, что другие усилительные каскады также начинают проявлять свойства фильтров низкой частоты. Зависимость коэффициента усиления всей многокаскадной схемы при разомкнутой цепи ОС от частоты показана на рис. 4.81. Спад коэффициента усиления при разомкнутой петле ОС определяется величиной −6 дБ/октава и начинается на некоторой сравнительно невысокой частоте f_1. Он обусловлен емкостным характером нагрузки выхода первого каскада. Спад с таким углом наклона продолжается до тех пор, пока на частоте f_2 не начнет проявлять себя собственная *RC*-цепь следующего каскада. Начиная с этой точки, спад определяется величиной −12 дБ/октава и т. д.

Что же следует из такой характеристики? Напомним, что для *RC*-фильтра низкой частоты зависимость сдвига фазы от частоты имеет вид кривой, показанной на рис. 4.82. Каждый фильтр низкой частоты, присутствующий в усилителе, имеет подобную фазовую характеристику, поэтому полный фазовый сдвиг гипотетического усилителя можно представить в виде кривой, изображенной на рис. 4.83.

Проблема заключается в следующем: если этот усилитель включить, например по схеме повторителя, то возникнут автоколебания. Это связано с тем, что на некоторой частоте фазовый сдвиг при разомкнутой петле обратной связи достигает 180°, при этом коэффициент усиления еще превышает единицу (на этой частоте отрицательная обратная связь превращается в положительную). Этого достаточно для того, чтобы возникла автогенерация колебаний, так как на этой частоте любой сигнал будет сам себя наращивать, проходя по петле обратной связи.

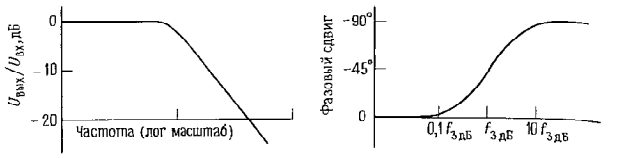


Рис. 4.82. Диаграмма Боде: зависимость коэффициента усиления и фазы от частоты.

Критерий устойчивости. Критерий устойчивости усилителя с обратной связью выглядит следующим образом: фазовый сдвиг усилителя при разомкнутой петле обратной связи не должен превышать 180° на частоте, при которой коэффициент передачи цепи обратной связи равен единице. Этот критерий трудней всего удовлетворить, когда усилитель включен как повторитель, так как при этом коэффициент передачи в петле обратной связи равен коэффициенту усиления при разомкнутой петле обратной связи, т. е. наибольшему значению. В операционном усилителе с внутренней коррекцией критерий устойчивости удовлетворяется даже в том случае, когда эти усилители включают по схеме повторителей; в них с помощью простой резистивной схемы обратной связи можно получить любое значение коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, при этом они будут работать устойчиво и в них не будут возникать колебания. Мы уже упомянули выше, что для этого намеренно смещают начало спада усиления таким образом, чтобы точка -3 дБ лежала в области низких частот – обычно в диапазоне от 1 до 20 Гц. Покажем, как этого добиваются.

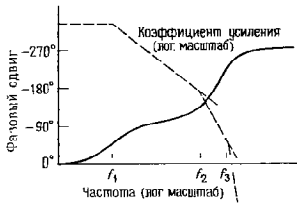


Рис. 4.83.

4.34. Методы коррекции усилителей

Однополюсная коррекция. Коррекция должна обеспечить, чтобы на всех частотах, на которых коэффициент передачи цепи обратной связи превышает единицу, фазовый сдвиг при разомкнутой петле обратной связи был меньше 180° (операционный усилитель можно использовать как повторитель, поэтому вместо петлевого усиления можно говорить о коэффициенте усиления при разомкнутой петле обратной связи). Для достижения этой цели проще всего включить в схему достаточную емкость, с помощью которой задать сопрягающую частоту и наклон характеристики, равный -6 дБ/октава. При этом коэффициент усиления при разомкнутой петле обратной связи должен снизиться до единицы на частоте, приблизительно соответствующей точке -3 дБ на характеристике следующего «естественного» *RC*-фильтра. За счет этого в большей части полосы пропускания фазовый сдвиг при разомкнутой цепи обратной связи будет равен 90° и начнет приближаться к 180° только тогда, когда коэффициент усиления станет равным единице. Замысел иллюстрируется рис. 4.84. Без коррекции коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи снижается, стремясь к единице, при этом вначале наклон характеристики равен -6 дБ октава, затем -12 дБ октава и т. д. В результате прежде чем коэффициент усиления станет равным единице, фазовый сдвиг будет составлять 180° или более. Если сместить начало первого спада характеристики в область более низких

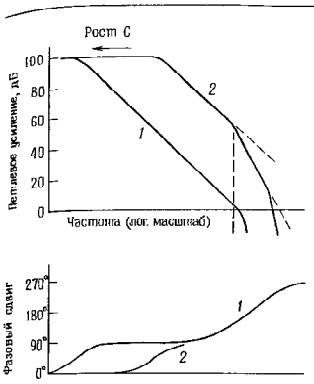


Рис. 4.84.

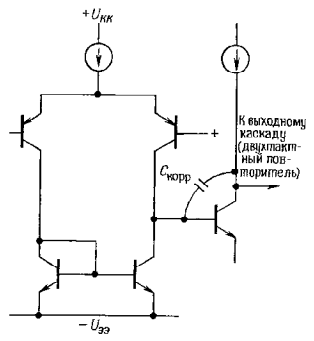


Рис. 4.85. Классический входной каскад ОУ со схемой коррекции.

частот (сформировать «вершину» характеристики усилителя), то фазовый сдвиг превысит 90°, только когда коэффициент усиления разомкнутой петли обратной связи приблизится к единице. Таким образом, проиграв в усилении, можно выиграть в устойчивости. У каскада, на который нагружен дифференциальный усилитель, «естественная» сопрягающая частота обычно связана с эффектом Миллера, поэтому коррекция характеристики заключается просто в подключении дополнительной емкости обратной связи к транзистору второго каскада, при этом общий коэффициент усиления двух каскадов по напряжению равен $g_m X_C$ или $g_m/2\pi f C_{корр}$ в диапазоне спада частотной характеристики усилителя (рис. 4.85). На практике в обоих каскадах можно использовать транзисторы, соединенные по схеме Дарлингтона.

Если сместить характеристику так, чтобы коэффициенту усиления, равному единице, соответствовала точка -3 дБ начала второго участка спада усиления (-12 дБ/октава), то в худшем случае (для схемы повторителя) запас по фазе будет равен 45°, так как на частоте, соответствующей усилению -3 дБ, *RC*-фильтр вносит сдвиг по фазе на 45°. Следовательно, запас по фазе равен 180° – (90° + 45°), причем сдвиг фазы на 90° будет почти на всем участке характеристики после главного полюса.

Коррекция, основанная на использовании эффекта Миллера, имеет то достоинство, что она нечувствительна к изменениям коэффициента усиления по напряжению с температурой или к технологическому разбросу значений коэффициента усиления: чем больше коэффициент усиления, тем в большей степени проявляется емкость обратной связи и тем сильнее смещается характеристика в область низких частот, а частота, соответствующая единичному усилению, сохраняется неизменной. При этом частота, соответствующая точке -3 дБ, начиная с которой действует коррекция, не сохраняется постоянной, а фактически фиксируется частота, в которой характеристика пересекает ось единичного усиления (рис. 4.86).

Нескорректированные операционные усилители. Если операционный усилитель используется в схеме, для которой коэффициент усиления при замкнутой петле обратной связи больше единицы (не повторитель), то нет необходимости столь сильно смещать вершину характеристики (соответствующую «граничной» частоте

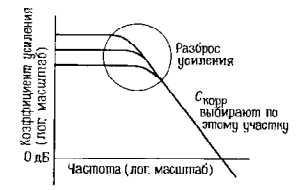


Рис. 4.86.

фильтра низкой частоты) в область низких частот, так как критерий устойчивости в этом случае выполнить легче из-за меньшей величины коэффициента передачи обратной связи (рис. 4.87).

Если коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи равен 30 дБ, то коэффициент перелачи петли обратной связи (равный отношению коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи к коэффициенту усиления при замкнутой цепи обратной связи) для такой схемы меньше, чем для повторителя, поэтому вершина характеристики может располагаться в области более высоких частот. В этом случае делают так, чтобы коэффициент усиления усилителя при разомкнутой петле обратной связи достигал 30 дБ (а не 0 дБ) на частоте, соответствующей следующей точке перегиба характеристики операционного усилителя. Как видно из графика, это означает, что в большей части диапазона частот величина коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи больше и усилитель имеет большую полосу пропускания. Промышленность выпускает операционные усилители как в скорректированном, так и в нескорректированном варианте (например, ОУ типа 748 – это нескорректированный ОУ типа 741, то же самое можно сказать о следующих типах ОУ: 308(312), 3130(3160), HA5102(HA5112) и т. п.); для нескорректированных операционных усилителей даются рекомендации по выбору емкостей внешних конденсаторов в зависимости от значений коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи. Этими рекомендациями полезно воспользоваться в тех случаях, когда нужно расширить полосу пропускания и обеспечить большое усиление. Можно также использовать «подкорректированные» ОУ, например типа 357, в которых обеспечена внутренняя коррекция для значений коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи, превышающих некоторый минимум ($K_U > 5$ для ОУ типа 357).

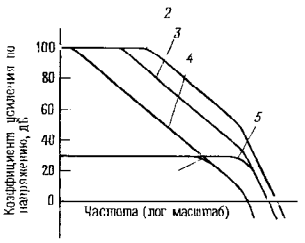


Рис. 4.87.

Коррекция по типу «полюс – нуль» характеристики. Иногда лучший результат, чем при однополюсной коррекции характеристики, можно получить, если использовать схему коррекции, которая сначала обеспечит спад усиления (наклон −6 дБ/октава после полюса характеристики), а затем, начиная с некоторой частоты, ровную характеристику (нуль характеристики) выше частоты, соответствующей второй точке излома «собственной» характеристики операционного усилителя. При таком способе коррекции вторая точка излома характеристики тем самым устраняется и до третьей точки излома происходит плавный спад усиления с наклоном −6 дБ октава. Часто эта характеристика приведена на рис. 4.88. На практике начало нулевого угла наклона задают таким образом, чтобы устранить вторую точку излома характеристики усилителя, а положение первой точки излома устанавливают таким, чтобы полный отклик схемы определялся единичным коэффициентом усиления на частоте соответствующей третьей точке излома. В технических характеристиках усилителей

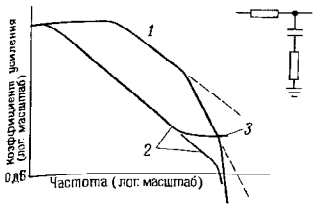


Рис. 4.88.

обычно можно найти рекомендации по выбору компонентов R и C для коррекции по методу «полюс – нуль» наряду с рекомендациями по выбору конденсаторов для однополюсной коррекции.

Как вы узнаете из разд. 13.06, слишком большое смещение низкочастотного полюса в область низких частот приводит к тому, что второй полюс оказывается лежащим в области более высоких частот, чем нуль характеристики. Это явление называют «расщеплением точек излома». Частоту нуля выбирают с учетом этого явления.

4.35. Частотная характеристика цепи обратной связи

Мы предполагали до сих пор, что цепь обратной связи имеет плоскую частотную характеристику; это предположение верно в тех случаях, когда в качестве цепи обратной связи используется резистивный делитель напряжения. Однако иногда возникает необходимость в модификации частотной характеристики усилителя (например, в случае дифференциатора или интегратора) или цепи обратной связи для повышения запаса устойчивости схемы. Запомните, что в таких случаях следует использовать диаграммы Боде для коэффициента передачи всей петли обратной связи, а не графики изменения коэффициента усиления усилителя при разомкнутой цепи обратной связи. Коротко говоря, в идеальном случае кривая зависимости коэффициента усиления при замкнутой цепи обратной связи от частоты должна пересекать кривую зависимости коэффициента усиления при разомкнутой цепи обратной связи под углом 6 дБ/октава. Чтобы этого достичь, очень часто, например в обычных инвертирующих и неинвертирующих усилителях, параллельно резистору обратной связи подключают небольшой конденсатор (емкостью несколько пикофарад). На рис. 4.89 дан пример такой схемы и соответствующей диаграммы Боде.

Если бы частотная характеристика схемы с обратной связью была горизонтальной, то усилитель находился бы на грани неустойчивости, так как в точке пересечения кривых их взаимный наклон составлял бы 12 дБ/октава. Конденсатор обеспечивает пересечение кривых под углом 6 дБ/октава и гарантирует тем самым устойчивость схемы. Особенно важно не забывать об этом при разработке дифференциаторов, так как в идеальном дифференциаторе коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи нарастает с подъемом 6 дБ/октава; на некоторой промежуточной частоте необходимо осла-

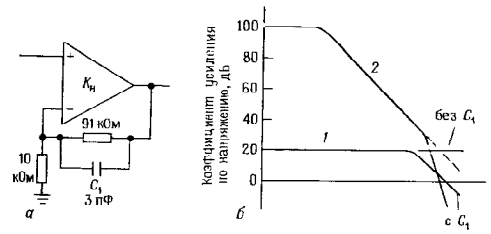


Рис. 4.89.

бить дифференцирующие свойства схемы, а на высоких частотах обеспечить спад усиления с наклоном −6 дБ/октава. Интеграторы в этом отношении не создают никаких проблем, так как сами по себе обеспечивают спад усиления −6 дБ/октава. Нужно очень постараться, чтобы вызвать автоколебания в интеграторе!

Чему отдать предпочтение? Обычно приходится выбирать между операционным усилителем с внутренней коррекцией и без коррекции. Проще использовать скорректированные усилители, обычно их и выбирают. Прежде всего остановите свое внимание на ОУ типа LF411 с внутренней коррекцией. Если вам нужна более широкая полоса пропускания и большая скорость нарастания, то можно подобрать более быстродействующий скорректированный ОУ (см. табл. 4.1 или 7.3). Если ничего не удается подобрать и коэффициент усиления при замкнутой цепи обратной связи превышает единицу (как чаще всего и бывает), то можно использовать нескорректированный усилитель с внешним конденсатором, рекомендуемым для вашего значения коэффициента усиления.

Некоторые усилители предоставляют другую возможность: «подкорректированная» схема, не требующая никаких внешних элементов коррекции, может быть использована в схемах, для которых коэффициент усиления больше единицы. Например, для получившего широкое распространение прецизионного ОУ типа OP-27 с низким уровнем шума (схема скорректирована для единичного усиления) существует два «подкорректированных» варианта схемы – это ОУ типа OP-37 (минимальный коэффициент усиления равен 5), в 7 раз более быстродействующий, чем скорректированный, и ОУ типа HA-5147 (минимальный коэффициент усиления равен 10), в 15 раз более быстродействующий.

Пример: источник питания переменного тока частотой 60 Гц. Нескорректированные ОУ предоставляют возможность так изменять схемы коррекции, что легко разрешается проблема, создаваемая дополнительными фазовыми сдвигами, возникающими за счет побочных элементов цепи обратной связи. На рис. 4.90 показан наглядный пример. Это усилитель низкой частоты, предназначенный для получения напряжения переменного тока с амплитудой 115 В из синусоидального входного сигнала частотой 60 Гц (получаемого с помощью схемы, описанной в разд. 8.31). Операционный усилитель вместе с резисторами R_2 и R_3 образует усилитель напряжения, имеющий 100-кратное усиление; далее он используется как усилитель с относительно небольшим коэффициен-

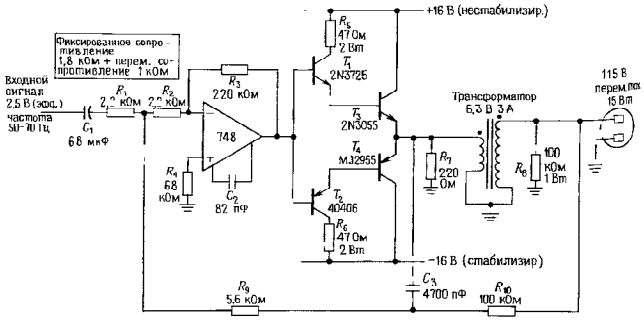


Рис. 4.90. Выходной усилитель источника питания с частотой 50 Гц

том «разомкнутого» усиления, когда вся схема охватывается общей петлей обратной связи. Выход ОУ управляет двухтактным выходным каскадом, нагруженным на первичную обмотку трансформатора. Цепь общей низкочастотной обратной связи подключается к выходу трансформатора через резистор R_{10} и обеспечивает получение небольших искажений и стабильного выходного напряжения при изменениях тока в нагрузке. Наличие очень больших фазовых сдвигов в трансформаторе на высоких частотах приводит к необходимости введения на высоких частотах дополнительной цепи обратной связи через конденсатор C_3, подключенный к низковольтной обмотке трансформатора. Резисторы R_9 и R_{10} выбраны так, чтобы согласовать глубину обратной связи на всех частотах. Несмотря на то что высокочастотная цепь ОС подключена непосредственно к выходу двухтактного каскада, все равно имеют место фазовые сдвиги, обусловленные реактивной нагрузкой (первичная обмотка трансформатора) на выходные транзисторы. Для того чтобы схема обладала достаточной устойчивостью даже при наличии реактивных нагрузок выхода с напряжением 115 В, в ОУ выполнена избыточная коррекция с помощью конденсатора емкостью 82 пФ (для коррекции по единичному коэффициенту усиления достаточно иметь 30 пФ), а связанное с этим сужение полосы пропускания не имеет значения – схема используется на низких частотах.

Представленная схема является примером компромиссного решения, так как в идеальном случае желательно иметь как можно большее петлевое усиление для обеспечения стабильного выходного напряжения, устойчивого к изменениям тока в нагрузке. Однако большое петлевое усиление повышает тенденцию усилителя к автоколебаниям, особенно в случае использования реактивной нагрузки. Это связано с тем, что реактивная нагрузка в сочетании с конечным выходным импедансом трансформатора вызывает дополнительный фазовый сдвиг в петле низкочастотной ОС. Так как данная схема предназначена для управления синхронными электродвигателями телескопа (которые представляют собой высокоиндуктивную нагрузку), коэффициент передачи петли ОС специально сделан небольшим. Зависимость выходного напряжения переменного тока от нагрузки представлена на рис. 4.91. Судя по кривой, схема обеспечивает хорошую (но не слишком высокую) стабилизацию напряжения.

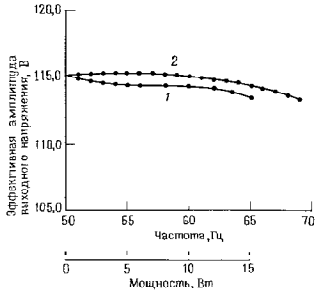


Рис. 4.91.

Низкочастотные автоколебания. В усилителях с обратной связью, имеющих межкаскадные связи по переменному току, проблемы обеспечения устойчивости могут возникать и на самых низких частотах. Они бывают связаны с накоплением *опережающего* фазового сдвига, который может возникнуть в усилителе, состоящем из нескольких каскадов, соединенных между собой через конденсаторы. Каждый блокирующий конденсатор в сочетании с входным сопротивлением, обусловленным цепями смещения и другими подобными элементами схемы усилителя, создает опережающий фазовый сдвиг на низкочастотном участке характеристики, который на частоте, соответствующей точке −3 дБ, равен 45°, а на более низких частотах приближается к 90°. Если цепь ОС обладает достаточным коэффициентом передачи, то в схеме могут возникнуть низкочастотные колебания, которые иногда называют шумом моторной лодки – «motorboating». В настоящее время, когда при необходимости всегда можно

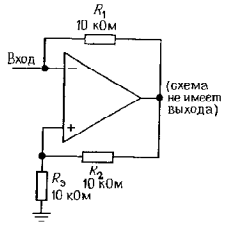


Рис. 4.92.



Рис. 4.93.

использовать усилители со связями по постоянному току, низкочастотные автоколебания почти никогда на практике не возникают. Тот, кто занимается электроникой давно, наверняка сталкивался с этими явлениями в прошлом.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

4.36. Некоторые полезные идеи

На рис. 4.94 показано несколько интересных и удачных схем, заимствованных в основном из технической документации фирм-изготовителей.

4.37. Негодные схемы

На рис. 4.95 представлена целая коллекция схем, содержащих заведомые ошибки. Пусть они немного вас позабавят и предостерегут от возможных промахов в работе. Среди них есть несколько настоящих чудищ. Можно гарантировать, что они никогда не будут работать. Разберитесь, почему. Во всех операционных усилителях используются источники питания ± 15 В: если используются другие напряжения питания, то они указаны на схемах.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Разработайте схему «чувствительного вольтметра». Он должен иметь $Z_{вх} = 1$ МОм и в четырех диапазонах обеспечивать чувствительность от 10 мВ до 10 В. Используйте измерительный прибор с размахом шкалы 1 мА и операционный усилитель. Если потребуется, отрегулируйте сдвиги напряжения. Подсчитайте показания прибора при разомкнутом входе, если: (а) $I_{см} = 25$ нА (типичное значение для ОУ типа 411) и (б) $I_{см} = 80$ нА (типичное значение для ОУ типа 741). Подумайте о том, какие ограничения следует ввести, чтобы предохранить прибор от повреждений (например, можно ограничить величину тока, чтобы она не превышала 200% полного размаха шкалы) и защитите входы усилителя от напряжений, которые выходят за пределы питающих напряжений. Как вы думаете: подойдет ли для высокоомных цепей измерений сигналов низкого уровня ОУ типа 741?

(2) Разработайте схему усилителя звуковых частот на основе ОУ типа OP-27 (имеет низкий уровень шумов, рекомендуется для использования в усилителях звуковых частот). Усилитель должен иметь следующие характеристики. $K = 20$ дБ, $Z_{вх} = 10$ кОм, точка -3 дБ соответствует частоте 20 Гц. Используйте неинвертирующую схему, предусмотрите, чтобы спад усиления на низких частотах ослаблял влияние входного напряжения сдвига. Разработайте схему с учетом того, что влияние входного тока смещения на выходной сдвиг должно быть минимальным. Учтите, что источник сигнала подключен через конденсатор.

(3) Разработайте схему расщепления фаз (фазоинвертора) с единичным коэффициентом усиления (см. гл. 2) на основе ОУ типа 411. Схема должна иметь высокое входное и низкое выходное сопротивления. Учитывая ограничения по скорости нарастания, оцените грубо максимальную частоту, на которой можно получить полный размах сигнала (27 В от пика до пика при использовании напряжения питания ± 15 В).

(4) Усилители мощности звуковых частот El Cheapo на верхних частотах возбуждаются из-за начинающегося с частоты 2 кГц (точка +3 дБ на характеристике) нарастания усиления +6 дБ/октава. Разработайте простой RC-фильтр, который можно было бы включить между предусилителем и усилителем для компенсации возбуждения. При необходимости RC-фильтр можно построить на ОУ типа AD611 (еще одна интегральная схема, рекомендуемая для использования в звуковом диапазоне частот). Для предусилителя $Z_{вых} = 50$ кОм, а для усилителя $Z_{вх} = 10$ кОм.

(5) Операционный усилитель типа 741 используется в качестве простого компаратора с одним заземленным входом, т. е. в качестве детектора нулевого уровня. На второй вход поступает синусоидальный сигнал с амплитудой 1 В (частота 1 кГц). Чему равно напряжение на входе, когда напряжение на выходе проходит через уровень 0 В? Предположите, что скорость нарастания составляет 0,5 В/мкс, а напряжение насыщения выхода равно ± 13 В.

(6) На рис. 4.92 дан пример схемы преобразователя отрицательного сопротивления. (а) Чему равно ее входное сопротивление? (б) Диапазон выходного напряжения ограничен значениями U_+ и U_-. Каков диапазон входного напряжения, в котором схема работает без насыщения?

(7) Представьте только что рассмотренную схему в виде эквивалентного «черного ящика» с двумя выводами (рис. 4.93). Как с помощью этого двухполюсника построить усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления -10? Почему нельзя сделать усилитель постоянного тока с коэффициентом усиления $+10$? (Подсказка: в определенном диапазоне сопротивлений источника схема работает как «щелка». Чему равен этот диапазон? Какие меры могут, на наш взгляд, здесь помочь?)

Удачные схемы

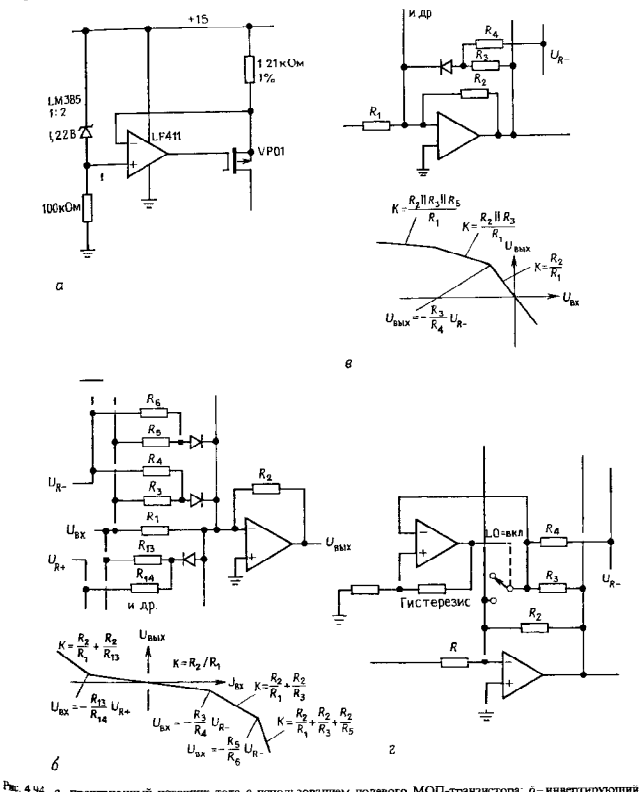


Рис. 4.94. *а* – прецизионный источник тока с использованием полевого МОП-транзистора: *б* – инвертирующий усилитель с ломаной характеристикой: коэффициент усиления K увеличивается для входных сигналов, превышающих пороговое значение; в формулах пороговых значений предполагается, что $U_{вход} = 0$; пороговое напряжение должно быть $> 0{,}5$ В; *в* – аналогично *б*, но коэффициент усиления уменьшается для выходных напряжений выше порогового значения; *г* – аналогично *в*, но с компаратором и переключателем; работает как «совершенный» диод ($U_д = 0$);

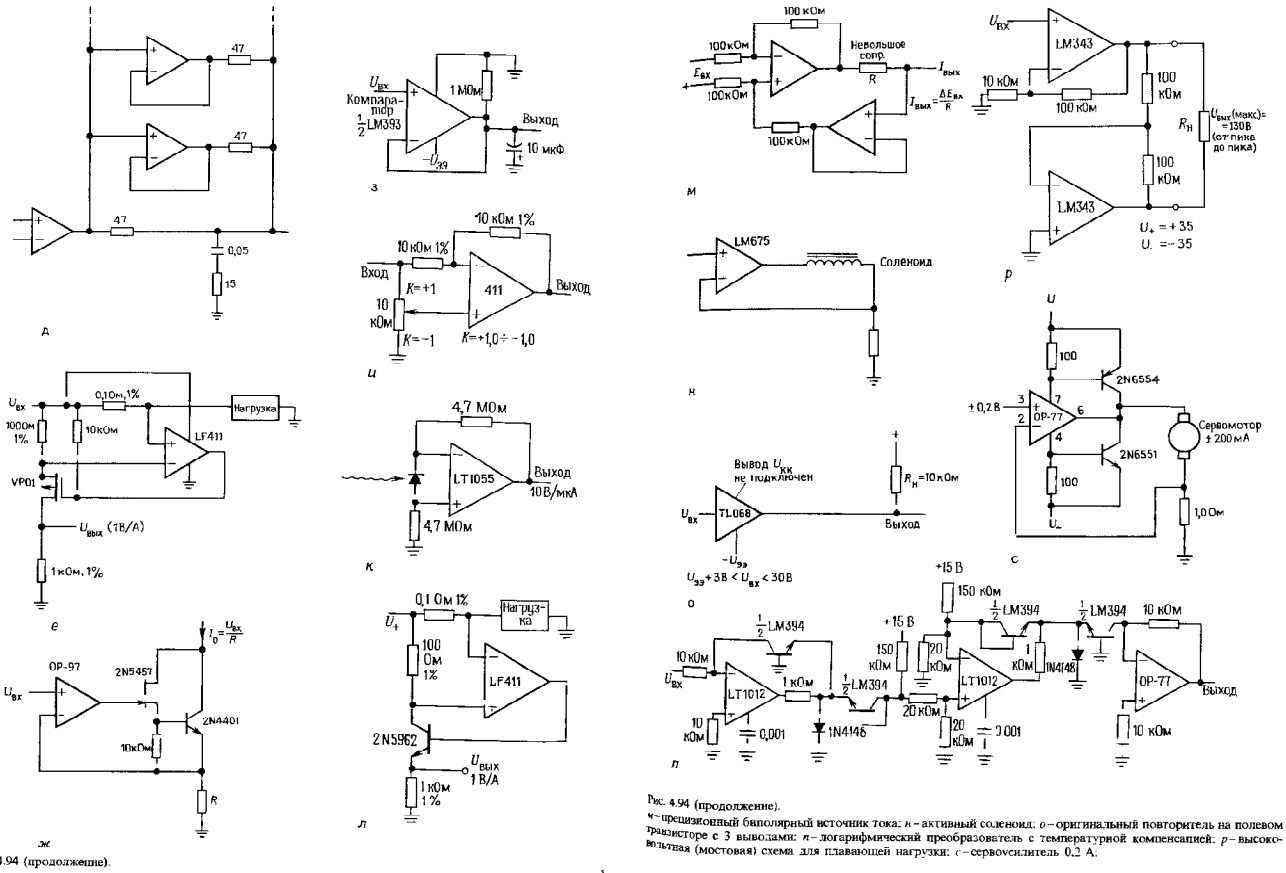
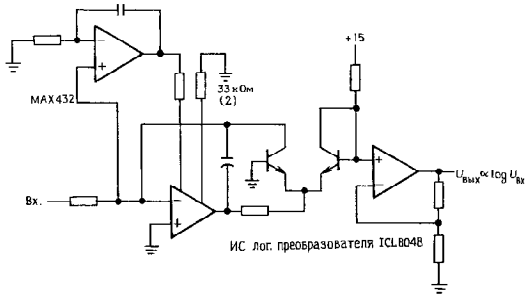
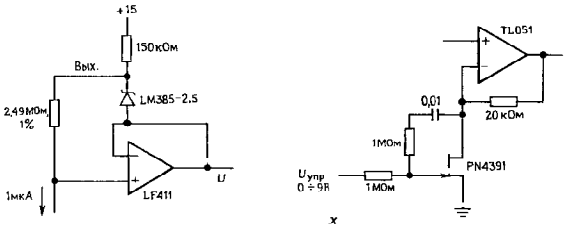


Рис. 4.94 (продолжение).

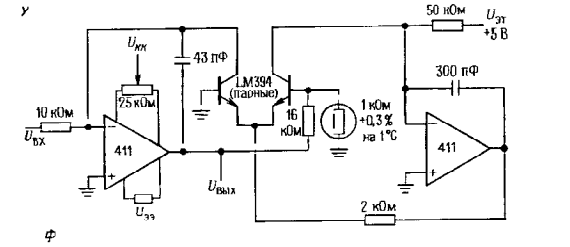
д – благодаря дополнительным ОУ выходной ток увеличен; следите, чтобы не было перегрева; *е* – токовый монитор; *ж* – прецизионная схема, поглощающая ток; *э* – пиковый детектор для отрицательных импульсов *и* – схема с переменным коэффициентом усиления; *к* – усилитель с фотодиодом; *л* – схема управления током; *м* – прецизионный биполярный источник тока; *н* – активный соленоид; *о* – оригинальный повторитель на полевом транзисторе с 3 выводами; *п* – логарифмический преобразователь с температурной компенсацией; *р* – высоковольтная (мостовая) схема для плавающей нагрузки; *с* – сервоусилитель 0,2 А.



т

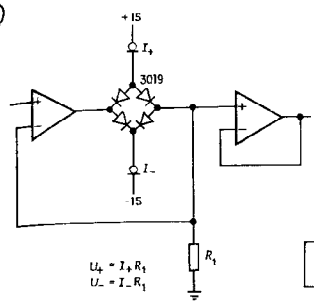


у х

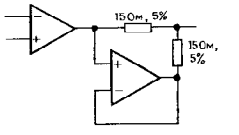


ф

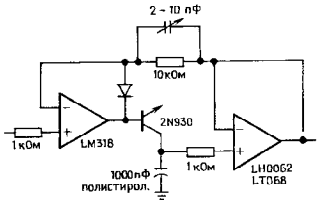
Рис. 4.94 (продолжение).
т – логарифмический преобразователь с широким входным диапазоном и автоматическим обнулением на основе усилителя прерывателя; *у* – источник тока; *ф* – быстродействующий логарифмический преобразователь; *х* – усилитель с переменным усилением с небольшими искажениями;



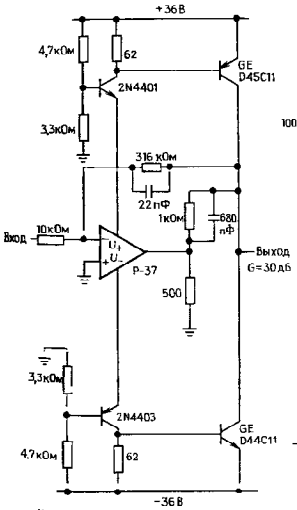
ц



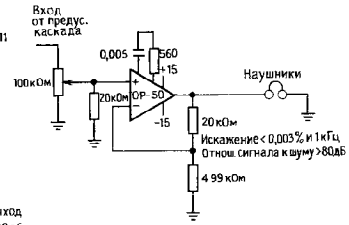
ш



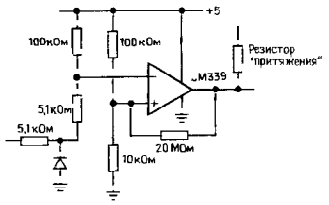
щ



ч



э



ю

Рис. 4.94 (продолжение)
ч – биполярный прецизионный ограничитель; *ш* – высоковольтный ОУ с низким уровнем шума (техническая документация PMI, примеч. по использованию 106); *щ* – получение удвоенного выходного сигнала в схеме на основе сдвоенного ОУ; *э* – быстродействующий пиковый детектор; *ю* – усилитель для наушников со слабым искажением (техническая документация PMI, примеч. по использованию 106); *я* – детектор нуля с одним источником питания.

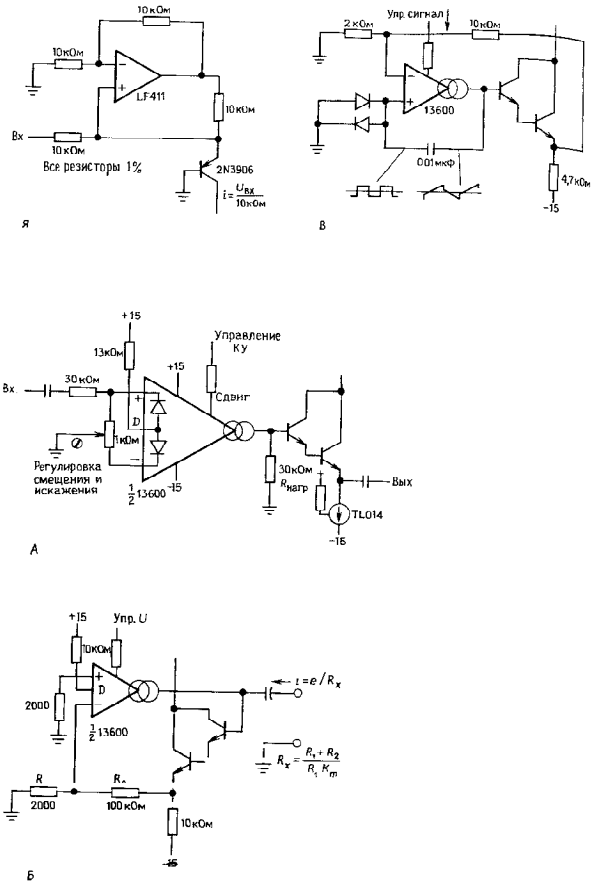


Рис. 4.94 (продолжение)

я – источник тока Хауленда для управляющих схем преобразования напряжений в ток (от 1 мкА до 1 мА); А – управляемый напряжением усилитель-преобразователь с линеаризованной характеристикой; Б управляемый напряжением (переменного тока) нагрузочный резистор; В – управляемый напряжением генератор на основе усилителя-преобразователя.

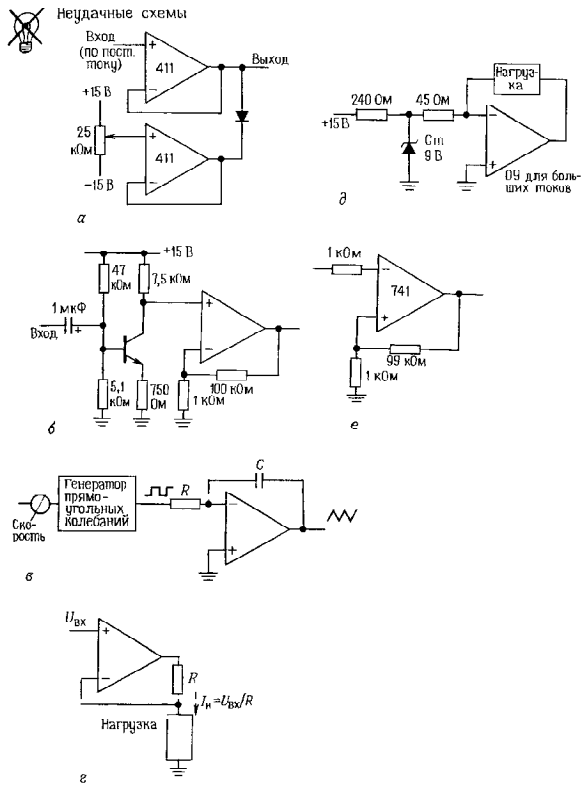


Рис. 4.95.

а – регулируемый ограничитель; *б* – выходной каскад на ОУ для усилителя звуковых частот со 100-кратным усилением; *в* – генератор треугольного сигнала; *г* – источник тока (программируемый напряжением); *д* – источник тока на 200 мА; *е* – усилитель постоянного тока (100-кратный).

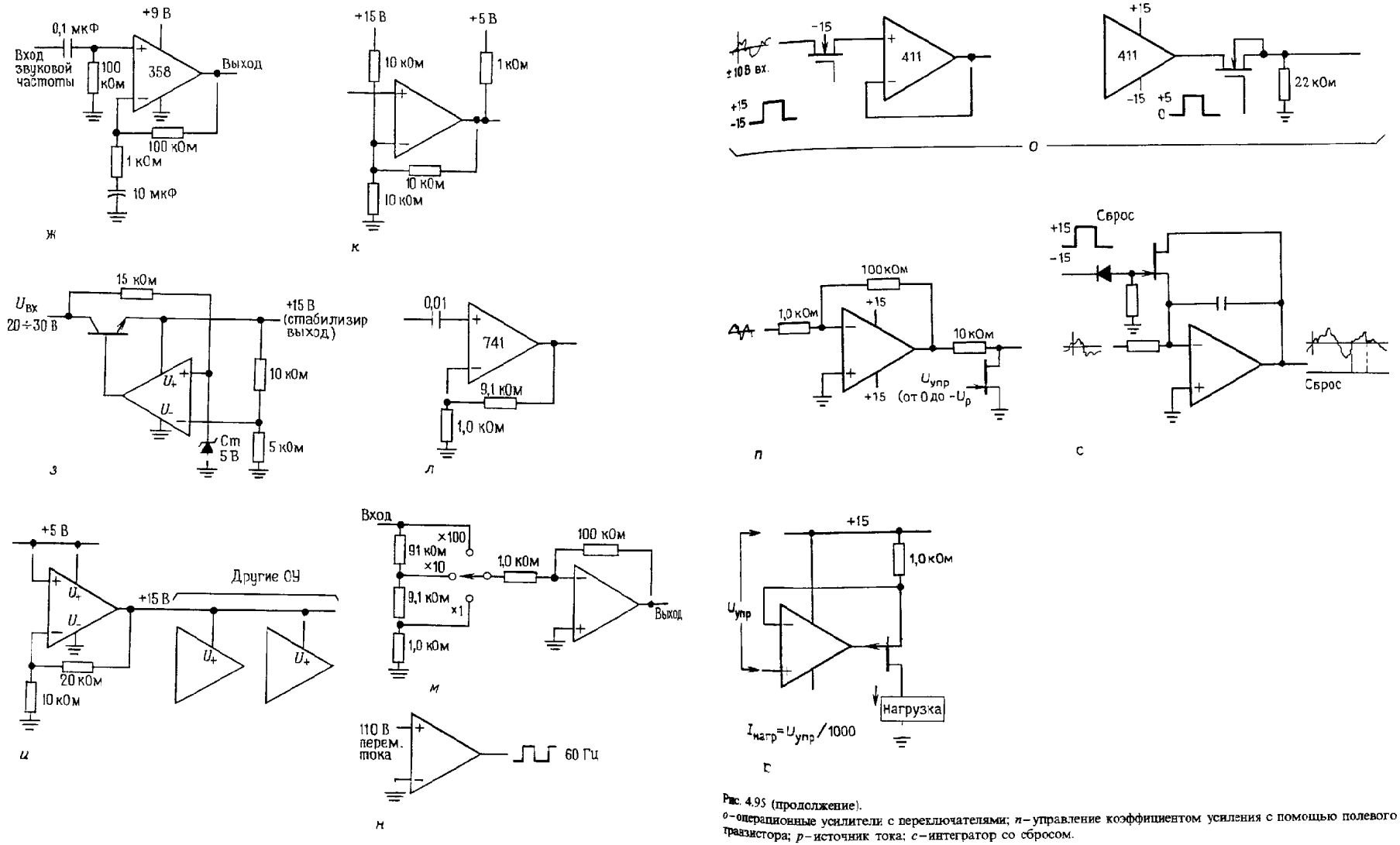


Рис. 4.95 (продолжение).

ж – усилитель звуковых частот со 100-кратным усилением и однополярным питанием; *з* - стабилизатор на 15 В; *и* – операционный усилитель в качестве стабилизатора +15 В; *к* – триггер Шмитта; *л* – 10-кратный усилитель со связями по переменному току; *м* – усилитель постоянного тока с перестраиваемым усилением (×10 - ×100); *н* – детектор нуля;

Рис. 4.95 (продолжение).

о – операционные усилители с переключателями; *п* – управление коэффициентом усиления с помощью полевого транзистора; *р* – источник тока; *с* – интегратор со сбросом.

ГЛАВА 5

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ

Весьма интересный класс линейных (т. е. нецифровых) схем можно изучать, зная только транзисторы и ОУ. Это позволит читателю усвоить ряд трудных моментов (а именно, нюансы поведения транзисторов, обратную связь, ограничения, свойственные ОУ и др.), перед тем как приступить к описанию новых устройств и методик проектирования в обширной области цифровой схемотехники. С этой целью в данной главе кратко рассмотрим активные фильтры и генераторы. Другие аналоговые устройства будут рассмотрены в гл. 6 (стабилизаторы напряжения и сильноточные устройства), гл. 7 (прецизионные и малошумящие схемы), гл. 13 (радиочастотная техника), гл. 14 (проектирование маломощных схем) и гл. 15 (измерения и обработка сигналов). В первой части этой главы описывается специализированная аппаратура (активные фильтры, разд. 5.01–5.11), и при первом чтении эту часть можно опустить. Однако вторую часть этой главы (генераторы, разд. 5.12–5.19), в которой описывается аппаратура с широкой областью применения, опускать не следует.

АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

В гл. 1 мы уже начали рассматривать фильтры, состоящие из резисторов и конденсаторов. Эти простые *RC*-фильтры верхних или нижних частот обеспечивают пологие характеристики коэффициента передачи с наклоном 6 дБ/октава после точки, соответствующей значению коэффициента передачи -3 дБ. Было также показано, как построить полосовой фильтр, соединяя каскадно фильтры верхних и нижних частот; при этом характеристики такого фильтра опять же имеют пологие «склоны» с наклоном 6 дБ/октава. Для многих целей такие фильтры вполне подходят, особенно в тех случаях, когда сигнал, который должен быть подавлен, далеко сдвинут по частоте относительно желательной полосы пропускания. В качестве примеров можно указать шунтирование радиочастотных сигналов в схемах усиления звуковых частот, «блокирующие» конденсаторы для исключения постоянной составляющей и разделение модулирующей и несущей частот (см. гл. 13).

5.01. Частотная характеристика *RC*-фильтров

Однако часто возникает необходимость в фильтрах с более плоским участком характеристики в полосе пропускания и более крутыми склонами. Такая потребность существует всегда, когда надо отфильтровать сигнал от близкой по частоте помехи. Немедленно возникает следующий очевидный вопрос: можно ли (соединяя каскадно одинаковые фильтры, скажем, нижних частот), получить аппроксимацию идеальной характеристики фильтра нижних частот типа «кирпичная стена», как это показано на рис. 5.1.

Мы знаем, что простое каскадное соединение не дает результата без ухудшения общей характеристики, так как входное сопротивление каждого звена будет служить существенной нагрузкой для предыдущего звена. Но если поставить буферы между всеми звеньями (или сделать полное входное сопротивление каждого звена намного выше, чем у предыдущего), то, казалось бы, можно добиться желаемого эффекта. Тем не менее ответ на поставленный вопрос будет отрицательным. Соединенные каскадно *RC*-фильтры действительно дадут суммарную характеристику с крутым наклоном, но «излом» этой амплитудно-частотной характеристики не будет резким. Это можно сформулировать так: из многих плавных перегибов не сделать одного крутого. Чтобы проиллюстрировать этот вывод, построим несколько графиков частотных характеристик коэффициента усиления (т. е. $U_{вых}/U_{вх}$) фильтров нижних частот, составленных из 1, 2, 4, 8, 16 и 32 идентичных, полностью развязанных буферными усилителями *RC*-звеньев (рис. 5.2).

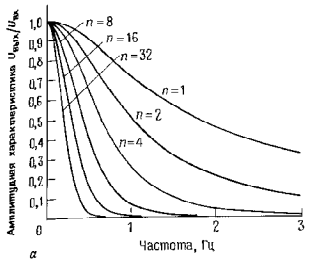


Рис. 5.1

Рис. 5.2. Частотные характеристики многокаскадных RC-фильтров. Графики *а* и *б* выполнены в линейном масштабе, график *в* – в логарифмическом. Характеристики на графиках *б* и *в* нормализованы приведением точки -3 дБ к единичной частоте.

На первом графике показан эффект от каскадного соединения нескольких *RC*-звеньев, у каждого из которых точка, соответствующая значению -3 дБ, находится на единичной частоте. По мере добавления новых секций точка -3 дБ суммарной характеристики сдвигается в сторону низких частот, что легко было предсказать. Чтобы сравнение характеристик фильтров было корректным, надо таким образом согласовать частоты среза отдельных звеньев, чтобы частота, отвечающая значению -3 дБ, была одна и та же для сравниваемых фильтров. Остальные графики на рис. 5.2, как и несколько следующих графиков в этой главе, «нормированы» по частоте, в том смысле, что точка, отвечающая значению -3 дБ (или точка перегиба), находится на частоте 1 рад/с (или 1 Гц). Для того чтобы определить характеристику фильтра, у которого точка перегиба находится на другой частоте, нужно просто изменить масштаб по оси частот с помощью умножения значений на частотной оси на истинное значение точки перегиба f_c. Как правило, имея дело с фильтрами, мы будем придерживаться графиков с логарифмическим масштабом по обеим осям, поскольку такой график дает наибольшую

информацию об амплитудно-частотной характеристике. Он позволяет увидеть приближение к окончательной крутизне спада и дает возможность установить точное значение затухания. В данном случае (каскадное соединение *RC*-звеньев) нормализованные графики на рис. 5.2, *б* и 5.2, *в* демонстрируют плавный изгиб характеристики пассивных *RC*-фильтров.

5.02. Идеальный рабочий режим *LC*-фильтров

Как было показано в гл. 1, фильтры, построенные из конденсаторов и катушек индуктивности, могут иметь весьма крутые характеристики. Примером этого может служить параллельный резонансный *LC*-контур. Введение в конструкцию катушек индуктивности дает возможность создать фильтр с любой желаемой близостью участка характеристики в полосе пропускания к горизонтальной прямой в сочетании с резкостью переходной области и крутизной спада вне полосы пропускания. На рис. 5.3 приведены в качестве примера телефонный фильтр и соответствующая характеристика.

Очевидно, что введение катушек индуктивности в схему дает некий магический эффект, который без них не может быть достигнут. По терминологии теории цепей, эта магия заключается в наличии «внеосевых полюсов». Тем не менее сложность фильтра возрастает по мере ужесточения требований к горизонтальности и плавности амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания и к крутизне спада вне ее, приводя к увеличению числа элементов по сравнению с предыдущим фильтром. Переходная и фазочастотная характеристики, вообще говоря, также ухудшаются по мере приближения амплитудно-частотной характеристики к идеальной прямоугольной форме (кирпичная стена).

Синтез фильтров из пассивных элементов (*R*, *L*, *C*) – хорошо исследованная область [см., например, авторитетный справочник Зверева (тематические ссылки в конце книги)]. Единственной проблемой является то, что катушки индуктивности как элемент схемы часто оставляют желать лучшего. Они нередко бывают дорогими и громоздкими, далеки от идеала, поскольку ведут к «потерям», а именно имеют значительное последовательное сопротивление, равно как и другие «патологии», такие, как нелинейность, распределенная межвитковая емкость обмотки и чувствительность к магнитным помехам.

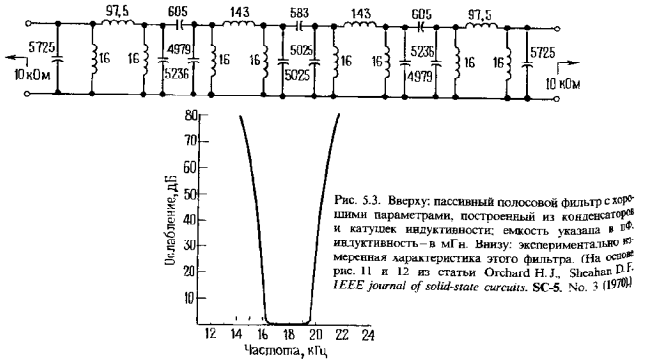


Рис. 5.3. Вверху: пассивный полосовой фильтр с хорошими параметрами, построенный из конденсаторов и катушек индуктивности; емкость указана в пФ, индуктивность – в мГн. Внизу: экспериментально измеренная характеристика этого фильтра. (На основе рис. 11 и 12 из статьи Orchard H. J., Sheahan D. F. *IEEE journal of solid-state circuits*. **SC-5**, No. 3 (1970).)

Следовательно, нужно найти способ построения фильтров без катушек индуктивности с характеристиками идеальных *RLC*-фильтров.

5.03. Введение в активные фильтры: обзор

При использовании в качестве элемента схемы фильтра ОУ можно синтезировать характеристику любого *RLC*-фильтра без применения катушек индуктивности. Такие безиндуктивные фильтры известны под названием «активные фильтры» из-за наличия в их схеме активного элемента (усилителя).

Активные фильтры можно использовать для реализации фильтров нижних и верхних частот, полосовых и полосно-подавляющих фильтров, выбирая тип фильтра в зависимости от наиболее важных свойств характеристики, таких, как максимальная равномерность усиления в полосе пропускания, крутизна переходной области или независимость времени запаздывания от частоты (далее об этом подробнее). Кроме того, можно построить как «всепропускающие фильтры» с плоской амплитудно-частотной характеристикой, но нестандартной фазочастотной характеристикой (они также известны как «фазовые корректоры»), так и наоборот – фильтр с постоянным фазовым сдвигом, но с произольной амплитудно-частотной характеристикой.

Конвертеры отрицательного полного сопротивления и гираторы. Есть два интересных схемных элемента, которые следует упомянуть в любом обзоре: это конвертер отрицательного полного сопротивления (КОС) и гиратор. Эти устройства могут имитировать свойства катушек индуктивности, хотя в них кроме ОУ используются только конденсаторы и резисторы.

Раз это так, то мы можем делать безиндуктивные фильтры с идеальными свойствами *RLC*-фильтра, таким образом – это по крайней мере один из способов реализации активных фильтров.

КОС преобразует полное сопротивление в ему *противоположное* (т. е. с обратным знаком), в то время как гиратор преобразует полное сопротивление в *обратное* (т. е. емкость в индуктивность). Следующие упражнения помогут уяснить, как это происходит.

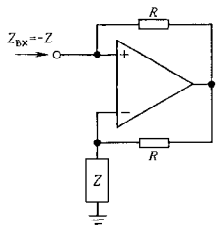


Рис. 5.4. Преобразователь (конвертер) полного отрицательного сопротивления.

Упражнение 5.1. Покажите, что изображенная на рис. 5.4 схема представляет собой конвертер полного сопротивления, в частности что $Z_{вх} = -Z$. Подсказка: подайте на вход какое-нибудь напряжение U и вычислите входной ток I. Затем возьмите их отношение, чтобы найти $Z_{вх} = U/I$.

Упражнение 5.2. Покажите, что схема на рис. 5.5 есть гиратор, в частности что $Z_{вх} = R^2/Z$. Подсказка: эту схему можно рассматривать как набор делителей напряжения, начиная справа.

Таким образом, КОС превращает конденсатор в «обратную» катушку индуктивности:

$$Z_C = 1/j\omega C \rightarrow Z_{вх} = j/\omega C,$$

т. е. в том смысле, что порождаемый ток запаздывает относительно приложенного напряжения, а его полное сопротивление имеет неправильную частотную зависимость (при возрастании частоты оно не растет, а убывает). Гиратор же, напротив, превращает конденсатор в элемент с истинной индуктивностью:

$$Z_C = 1/j\omega C \rightarrow Z_{вх} = j\omega CR^2,$$

т. е. индуктивность которого $L = CR^2$.

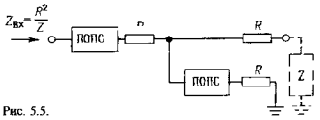


Рис. 5.5.

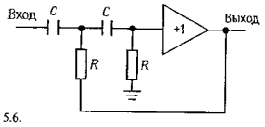


Рис. 5.6.

Существование гиратора делает интуитивно ясным тот факт, что можно построить безындуктивный фильтр, имитирующий любой фильтр, использующий катушки индуктивности: просто заменить каждую катушку «гиратированным» конденсатором. Такое применение гираторов вполне корректно, и ранее упомянутый телефонный фильтр построен именно таким способом. Кроме того, простая вставка гираторов в существующие *RLC*-схемы позволяет создавать много иных структур фильтров. Проектирование активных безындуктивных фильтров – весьма активно развивающаяся область, и описания новых конструкций появляются в журналах каждый месяц.

Фильтры Саллена и Ки. На рис. 5.6 приведен пример простого фильтра, построенного даже отчасти из интуитивных соображений. Он известен как фильтр Саллена и Ки, по имени его изобретателей. Здесь в качестве усилителя с единичным коэффициентом усиления может использоваться ОУ, включенный в режиме повторителя, либо просто эмиттерный повторитель. Данный фильтр представляет собой двухполюсный фильтр верхних частот. Следует отметить, что это был бы просто двухкаскадный *RC*-фильтр, если бы первый резистор не был соединен с выходом. Легко показать, что на очень низких частотах наклон характеристики такой же, как и у *RC*-фильтра, поскольку выходной сигнал практически равен нулю. Рост же выходного сигнала при увеличении его частоты приводит к уменьшению ослабления в результате действия этой следящей связи, и за счет этого становится более резким излом характеристики. Конечно, такое объяснение на пальцах не может заменить полного расчета, уже, к счастью, проделанного для огромного числа хороших фильтров. Мы вернемся к схемам активных фильтров в разд. 5.06.

5.04. Критерии режима работы фильтра Ки

При анализе фильтров и при расчете их параметров всегда используются некоторые стандартные термины и имеет смысл придерживаться их с самого начала.

Частотная область. Наиболее очевидной характеристикой фильтра является зависимость его коэффициента передачи от частоты; типичный случай – характеристика фильтра нижних частот, показанная на рис. 5.7. Здесь *полоса пропускания* представляет собой область частот, которые сравнительно мало ослабляются фильтром. Чаще всего считается, что полоса пропускания простирается до точки, соответствующей значению затухания –3 дБ, но для некоторых фильтров (среди них замечательны фильтры с «равновеликими пульсациями») граница полосы пропускания может быть определена несколько иначе. Внутри же полосы пропускания характеристика может быть неравномерной, или *пульсирующей*, с определенным *диапазоном* (полосой) *пульсаций* характеристики, как это и показано на рисунке. *Частота среза* f_c определяет границу полосы пропускания. Далее характеристика фильтра проходит через *переходную область* (известную также как «*склон*» характеристики фильтра) к *полосе задерживания* – области значительного ослабления. Полосу задерживания можно определить через некоторое минимальное затухание, например 40 дБ.

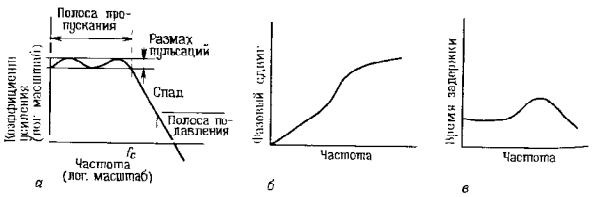


Рис. 5.7. Частотные характеристики фильтров. *а* – коэффициент усиления (логарифмический масштаб), *б* и *в* – сдвиг фазы и временное запаздывание (линейный масштаб)

Наряду с характеристикой коэффициента передачи в частотной области важен и другой параметр, а именно *сдвиг фазы* выходного сигнала по отношению к входному. Другими словами, нас интересует *комплексная* частотная характеристика фильтра, которая обычно обозначается как **H(s)**, где $\mathbf{s} = j\omega$; **s** и **H** – комплексные величины. Фазочастотная характеристика важна, поскольку сигнал, целиком расположенный по частоте в полосе пропускания, будет искажен, если время запаздывания при прохождении через фильтр не будет постоянным для различных частот. Постоянство временной задержки (для всех частот) соответствует линейному возрастанию фазового сдвига в зависимости от частоты, поэтому термин *фильтр с линейной фазочастотной характеристикой* применяется к идеальному в этом отношении фильтру. На рис. 5.8 показаны типовые графики фазочастотной характеристики и амплитудно-частотной характеристики фильтра нижних частот, который явно не является линейно-фазовым фильтром. Графики фазочастотной характеристики лучше всего строить в линейном по частоте масштабе.

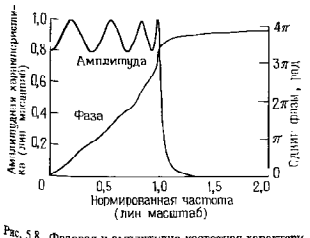


Рис. 5.8. Фазовая и амплитудно-частотная характеристики 8-полюсного фильтра Чебышева нижних частот. Размах пульсаций (неравномерность) 2 дБ.

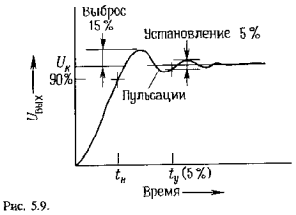


Рис. 5.9.

Временна́я область. Свойства фильтров, как и любых других схем переменного тока, могут быть описаны также их параметрами во *временно́й области*, а именно временем нарастания, выбросом, пульсациями и временем установления. Эти свойства важны, в частности, там, где должны использоваться ступенчатые или импульсные сигналы. На рис. 5.9 показана типичная переходная характеристика фильтра нижних частот. Здесь *время нарастания* представляет собой время, необходимое для достижения сигналом 90% своего конечного значения, в то время как *время установления* – это время, необходимое для того, чтобы сигнал попал в некоторую окрестность конечного значения и там остался. *Выброс* и *колебания* описывают нежелательные свойства фильтра, смысл которых ясен из их названия.

5.05. Типы фильтров

Предположим, что требуется фильтр нижних частот с плоской характеристикой в полосе пропускания и резким переходом к полосе подавления. Окончательный же наклон характеристики в полосе задерживания всегда будет $6n$ дБ/октава, где n – число «полюсов». На каждый полюс необходим один конденсатор (или катушка индуктивности), поэтому требования к окончательной скорости спада частотной

характеристики фильтра, грубо говоря, определяют его сложность.

Теперь предположим, что вы решили использовать 6-полюсный фильтр нижних частот. Вам гарантирован окончательный спад характеристики на высоких частотах 36 дБ/октава. В свою очередь теперь можно оптимизировать схему фильтра в смысле обеспечения максимально плоской характеристики в полосе пропускания за счет уменьшения крутизны перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. С другой стороны, допуская некоторую неравномерность характеристики в полосе пропускания, можно добиться более крутого перехода от полосы пропускания к полосе задерживания. Третий критерий, который может оказаться важным, описывает способность фильтра пропускать сигналы со спектром, лежащим в полосе пропускания, без искажений их формы, вызываемых фазовыми сдвигами. Можно также интересоваться временем нарастания, выбросом и временем установления.

Известны методы проектирования фильтров, пригодные для оптимизации любой из этих характеристик или их комбинаций. Действительно разумный выбор фильтра происходит не так, как описано выше; как правило, сначала задаются требуемая равномерность характеристики в полосе пропускания и необходимое затухание на некоторой частоте вне полосы пропускания и другие параметры. После этого выбирается наиболее подходящая схема с количеством полюсов, достаточным для того, чтобы удовлетворялись все эти требования. В следующих нескольких разделах будут рассмотрены три наиболее популярных типа фильтров, а именно фильтр Баттерворта (максимально плоская характеристика в полосе пропускания), фильтр Чебышева (наиболее крутой переход от полосы пропускания к полосе подавления) и фильтр Бесселя (максимально плоская характеристика времени запаздывания). Любой из этих типов фильтров можно реализовать с помощью различных схем фильтров; некоторые из них мы обсудим позже. Все они равным образом годятся для построения фильтров нижних и верхних частот и полосовых фильтров.

Фильтры Баттерворта и Чебышева. Фильтр Баттерворта обеспечивает наиболее плоскую характеристику в полосе пропускания, что достигается ценой плавности характеристики в переходной области, т. е. между полосами пропускания и задерживания. Как будет показано дальше, у него также плохая фазочастотная характеристика. Его амплитудно-частотная характеристика задается следующей формулой:

$$U_{вых}/U_{вх} = 1/[1 + (f/f_c)^{2n}]^{1/2},$$

где n определяет порядок фильтра (число полюсов). Увеличение числа полюсов дает возможность сделать более плоским участок характеристики в полосе пропускания и увеличить крутизну спада от полосы пропускания к полосе подавления, как это показано на рис. 5.10.

Выбирая фильтр Баттерворта, мы ради максимально плоской характеристики поступаемся всем остальным. Его характеристика идет горизонтально, начиная от нулевой частоты, перегиб ее начинается на частоте среза f_c – эта частота обычно соответствует точке −3 дБ.

В большинстве применений самым существенным обстоятельством является то, что неравномерность характеристики в полосе пропускания не должна превышать некоторой определенной величины, скажем 1 дБ. Фильтр Чебышева отвечает этому требованию, при этом допускается некоторая неравномерность характеристики во всей полосе пропускания, но при этом сильно увеличивается острота ее излома. Для фильтра Чебышева задают число полюсов и неравномерность в полосе пропускания. Допуская увеличение неравномерности в полосе пропускания, получаем более острый излом. Амплитудно-частотная характеристика этого фильтра задается следующим соотношением:

$$U_{вых}/U_{вх} = 1/[1 + \varepsilon^2 C_n^2(f/f_c)]^{1/2},$$

где C_n – полином Чебышева первого рода степени n, а ε – константа, определяющая неравномерность характеристики в полосе пропускания. Фильтр Чебышева, как и фильтр Баттерворта имеет фазочастотные характеристики, далекие от идеальных. На рис. 5.11 представлены для сравнения характеристики 6-полюсных фильтров нижних частот Чебышева и Баттерворта. Как легко заметить, и тот, и другой намного лучше 6-полюсного RC-фильтра.

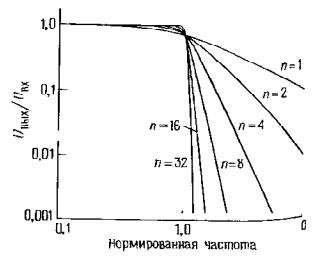


Рис. 5.10. Нормированные характеристики фильтров нижних частот Баттерворта. Обратите внимание на увеличение крутизны спада характеристики с увеличением порядка фильтра.

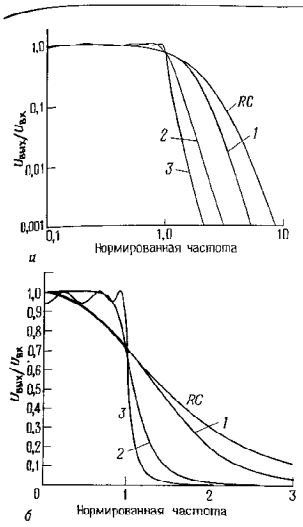


Рис. 5.11. Сравнение характеристик некоторых обычно применяемых 6-полюсных фильтров нижних частот. Характеристики одних и тех же фильтров изображены в логарифмическом (вверху), и в линейном (внизу) масштабе. *1* – фильтр Бесселя; *2* – фильтр Баттерворта; *3* – фильтр Чебышева (пульсации 0,5 дБ).

На самом деле фильтр Баттерворта с максимально плоской характеристикой в полосе пропускания не столь привлекателен, как это может показаться, поскольку в любом случае приходится мириться с некоторой неравномерностью в полосе пропускания (для фильтра Баттерворта это будет постепенное понижение характеристики при приближении к частоте f_c, а для фильтра Чебышева – пульсации, распределенные по всей полосе пропускания). Кроме того, активные фильтры, построенные из элементов, номиналы которых имеют некоторый допуск, будут обладать характеристикой, отличающейся от расчетной, а это значит, что в действительности на характеристике фильтра Баттерворта всегда будет иметь место некоторая неравномерность в полосе пропускания. На рис. 5.12 проиллюстрировано влияние наиболее нежелательных отклонений значений емкости конденсатора и сопротивления резистора на характеристику фильтра.

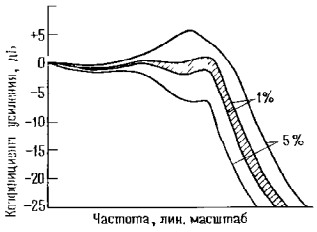


Рис. 5.12. Влияние изменений параметров элементов на характеристику активного фильтра.

В свете вышеизложенного весьма рациональной структурой является фильтр Чебышева. Иногда его называют равноволновым фильтром, так как его характеристика в области перехода имеет бо́льшую крутизну за счет того, что по полосе пропускания распределено несколько равновеликих пульсаций, число которых возрастает вместе с порядком фильтра. Даже при сравнительно малых пульсациях (порядка 0,1 дБ) фильтр Чебышева обеспечивает намного большую крутизну характеристики в переходной области, чем фильтр Баттерворта. Чтобы выразить эту разницу количественно, предположим, что требуется фильтр с неравномерностью характеристики в полосе пропускания не более 0,1 дБ и затуханием 20 дБ на частоте, отличающейся на 25% от граничной частоты полосы пропускания. Расчет показывает, что в этом случае требуется 19-полюсный фильтр Баттерворта или всего лишь 8-полюсный фильтр Чебышева.

Мысль о том, что можно мириться с пульсациями характеристики в полосе пропускания ради увеличения крутизны переходного участка, доводится до своего логического завершения в идее так называемого эллиптического фильтра (или фильтра Кауэра), в котором допускаются пульсации характеристики как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания ради обеспечения крутизны переходного участка даже большей, чем у характеристики фильтра Чебышева. С помощью ЭВМ можно сконструировать эллиптические фильтры так же просто, как и классические фильтры Чебышева и Баттерворта.

На рис. 5.13 представлено графическое задание амплитудно-частотной характеристики фильтра. В этом случае (фильтр нижних частот) определяются допустимый диапазон коэффициента передачи фильтра (т. е. неравномерность) в полосе пропускания, минимальная частота, на которой характеристика покидает полосу пропускания, максимальная частота, где характеристика переходит в полосу задерживания, и минимальное затухание в полосе задерживания

Фильтры Бесселя. Как было установлено ранее, амплитудно-частотная характеристика фильтра не дает о нем полной информации. Фильтр с плоской амплитудно-частотной характеристикой может иметь большие сдвиги фаз. В результате этого форма сигнала, спектр которого лежит в полосе пропускания, будет искажена при прохождении через фильтр. В ситуации, при которой форма сигнала имеет первостепенное значение, желательно иметь в распоряжении линейно-фазовый фильтр (фильтр с постоянным временем запаздывания). Предъявление к фильтру требования обеспечения линейного изменения сдвига фазы в зависимости от частоты эквивалентно требованию постоянства времени запаздывания для сигнала, спектр которого расположен в полосе пропускания, т. е. отсутствия искажений формы сигнала. Фильтр Бесселя (также называемый фильтром Томсона) имеет наиболее плоский участок кривой времени запаздывания в полосе пропускания, подобно тому как фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую амплитудно-частотную характеристику. Чтобы понять, какое улучшение во временной области дает фильтр Бесселя, посмотрите на рис. 5.14, где изображены нормированные по частоте графики времени запаздывания для 6-полюсных фильтров нижних частот Бесселя и Баттерворта. Плохая характеристика времени запаздывания фильтра Баттерворта обуславливает появление эффектов типа выброса при прохождении через фильтр импульсных сигналов. С другой же стороны, за постоянство времен запаздывания у фильтра Бесселя приходится расплачиваться тем, что его амплитудно-частотная характеристика имеет еще более пологий переходной участок между полосами пропускания и задерживания, чем даже у характеристики фильтра Баттерворта.

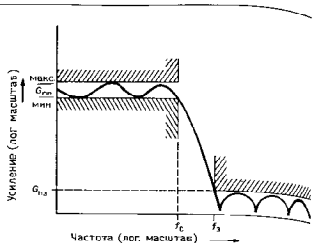


Рис. 5.13. Задание параметров частотной характеристики фильтра.

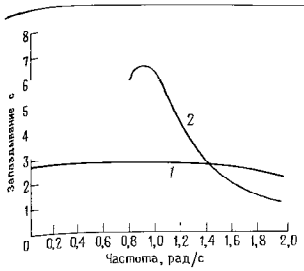


Рис. 5.14. Сравнение временных запаздываний для 6-полюсных фильтров нижних частот Бесселя (*1*) и Баттерворта (*2*). Фильтр Бесселя благодаря своим превосходным свойствам во временной области дает наименьшее искажение формы сигнала.

Существует много различных способов проектирования фильтров, в которых делаются попытки улучшить рабочие параметры фильтра Бесселя во временно́й области, частично жертвуя постоянством времени запаздывания ради уменьшения времени нарастания и улучшения амплитудно-частотной характеристики. Фильтр Гаусса имеет почти столь же хорошие фазочастотные характеристики, как и фильтр Бесселя, но при улучшенной переходной характеристике. Другой интересный класс представляют собой фильтры, позволяющие добиться одинаковых по величине пульсаций кривой времени запаздывания в полосе пропускания (аналогично пульсациям амплитудно-частотной характеристики фильтра Чебышева) и обеспечивающие примерно одинаковое запаздывание для сигналов со спектром вплоть до полосы задерживания. Еще один подход к созданию фильтров с постоянным временем запаздывания – это применение всепропускающих фильтров, называемых иначе корректорами во временной области. Эти фильтры обладают постоянной амплитудно-частотной характеристикой.

Таблица 5.1. Сравнение характеристик фильтров нижних частот [1]

	$f_{з.дБ}$, Гц	Число полюсов	Время нарастания, с (от 0 до 90%)	Выброс, %	Время установления, с		Начало полосы подавления, дБ $f = 2f_c$	Ослабление, дБ $f = 10f_c$
					до 1%	до 0,1%		
Фильтр Бесселя	1,0	2	0,4	0,4	0,6	1,1	10	36
(–3 дБ при	1,0	4	0,5	0,8	0,7	1,2	13	66
$f_c = 1,0$ Гц)	1,0	6	0,6	0,6	0,7	1,2	14	92
	1,0	8	0,7	0,3	0,8	1,2	14	114
Фильтр Баттерворта	1,0	2	0,4	4	0,8	1,7	12	40
(–3 дБ при	1,0	4	0,6	11	1,0	2,8	24	80
$f_c = 1,0$ Гц)	1,0	6	0,9	14	1,3	3,9	36	120
	1,0	8	1,1	16	1,6	5,1	48	160
Фильтр Чебышева,	1,39	2	0,4	11	1,1	1,6	8	37
пульсации 0,5 дБ	1,09	4	0,7	18	3,0	5,4	31	89
(–0,5 дБ при	1,04	6	1,1	21	5,9	10,4	54	141
$f_c = 1,0$ Гц)	1,02	8	1,4	23	8,4	16,4	76	193
Фильтр Чебышева,	1,07	2	0,4	21	1,6	2,7	15	44
пульсации 2,0 дБ	1,02	4	0,7	28	4,8	8,4	37	96
(–2,0 дБ при	1,01	6	1,1	32	8,2	16,3	60	148
$f_c = 1,0$ Гц)	1,01	8	1,4	34	11,6	24,8	83	200

[1] Процедура проектирования этих фильтров изложена в разд. 5.07.

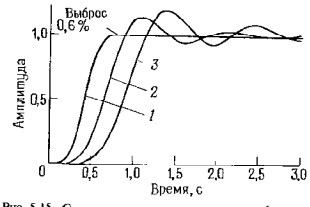


Рис. 5.15. Сравнение переходных процессов 6-полюсных фильтров нижних частот. Кривые нормированы приведением значения ослабления 3 дБ к частоте 1 Гц. *1* – фильтр Бесселя; *2* – фильтр Баттерворта; *3* – фильтр Чебышева (пульсации 0.5 дБ).

а сдвиг фазы может меняться согласно конкретным требованиям. Таким образом, их можно применять для выравнивания времени запаздывания любых фильтров, в частности фильтров Баттерворта и Чебышева.

Сравнение фильтров. Несмотря на ранее высказанные замечания о переходной характеристике фильтров Бесселя, он все же обладает очень хорошими свойствами во временной области по сравнению с фильтрами Баттерворта и Чебышева. Сам фильтр Чебышева при его весьма подходящей амплитудно-частотной характеристике имеет наихудшие параметры во временной области из всех этих трех типов фильтров. Фильтр Баттерворта дает компромисс между частотами и временными характеристиками. В табл. 5.1 и на рис. 5.15 дана информация по рабочим характеристикам этих трех типов фильтров во временной области, дополняющая приведенные ранее графики амплитудно-частотных характеристик. По этим данным можно сделать вывод, что в тех случаях, когда важны параметры фильтра во временной области, желательно применять фильтр Бесселя.

СХЕМЫ АКТИВНЫХ ФИЛЬТРОВ

Известны очень хитроумные конструкции активных фильтров, каждый из которых используется для того, чтобы в качестве характеристики фильтра получить нужную функцию, как, например, функция Баттерворта, Чебышева и др. Можно спросить: зачем вообще нужно больше одной схемы активного фильтра? Причина в том, что каждая схемная реализация является наилучшей в смысле тех или иных желательных свойств, и поэтому «абсолютно лучшей» схемы активного фильтра не существует.

Некоторые свойства, желательные для схемы активного фильтра, таковы: а) малое число элементов, как активных, так и пассивных; б) легкость регулировки; в) малое влияние разброса параметров элементов, в особенности значений емкостей конденсаторов; г) отсутствие жестких требований к применяемому операционному усилителю, в особенности требований к скорости нарастания, ширине полосы пропускания и полному выходному сопротивлению; д) возможность создания высокодобротных фильтров; е) нечувствительность характеристик фильтра по отношению к параметрам элементов и коэффициенту усиления ОУ (в частности, произведению коэффициента усиления на ширину полосы пропускания, f_c). По многим причинам последнее свойство является одним из наиболее важных. Фильтр, который требует соблюдения высокой точности значений параметров элементов, трудно настраивать, и по мере старения элементов настройка теряется; кроме того дополнительной неприятностью является требование использовать элементы с малым допуском значений параметров. Схема фильтра на ИНУН (источник напряжения, управляемый напряжением) обязана широкой популярностью в основном своей простоте и малому числу деталей, но эта схема страдает недостатком, а именно высокой чувствительностью к изменениям значения параметров элементов. Для сравнения: недавно возникший интерес к более сложным гиратороподобным схемам вызван их нечувствительностью к малым изменениям параметров элементов.

В этом разделе будет рассмотрено несколько схем для реализации фильтров нижних и верхних частот, а также полосовых фильтров. Начнем же с популярной

схемы на ИНУН, или управляемого источника, затем рассмотрим построение фильтров на основе метода переменных состояния, выпускаемых в виде интегральных схем различными фирмами-изготовителями, и наконец, упомянем о двойном Т-образном фильтре с высоким избирательным подавлением («фильтр-пробка») и о некоторых интересных новых направлениях в области реализации фильтров на переключаемых конденсаторах.

5.06. Схемы на ИНУН

Фильтр на источнике напряжения, управляемом напряжением (ИНУН), известный также просто как фильтр с управляемым источником,—это вариант фильтра Салена и Ки, который был описан выше. В этом случае повторитель с единичным коэффициентом усиления заменен неинвертирующим усилителем с коэффициентом усиления, большим 1. На рис. 5.16 даны схемы для реализации фильтра нижних и верхних частот, а также полосового фильтра. С помощью присоединенных к выходу ОУ резисторов, образован неинвертирующий усилитель напряжения с коэффициентом усиления K, а остальные R и C по-прежнему формируют частотную характеристику фильтра. Как будет показано далее, эти двухполюсные фильтры могут быть фильтрами Баттерворта, Бесселя и др. за счет определенного подбора параметров элементов. Любое число двухполюсных секций на ИНУН может быть соединено каскадно для создания фильтров более высокого порядка. В таком соединении отдельные секции, вообще говоря, не идентичны. Действительно, каждая секция соответствует квадратичному сомножителю полинома степени n, описывающего фильтр в целом.

В большинстве обычных справочников по фильтрам приведены формулы и таблицы для всех стандартных характеристик фильтров, включая отдельные таблицы для фильтров Чебышева с разными амплитудами пульсаций. В следующем разделе будут представлены удобные в употреблении таблицы для проектирования

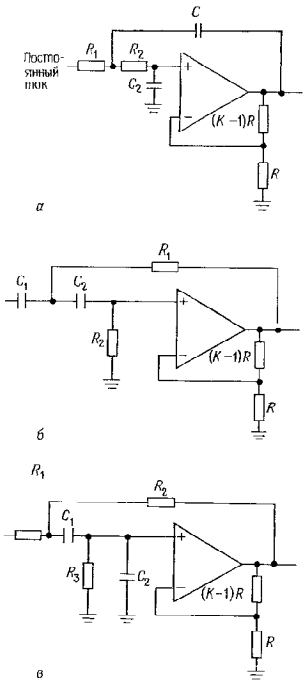


Рис. 5.16. Схемы активных фильтров на ИНУН *а* – фильтр нижних частот; *б* – фильтр верхних частот; *в* полосовой фильтр

фильтров на ИНУН типа Баттерворта, Бесселя и Чебышева (фильтр Чебышева с неравномерностью 0,5 и 2 дБ), используемых в качестве фильтров нижних или верхних частот. Полосовой и полосноподавляющий фильтры легко могут быть составлены из их комбинаций.

5.07. Проектирование фильтров на ИНУН с использованием наших упрощенных таблиц

Перед тем как пользоваться табл. 5.2, надо решить, какая характеристика фильтра нам нужна. Как уже говорилось ранее, фильтр Баттерворта хорош, если нужна максимально плоская характеристика в полосе пропускания, фильтр Чебышева обеспечивает наиболее крутой спад от полосы пропускания к полосе задерживания (ценой некоторой неравномерности характеристики в полосе пропускания), а фильтр Бесселя имеет наилучшую фазочастотную характеристику, т. е. постоянное запаздывание сигнала в полосе пропускания и соответственно хорошую переходную характеристику. Амплитудно-частотные характеристики всех этих типов даны на соответствующих графиках (рис. 5.17).

Для конструирования n-полюсного фильтра (при четном n) нужно соединить каскадно $n/2$ секций на ИНУН. Рассматриваются только фильтры четного порядка поскольку для фильтра нечетного порядка нужно столько же операционных усилителей, сколько и для фильтра на единицу большего порядка. В каждой секции $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Как и обычно в схемах на операционных усилителях, значение R выбирается в диапазоне от 10 до 100 кОм. (Резисторов с малым номиналом сопротивления лучше избегать, поскольку на высоких частотах возрастающее выходное полное сопротивление разомкнутого контура операционного усилителя добавляется к сопротивлению резистора, внося ошибку в расчет.) Тогда все, что вам нужно сделать – это установить коэффициент усиления каждого каскада K согласно табличным данным. Для n-полюсного фильтра потребуется $n/2$ обращений к таблице – по числу секций.

Таблица 5.2. ИНУН-фильтры нижних частот

	Фильтр Баттерворта	Фильтр Бесселя		Фильтр Чебышева (0,5 дБ)		Фильтр Чебышева (0,2 дБ)	
	K	$f_н$	K	$f_н$	K	$f_н$	K
2	1,586	1,274	1,268	1,231	1,842	0,907	2,114
4	1,152	1,432	1,084	0,597	1,582	0,471	1,924
	2,235	1,606	1,759	1,031	2,660	0,964	2,782
6	1,068	1,607	1,040	0,396	1,537	0,316	1,891
	1,586	1,692	1,364	0,768	2,449	0,730	2,648
	2,483	1,908	2,023	1,011	2,846	0,983	2,904
8	1,038	1,781	1,024	0,297	1,522	0,238	1,879
	1,337	1,835	1,213	0,599	2,379	0,572	2,605
	1,889	1,956	1,593	0,861	2,711	0,842	2,821
	2,610	2,192	2,184	1,006	2,913	0,990	2,946

Фильтры Баттерворта нижних частот. Если используется фильтр Баттерворта, то параметры всех секций имеют одинаковые значения R и C, определяемые соотношением $RC = 1/2\pi f_c$, где f_c – частота, соответствующая значению ослабления всего фильтра, равному –3 дБ. Чтобы построить, например, 6-полюсный фильтр Баттерворта нижних частот, мы соединяем каскадно три вышеописанные секции с коэффициентами усиления, равными соответственно 1,07. 1,59 и 2,48 (желательно именно в указанном порядке, во избежание возни с динамическим диапазоном) и подбором идентичных для всех секций параметров R и C устанавливаем точку, отвечающую значению –3 дБ. Описанная в разд. 8.31 схема управления телескопом представляет собой подобный пример со значением $f_c = 88{,}4$ Гц ($R = 180$ кОм, $C = 0{,}01$ мкФ).

Фильтры нижних частот Бесселя и Чебышева. Ненамного сложнее построить на ИНУН фильтр Бесселя или Чебышева. Опять-таки соединим каскадно несколько двухполюсных фильтров на ИНУН с предписанным для каждой секции коэффициентом усиления. Снова в каждой секции зададим $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Но теперь, в отличие от ситуации с фильтром Баттерворта, произведение RC будет для каждой секции свое и должно в сляться с помощью нормирующего множителя $f_н$ (его значения для каждой секции приведены в табл. 5.2) по формуле $RC = 1/2\pi f_c f_н$. Здесь через f_c обозначена точка, отвечающая значению –3 дБ, для фильтра Бесселя и граница полосы пропускания – для фильтра Чебышева, т. е. это частота, на которой амплитудно-частотная характеристика спадает ниже диапазона неравномерности при переходе к полосе задерживания. Например, характеристика фильтра Чебышева нижних частот с неравномерностью 0,5 дБ и $f_c = 100$ Гц будет плоской с небольшой неравномерностью от 0 до –0.5 дБ в диапазоне от 0 до 100 Гц, на частоте 100 Гц будет затухание 0.5 дБ, а дальше частоты 100 Гц – крутой спад. Значения параметров приведены в табл. 5.2 для фильтров Чебышева имеющих неравномерность характеристики в полосе пропускания 0,5 и 2 дБ; у последнего спад к полосе задерживания несколько круче (рис. 5.17).

Фильтры верхних частот. Чтобы построить фильтр верхних частот, используем показанную ранее конфигурацию фильтра нижних частот, т. е. поменяем местами R и C. При этом для фильтра Баттерворта ничего больше не изменится (значения R, C и K останутся те же). Для фильтров Бесселя и Чебышева сами значения K останутся те же, а нормирующий множитель $f_н$ должен быть обратный, т. е. для каждой секции новое значение равно $f_н = 1/f_н$ (как указано в табл. 5.2).

Полосовой фильтр получается при каскадном соединении фильтров верхних частот и фильтров нижних частот с перекрывающимися полосами пропускания. Полосоподавляющий же фильтр можно получить с помощью схемы сложения выходных сигналов фильтров верхних частот и фильтров нижних частот с неперекрывающимися полосами пропускания. Однако такие каскадные фильтры не очень пригодны там, где нужны фильтры с высокой добротностью (полосовые фильтры с крутой переходной областью) вследствие большой чувствительности индивидуальных (непарных) фильтровых

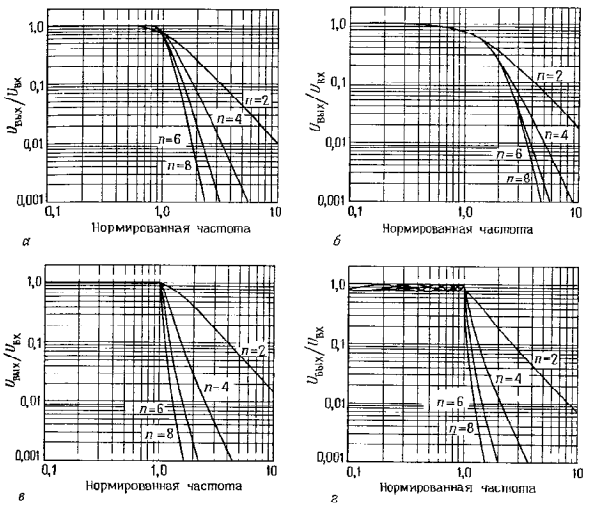


Рис. 5.17. Графики нормированных частотных характеристик 2-, 4-, 6- и 8-полюсных фильтров из табл. 5.2. Характеристики фильтров Баттерворта (*а*) и Бесселя (*б*) нормированы приведением ослабления 3 дБ к единичной частоте, а фильтры Чебышева – приведением к этой частоте ослабления 0 5 дБ (*в*) и ? дБ (*г*) соответственно.

секций к значениям параметров элементов. В таких случаях следует применять высокодобротную однокаскадную полосовую схему (т. е. описанную ранее полосовую схему на ИНУН или рассматриваемые далее биквадратные фильтры и фильтры на основе метода переменных состояния) вместо многокаскадного фильтра. Даже однокаскадный двухполюсный фильтр может иметь характеристику с крайне острым пиком. Информацию о таких конструкциях фильтров можно найти в справочниках.

В фильтрах на ИНУН используется минимальное число элементов (один операционный усилитель на два полюса характеристики), при этом они дают дополнительный выигрыш в виде неинвертирующего коэффициента усиления, низкого выходного полного сопротивления, малого разброса значений параметров, простоты регулировки коэффициента усиления и способности работать при большом коэффициенте усиления или высокой добротности. Их недостаток – высокая чувствительность к изменениям параметров элементов и коэффициента передачи усилителя, кроме того, они не годятся для построения перестраиваемых фильтров с устойчивой характеристикой.

Упражнение 5.3. Спроектируйте на ИНУН 6-полюсный фильтр Чебышева нижних частот с неравномерностью в полосе пропускания 0,5 дБ и частотой среза $f_c = 100$ Гц. Какое ослабление будет на частоте, равной $1{,}5\,f_c$?

5.08. Фильтры, построенные на основе метода переменных состояния

Изображенный на рис. 5.18 двухполюсный фильтр куда более сложен по сравнению с фильтрами на ИНУН, но он широко применяется благодаря повышенной устойчивости и легкости регулировки. Он называется фильтром на основе метода переменных состояния. Этот фильтр выпускается в виде интегральной схемы фирмами National (AF100 и AF150), Burr-Brown (серия UAF) и другими. Поскольку этот фильтр является готовым модулем, то все элементы у него встроенные, за исключением резисторов R_G, R_Q и двух R_F. Среди прочих достоинств этой схемы существенна возможность путем коммутации выходов получать из одной схемы фильтры верхних и нижних частот, а также полосовой фильтр. Кроме того, частоту фильтра можно регулировать при неизменном значении добротности Q (или неизменной полосе пропускания – по выбору) характеристики в полосе пропускания. Как при работе с фильтрами на ИНУН, несколько секций могут быть соединены каскадно для создания фильтров более высоких порядков.

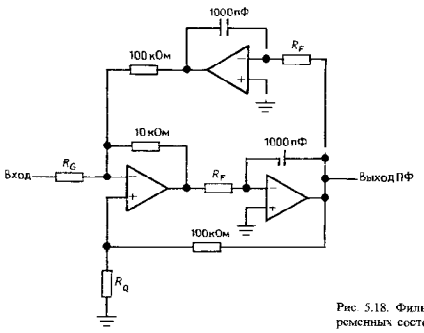


Рис. 5.18. Фильтр, построенный на основе метода переменных состояния.

Изготовители этих интегральных схем предлагают для пользователей подробные расчетные формулы и таблицы. Они дают рекомендации по выбору номиналов сопротивлений внешних резисторов для получения фильтров Баттерворта, Бесселя и Чебышева разных порядков; при этом можно получать фильтры с характеристиками верхних, нижних частот или полосовые и полосноподавляющие. Привлекательной особенностью этих гибридных схем является то, что в модуль встроены конденсаторы; так что остается добавить только внешние резисторы.

Полосовые фильтры. Несмотря на большое число схемных элементов, фильтр, построенный на основе метода переменных состояния, представляется наиболее удачной схемой для реализации (высокодобротных) полосовых фильтров. Он обладает низкой поэлементной чувствительностью, не предъявляет высоких требований к ширине полосы пропускания ОУ, а также прост в настройке. Например, в представленной на рис. 5.18 схеме, используемой в качестве полосового фильтра, с помощью двух резисторов R_F устанавливается центральная частота полосы пропускания, в то время как резисторы R_Q и R_G совместно определяют добротность Q и коэффициент усиления в полосе пропускания

$$R_F = 5{,}03 \times 10^7/f_0 \text{ Ом},$$
$$R_Q = 10^5/(3{,}48Q + G - 1) \text{ Ом},$$
$$R_G = 3{,}16 \times 10^4 Q/G \text{ Ом}.$$

Следовательно, можно сделать настраиваемый по частоте фильтр с фиксированной добротностью Q при использовании в качестве резистора R_F двухсекционного переменного резистора (потенциометра). С другой стороны, переменным можно сделать резистор R_Q, при этом получается фильтр с фиксированной частотой и изменяемой добротностью Q (и, к сожалению, с переменным коэффициентом передачи).

Упражнение 5.4. Необходимо рассчитать номиналы резисторов показанной на рис. 5.18 схемы, используемой в качестве полосового фильтра с $f_0 = 1$ кГц, $Q = 50$ и $G = 10$.

На рис. 5.19 изображена полезная модификация полосового фильтра на основе метода переменных состояния. Недостатком является использование в ней четырех ОУ, достоинство же заключается в возможности регулировать ширину полосы пропускания (т. е. добротность Q) без изменения коэффициента усиления в полосе. Действительно, как добротность Q, так и коэффициент усиления устанавливаются единственным резистором. Добротность Q, коэффициент усиления и центральная частота полосы пропускания полностью независимы и задаются следующими простыми соотношениями:

$$f_0 = 1/2\pi R_F C, \quad Q = R_1/R_Q, \quad G = R_1/R_G,$$
$R \approx 10$ кОм (значение некритично, подгоняемое).

Биквадратные фильтры. Наиболее близко к фильтру на основе метода переменных состояния примыкает изображенный на рис. 5.20 так называемый биквадратный фильтр. В этой схеме также используются три ОУ и ее можно сконст-

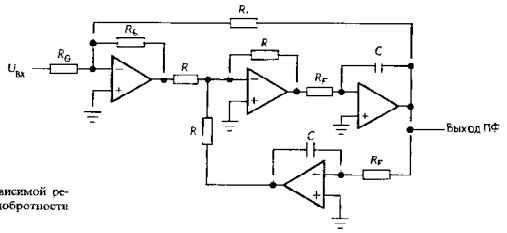


Рис. 5.19. Фильтр с независимой регулировкой усиления и добротности Q.

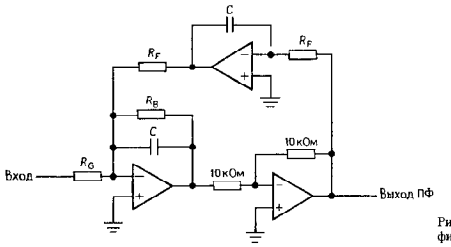


Рис. 5.20. Биквадратный активный фильтр.

руировать с помощью упомянутой ранее ИС на основе метода переменных состояния. Замечательным свойством такого фильтра является возможность регулировки его частоты (с помощью R_F) при сохранении постоянности *ширины* полосы пропускания (это предпочтительнее, чем сохранение неизменности добротности Q). Далее предлагаются расчетные уравнения:

$$f_0 = 1/2\pi R_F C, \quad BW = 1/2\pi R_B C,$$
$$G = R_B/R_G.$$

Сама добротность Q определяется как f_0/BW и равна R_B/R_F. При изменении значения центральной частоты (с помощью R_F) пропорционально изменяется и добротность Q, при этом сохраняется неизменной ширина полосы пропускания Qf_0.

Когда вы проектируете биквадратный фильтр вчерновую (правильнее использовать ИС активного фильтра, которая уже содержит большинство необходимых элементов), то основная методика определяется следующим образом:

1. Выберем ОУ с шириной полосы пропускания f_c, которая по крайней мере в 10–20 раз превышает Gf_0.
2. Подберем округленный номинал конденсатора, ближайший к следующему значению $C = 10/f_0$ мкФ.
3. Используем требуемое значение центральной частоты для расчета значения сопротивления R_F согласно приведенному выше первому уравнению.
4. Используем второе расчетное уравнение для вычисления по заданному значению ширины полосы пропускания номинала сопротивления R_G.
5. Исходя из требуемого коэффициента передачи на центральной частоте полосы пропускания и согласно третьему расчетному уравнению получаем значение сопротивления R_G.

Если расчетные значения сопротивлений получаются слишком велики или слишком малы, что неудобно в некоторых случаях, то можно подобрать другой номинал конденсатора. Например, в высокодобротном фильтре потребуется использовать увеличенное значение конденсатора C, отчасти с тем чтобы предотвратить существенное увеличение значение сопротивления R_B (или можно использовать описанную в разд. 4.19 Т-образную цепь). Следует отметить, что каждое из сопротивлений R_F, R_B и R_G является нагрузкой для ОУ и, следовательно, их значение не должно становиться меньше, скажем, 5 кОм. Манипулируя номиналами элементов схемы, можно найти их значения, так чтобы просто удовлетворялось требование 1 путем уменьшения коэффициента передачи интегратора (увеличе е значения R_F) при соответствующем величении коэффициента передачи инвертирующего каскада (увеличение значения резистора обратной связи, которое в исходной схеме составляет 10 кОм).

Для иллюстрации предположим, что желательно спроектировать фильтр с теми же характеристиками, как в последнем упражнении. Мы должны начать с того, что временно зададим $C = 0{,}01$ мкФ. Затем

найдем $R_F = 15{,}9$ кОм ($f_0 = 1$ кГц) и $R_B = 796$ кОм ($Q = 50$; BW = 20 Гц). Наконец, $R_G = 79{,}6$ кОм ($G = 10$).

Упражнение 5.5. Необходимо спроектировать полосовой фильтр со следующими параметрами: $f_0 = 60$ Гц, BW = 1 Гц и $G = 100$.

Полосовые фильтры высокого порядка. Как и для рассмотренных ранее фильтров нижних и верхних частот имеется возможность проектировать полосовые фильтры более высоких порядков с приблизительно плоской полосой пропускания и крутым переходом к полосе задерживания.

Это можно сделать с помощью каскадного соединения нескольких полосовых фильтров более низкого порядка, комбинируя их таким образом, чтобы обеспечить характеристику фильтра требуемого вида (Баттерворта, Чебышева и любые другие). Как и раньше фильтр Баттерворта имеет «максимально плоскую» характеристику, в то время как фильтр Чебышева удовлетворяет требованиям плоской характеристики в полосе пропускания при крутых скатах (переходной области). Только что рассмотренные полосовые схемы, такие как фильтры на ИНУН, биквадратные фильтры и фильтры на основе метода переменных состояния, являются фильтрами второго порядка (два полюса). Увеличение крутизны характеристики фильтра путем добавления дополнительных секций приводит, как правило, к ухудшению переходной и фазочастотной характеристик. Сама «ширина полосы пропускания» полосового фильтра определяется как ширина характеристики между точками -3 дБ, кроме, естественно, равноволновых фильтров, для которых эта ширина определяется точками, где характеристика спадает на величину пульсаций в полосе пропускания.

В справочниках по активным фильтрам или в технических руководствах по применению ИС активных фильтров приводятся таблицы и методики проектирования таких сложных фильтров. Существует также несколько прекрасных программ по расчету фильтров, которые предназначены для недорогих машин (IBM PC, Macintosh).

5.09. Двойной Т-образный фильтр-пробка

Изображенная на рис. 5.21 пассивная RC-цепь имеет бесконечное затухание на частоте, равной $f_c = 1/2\pi RC$. Такое бесконечное ослабление для RC-фильтров, вообще говоря, не характерно – данный фильтр действует столь эффективно благодаря сложению двух сигналов, которые на частоте среза имеют разность фаз в 180°. Получение достаточно близкого к нулю значения характеристики на частоте f_c требует хорошего согласования элементов. Этот фильтр называется двойным Т-образным и может употребляться для устранения сигнала помехи, например сетевой наводки 60 Гц. Трудность состоит в том, что характеристика этой цепи такая же «мягкая», как и у всех пассивных RC-цепей, и лишь в окрестности частоты f_c обрывается почти отвесно. Например, двойная Т-образная цепь, управляемая идеальным источником напряжения, имеет затухание 10 дБ на частоте, равной удвоенной (или половинной) частоте f_c, и ослабление 3 дБ на частоте, равной учетверенной (или деленной на четыре) частоте f_c. Один из способов улучшить характеристику этой цепи – сделать ее «активной» – по типу фильтра Саллена и Ки (рис. 5.22). Эта идея кажется в принципе хорошей, но на практике разочаровывает из-за невозможности сохранения хорошего затухания на частоте нуля. Дело в том, что при увеличении резкости провала характеристики (большее усиление в петле следящей связи) ослабление на частоте нуля уменьшается.

Двойные Т-образные фильтры выпускаются в виде готовых модулей на диапазон

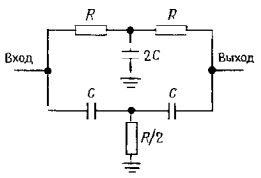


Рис. 5.21. Пассивный двойной Т-образный фильтр-пробка.

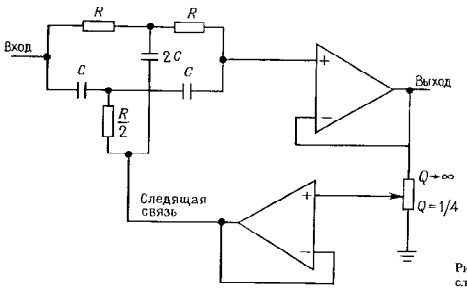


Рис. 5.22. *T*-образный фильтр со следящей связью.

частот от 1 Гц до 50 кГц с глубиной ослабления на частоте провала около 60 дБ (с некоторым ухудшением при высоких и низких температурах). Такие фильтры легко собрать из отдельных элементов, но для получения глубокого и стабильного провала следует выбирать конденсаторы и резисторы со стабильными параметрами и низкой температурной зависимостью. Один из элементов должен быть регулируемым.

Двойной Т-образный фильтр функционирует прекрасно при фиксированной частоте провала, но основные трудности возникают при попытке сделать его перестраиваемым, поскольку три резистора необходимо изменять одновременно, сохраняя постоянным их соотношение. Однако замечательная своей простотой изображенная на рис. 5.23, *а* *RC*-схема, которая ведет себя аналогично двойной Т-образной схеме, может перестраиваться в широком диапазоне частот (по крайней мере две октавы) с помощью единственного потенциометра. Подобно двойному Т-образному фильтру (как и большинство активных фильтров), для него требуется провести определенное согласование элементов: в этом случае номиналы всех трех конденсаторов должны быть идентичны, а значение фиксированного резистора должно точно в шесть раз превышать значение нижнего (регулируемого) резистора. Сама частота подавления определяется следующим образом:

$$f_{\text{провала}} = 1/2\pi C\sqrt{3R_1R_2}.$$

На рис. 5.23, *б* показана реализация этого фильтра, которая перестраивается в диапазоне от 25 до 100 Гц. Подстроечный резистор с номиналом 50 кОм позволяет установить максимальную глубину провала.

Как и в случае пассивной двойной Т-образной схемы, этот фильтр (известный как *мостовой дифференциатор*) имеет пологое нарастание затухания за пределами точки провала и бесконечное затухание (при условии идеального согласования значений всех элементов) на самой частоте провала. Его также можно «активировать» с помощью подачи на отвод потенциометра следящей связи с усилителя напряжения, как правило, с коэффициентом передачи меньше единицы (как на рис. 5.22). Увеличение коэффициента передачи в петле следящей связи, а именно его приближение к единице, сужает ширину провала, а также приводит к появлению нежелательного пика характеристики со стороны более высоких частот относительно провала, наряду со снижением обеспечиваемого затухания.

5.10. Построение фильтров на гираторах

Интересный тип активного фильтра можно создать с помощью гираторов; в основном они используются для замены катушек индуктивности в традиционных конструкциях фильтров. Распространенная гираторная схема показана на рис. 5.2 . Обычно Z_4 – конденсатор, а остальные полные сопротивления заменяют резисторами, имитируя, таким образом, катушку индуктивности $L = kC$, где $k = R_1R_3R_5R_2$. Можно показать, что эта гираторная схема мало чувствительна к отклонениям параметров, как и ее пассивный *RLC*-прототип.

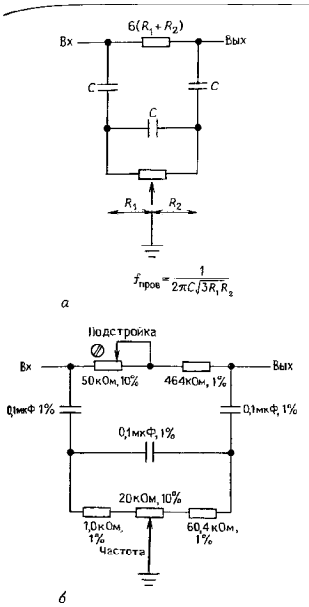


Рис. 5.23. Регулируемый фильтр-пробка на основе мостового дифференцирующего звена. Допускается настройка схемы *б* в диапазоне от 25 до 100 Гц.

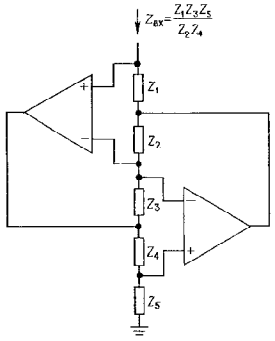


Рис. 5.24. Гиратор.

5.11. Фильтры на переключаемых конденсаторах

Один из недостатков биквадратных фильтров или фильтров, построенных на основе метода переменных состояния, связан с необходимостью обеспечения точного согласования конденсаторов. Если при построении схемы используются операционные усилители, то вам следует запастись парой стабильных конденсаторов (не керамических и не электролитических); для обеспечения оптимальных рабочих характеристик точность их согласования порядка 2%. Необходимо также провести многочисленные коммутации, поскольку эти схемы содержат по крайней мере три ОУ и шесть резисторов на каждую двухполюсную секцию фильтра. С другой же стороны, можно купить фильтр в виде ИС, предоставляя право изготовителям самим решать проблему согласования конденсаторов с номиналом 1000 пФ в своей ИС. И, надо сказать, что изготовители ИС успешно решают эти проблемы, но за счет увеличения их стоимости. Например, ИС AF100 – «универсальный активный фильтр» производства фирмы National представляет собой гибридную ИС с ценой приблизительно 10 долларов за штуку.

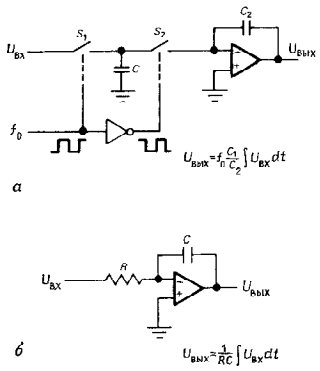


Рис. 5.25. *а* – интегратор на переключаемых конденсаторах; *б* – схема обычного интегратора.

Известен и другой способ построения интеграторов, которые составляют основу биквадратных фильтров и фильтров на основе метода переменных состояния. Главная идея заключается в использовании аналоговых МОП-ключей, синхронизированных внешним сигналом прямоугольной формы и высокой частоты (как правило, в 100 раз выше, чем у обрабатываемых аналоговых сигналов), как это показано на рис. 5.25. На этом рисунке необычный треугольный объект представляет собой цифровой *инвертор*, который переворачивает прямоугольное колебание «вверх ногами», так что два МОП-ключа замыкаются на противоположных полуволнах этого прямоугольного колебания. Анализ такой схемы весьма прост. При замыкании ключа S_1 происходит заряд конденсатора C_1 до напряжения $U_{вх}$, т. е. он сохраняет заряд $C_1U_{вх}$; на другой же половине рабочего цикла конденсатор C_1 разряжается через виртуальную землю, передавая свой заряд конденсатору C_2. Само же напряжение на конденсаторе C_2 изменяется, следовательно, на величину $\Delta U = \Delta Q/C_2 = U_{вх}C_1/C_2$. Следует отметить, что выходное напряжение *меняется* в течение каждого цикла высокочастотного прямоугольного колебания пропорционально напряжению $U_{вх}$ (изменение которого за один период прямоугольного колебания предполагается весьма незначительным), т. е. эта схема представляет собой интегратор! Легко показать, что функционирование этих интеграторов описывается приведенными на рисунке уравнениями.

Упражнение 5.6. Получить представленные на рис. 5.25 уравнения.

Применение переключаемых конденсаторов вместо обычных интеграторов дает два существенных преимущества. Первое, как было указано ранее, он может быть менее дорогим при реализации на кремниевой подложке, так как коэффициент передачи самого интегратора зависит только от отношения двух конденсаторов, а не их индивидуальных значений. Вообще говоря, достаточно просто на кремниевой подложке создать пару любых согласованных элементов, в то время как получение подобных элементов (резистора или конденсатора) с точными значениями и высокой стабильностью весьма затруднительно. Вследствие этого монолитная ИС фильтра на переключаемых конденсаторах очень дешевая, например, универсальный фильтр на переключаемых конденсаторах фирмы National (MF10) стоит 2 долл. (сравните с ценой в 10 долл. обычного фильтра AF100) и, кроме того, в одном корпусе вы получаете сразу два фильтра!

Второе преимущество фильтров на переключаемых конденсаторах состоит в возможности настройки их частоты (т. е. центральной частоты полосового фильтра или точки –3 дБ фильтра нижних частот) изменением только частоты входного прямоугольного колебания («тактовой частоты»). Это объясняется тем, что характеристическая частота биквадратного фильтра или фильтра на основе переменных состояния пропорциональна и зависит только от коэффициента передачи интегратора.

Фильтры на переключаемых конденсаторах выпускаются как в виде специализированной, так и «универсальной» структуры. Первая структура со встроенными компонентами формирует полосовые фильтры или фильтры нижних частот, в то время как вторая имеет дополнительные промежуточные входы и выходы, так что при подключении к ней внешних элементов можно получить любую желаемую характеристику. При этом платой за такую универсальность является увеличение размера корпуса ИС и необходимость в подключении внешних резисторов. Например, автономный фильтр Баттерворта нижних частот MF4 фирмы National выпускается в 8-выводном DIP-корпусе и стоит 1,3 долл., в то время как их универсальный фильтр MF5 выпускается в 14-выводном DIP-корпусе (цена 1,45 долл.), при этом в зависимости от выбора типа фильтра требуется 2 или 3 внешних резистора. На рис. 5.26 показано с какой легкостью можно использовать эти специализированные фильтры.

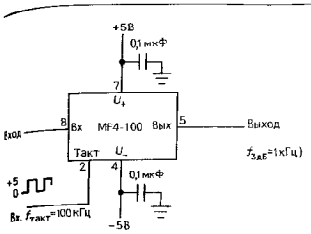


Рис. 5.26.

Теперь о неприятном. Фильтры на переключаемых конденсаторах имеют три «раздражающие» характеристики, которые связаны и обусловлены присутствием периодического тактового сигнала. Первое, это *сквозное прохождение сигнала тактовой частоты*, а именно наличие некоторого выходного сигнала (с напряжением приблизительно от 10 до 25 мВ) с частотой тактового колебания, напряжение которого не зависит от прикладываемого входного сигнала. Обычно это не имеет значения, поскольку этот сигнал значительно удален от полосы, занимаемой обрабатываемым сигналом. Если же такое сквозное прохождение тактового сигнала нежелательно, то для его подавления обычно используется простой *RC*-фильтр. Вторая проблема более тонкого свойства. Если во входном сигнале присутствуют спектральные компоненты, расположенные вблизи частоты тактового колебания, то они будут «накладываться» на полосу пропускания. Сформулируем это более корректно, а именно: любые спектральные компоненты входного сигнала, которые отстоят по частоте от тактового сигнала на величину, соответствующую частотам полосы пропускания, будут присутствовать (неподавленными!) в полосе пропускания. Например, при использовании ИС MF4 в качестве фильтра нижних частот с частотой среза 1 кГц (т. е. при этом $f_{такт}$ = 100 кГц) все спектральные компоненты входного сигнала в диапазоне от 99 до 101 кГц выделятся в полосе выходного сигнала, т. е. в диапазоне от постоянного тока до частоты 1 кГц. И никакой дополнительный выходной фильтр не сможет их ликвидировать! Таким образом следует твердо уяснить, что во входном сигнале не должно быть спектральных составляющих вблизи частоты тактового колебания. Если же этого невозможно избежать, то можно как обычно использовать простой *RC*-фильтр (предфильтр), поскольку частота тактового сигнала отстоит, как правило, довольно далеко от полосы пропускания. Третье нежелательное свойство, присущее фильтрам на переключаемых конденсаторах, связано с типичным снижением динамического диапазона сигнала (возрастание уровня «шума»), вследствие неполного гашения инжекции заряда МОП-ключа (см. разд. 3.12). В типовой ИС фильтра динамический диапазон составляет 80–90 дБ.

Как и для любой линейной схемы фильтрам на переключаемых конденсаторах (и их аналогам на трех ОУ) присущи характерные ошибки усилительных схем, а именно выходное напряжение смещения и низкочастотный шум с характеристикой вида $1/f$. Это может стать проблемой, если, например, нежелательно при подаче на фильтр нижних частот сигнала низкого

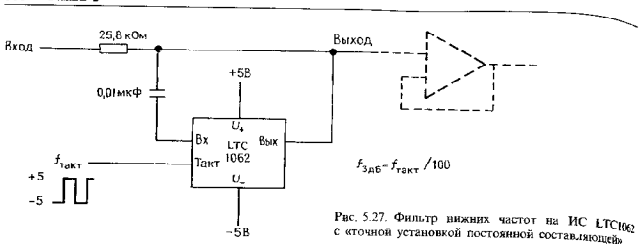


Рис. 5.27. Фильтр нижних частот на ИС LTC1062 с «точной установкой постоянной составляющей»

уровня получать ошибки в виде колебания среднего значения его постоянной составляющей. Прекрасное решение предложили умные головы фирмы Linear Technology, которые придумали ИС LTC1062 – «фильтр нижних частот с точным значением постоянной составляющей» (или MAX280 с улучшенным напряжением смещения). На рис. 5.27 показан способ ее включения. Основная идея состоит в том, чтобы вывести фильтр из пути прохождения постоянной составляющей, пропуская низкочастотные компоненты сигнала на выход через пассивную цепь; сам же фильтр захватывает только более высокочастотные компоненты сигнала, где он заваливает характеристику, шунтируя сигнал на землю. В результате этого ошибка в постоянной составляющей равна нулю, а характерный для переключаемых конденсаторов шум присутствует только в непосредственной близости от частоты среза (рис. 5.28).

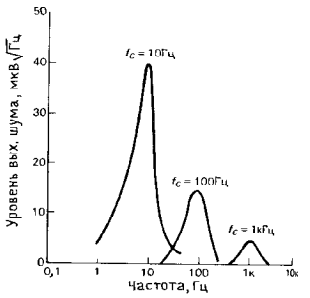


Рис. 5.28.

Фильтры на переключаемых конденсаторах широко предлагают такие фирмы-изготовители как AMI-Gould, Exar, National и EGG-Reticon. Как правило, можно располагать частоту среза фильтра (или центр полосы пропускания) в любом месте диапазона частот от постоянного тока до нескольких десятков килогерц с помощью выбора определенного значения тактовой частоты. Сама характеристическая частота получается путем деления значения тактовой частоты на фиксированное число, обычно $f_{такт}/50$ или $f_{такт}/100$. Большинство ИС на переключаемых конденсаторах предназначено для построения фильтров нижних частот, полосовых или режекторных (полосно-заграждающих), хотя некоторые из них (например, AMI 3529) спроектированы как фильтры верхних частот. Следует отметить, что сквозное прохождение тактового сигнала и эффект дискретизации формы выходного сигнала (на частоте тактового колебания) являются особенно надоедливыми в последнем случае, поскольку они попадают в полосу пропускания

ГЕНЕРАТОРЫ

5.12. Введение

Неотъемлемой частью почти любого электронного устройства является генератор гармонических или каких-либо других колебаний. Кроме очевидных случаев автономных генераторов (а именно генераторы синусоидальных сигналов, генераторы каких-либо функций, импульсные генераторы) источник регулярных колебаний необходим в любом периодически действующем измерительном приборе, в устройствах, инициирующих измерения или технологические процессы, и вообще в любом приборе, работа которого связана с периодическими состояниями или периодическими колебаниями. Они присутствуют практически везде. Так, например, генераторы колебаний специальной формы используются в цифровых мультиметрах, осциллографах, радиоприемниках, ЭВМ, в любом периферийном устройстве ЭВМ (накопители на магнитной ленте или магнитных дисках, устройство печати, алфавитно-цифровой терминал), почти в любом цифровом приборе (счетчики, таймеры, калькуляторы и любые приборы с «многократным отображением») и во множестве других устройств, слишком многочисленных, чтобы их здесь перечислять. Устройство без генератора либо вообще ни на что не способно, либо предназначено для подключения к другому (которое скорее всего содержит генератор). Не будет преувеличением сказать, что генераторы являются таким же необходимым устройством в электронике, как регулируемый источник питания постоянного тока.

В зависимости от конкретного применения генератор может использоваться просто как источник регулярных импульсов («часы» в цифровой системе); от него может потребоваться стабильность и точность (например, опорный интервал времени в частотомере), регулируемость (гетеродин передатчика или приемника) или способность генерировать колебания в точности заданной формы (как например, генератор горизонтальной развертки осциллографа).

В следующих разделах мы кратко рассмотрим наиболее популярные конструкции генераторов – от простых релаксационных *RC*-генераторов до высокостабильных кварцевых генераторов. Мы не ставим своей целью дать полный обзор с исчерпывающими деталями, а хотим просто ознакомить вас с предметом, а также рассказать, какие генераторы и когда применяются.

5.13. Релаксационные генераторы

Очень простой генератор можно получить следующим образом: будем заряжать конденсатор через резистор (или источник тока), а затем, когда напряжение достигнет некоторого порогового значения, быстро его разрядим и начнем цикл сначала. С другой стороны, это можно сделать с помощью внешней цепи, обеспечивающей изменения полярности тока заряда при достижении некоторого порогового напряжения; следовательно, будут генерироваться колебания треугольной формы, а не пилообразные. Генераторы, построенные на этом принципе, известны под названием «релаксационные генераторы». Они просты и недороги и при умелом проектировании могут обеспечивать удовлетворительную стабильность по частоте.

Раньше для создания релаксационных генераторов применялись устройства с отрицательным сопротивлением, такие, как одноперходные транзисторы или неоновые лампы теперь предпочитают ОУ или

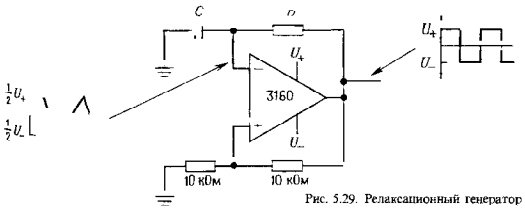


Рис. 5.29. Релаксационный генератор на базе ОУ.

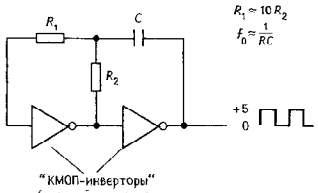


Рис. 5.30.

специальные интегральные схемы таймеров. На рис. 5.29 показан классический релаксационный *RC*-генератор. Работает он просто: допустим, что при начальном включении питания выходной сигнал ОУ выходит на положительное насыщение (каким образом это произойдет – неважно). Конденсатор начинает заряжаться до напряжения U_+ с постоянной времени, равной *RC*. Когда напряжение на конденсаторе достигнет половины напряжения источника питания, ОУ переключается в состояние отрицательного насыщения (он включен как триггер Шмитта) и конденсатор начинает разряжаться до U_- с той же самой постоянной времени. Этот цикл повторяется бесконечно, с периодом 2,2 *RC*, который не зависит от напряжения источника питания. Выберем ОУ с КМОП выходным каскадом (см. разд. 4.11 и 4.12), поскольку насыщение его выходных сигналов происходит точно на уровне напряжения питания. Биполярный ОУ типа LM10 также имеет максимальный удвоенный перепад выходного напряжения, но в отличие от КМОП, ОУ позволяет функционировать при полном напряжении ± 15 В: однако он имеет гораздо более низкую частоту f_c (0,1 МГц).

Упражнение 5.7. Покажите, что этот период указан верно.

Применяя для заряда конденсатора источники тока, можно получить колебания хорошей треугольной формы. Пример удачной схемы, использующей этот метод, приведен в разд. 4.29.

Иногда необходим генератор с очень низким уровнем шума (так называемый «низкий внеполосный шум»). В этом отношении хороша простая схема, показанная на рис. 5.30. В ней используется пара КМОП-инверторов (в виде цифровых логических схем, которые будут подробно рассматриваться в гл. 8–11), соединение которых между собой образует некоторую разновидность *RC* релаксационного генератора с выходным сигналом в виде прямоугольного колебания. Реальные измерения, приведенные для этой схемы, работающей на частоте 100 кГц, показали, что плотность мощности шума в ближайшей боковой полосе (мощность на корень квадратный из герц, измеренная на 100 Гц смещения от генерируемой частоты), ниже по крайней мере на 85 дБ уровня основного колебания. Иногда встречается аналогичная схема, но при перемене местами элементов R_2 и C. Хотя это и превосходный генератор, но он имеет крайне зашумленный выходной сигнал.

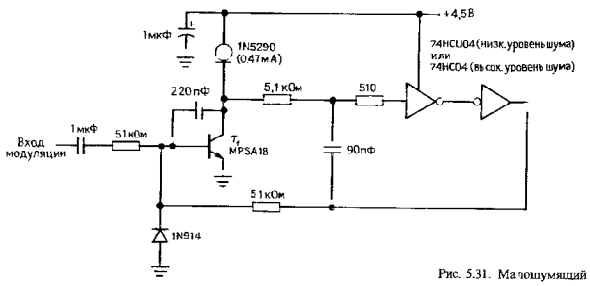


Рис. 5.31. Малошумящий генератор.

Представленная на рис. 5.31 схема имеет даже более низкий уровень шума и, кроме того, имеется возможность модулировать выходную частоту с помощью внешнего тока, прикладываемого к базе транзистора T_1. В этой схеме транзистор T_1 функционирует как интегратор, вырабатывая на своем коллекторе сигнал асимметричной треугольной формы. Сами же инверторы работают в качестве неинвертирующего компаратора, изменяя полярность возбуждения на базе каждые полпериода. Эта схема имеет плотность шума -90 дБ/$\sqrt{\text{Гц}}$, измеренную на частоте 100 Гц смещения от несущего колебания 150 кГц, и -100 дБ/$\sqrt{\text{Гц}}$, измеренную при смещении 300 Гц. Хотя эти схемы превосходны в отношении уровня бокового шума, генерируемая частота имеет большую чувствительность к колебаниям напряжения источника питания, чем другие рассмотренные в этой главе генераторы.

5.14. Классическая ИС таймера – 555

Следующий уровень сложности предполагает использование в качестве релаксационных генераторов ИС таймеров или ИС генераторов колебаний специальной формы. Наиболее популярная ИС таймера – это схема 555 (и ее разновидности). Работа этой ИС часто толкуется неверно, поэтому мы дадим анализ ее работы прямо по изображенной на рис. 5.32 эквивалентной схеме. Некоторые обозначения на ней относятся к области цифровой техники (гл. 8 и следующие), поэтому вы пока еще не станете экспертом по ИС 555. Но принцип действия этого таймера достаточно прост. При подаче сигнала на вход ТРИГГЕР выходной сигнал переключается на ВЫСОКИЙ уровень (около $U_{КК}$) и остается в этом состоянии до тех пор,

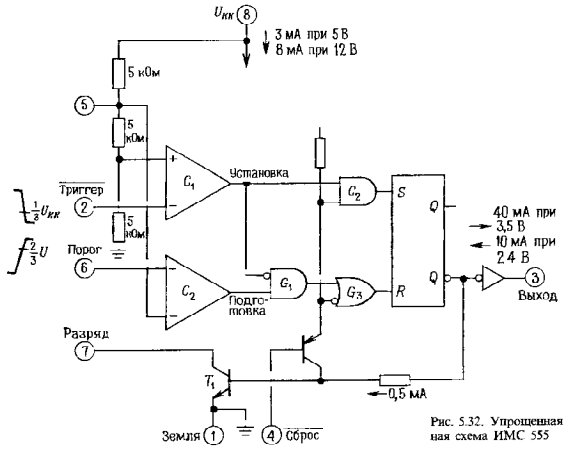


Рис. 5.32. Упрощенная эквивалентная схема ИМС 555

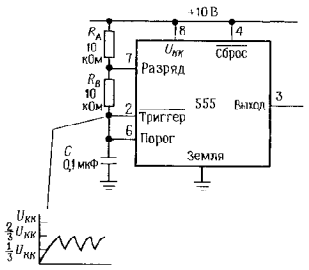


Рис. 5.33. ИМС 555, включенная как генератор

пока не произойдет переключение входа ПОРОГ; в этот момент выходной сигнал падает до НИЗКОГО уровня (около потенциала «земли») и тогда включается транзистор РАЗРЯД. Вход ТРИГГЕР включается при уровне входного сигнала меньше $1/3U_{КК}$, а ПОРОГ при уровне входного сигнала больше $2/3U_{КК}$.

Наиболее легкий способ понять работу ИС 555—это рассмотреть конкретный пример (рис. 5.33). При включении источника питания конденсатор разряжен, поэтому ИС 555 оказывается в состоянии, когда выходной сигнал имеет ВЫСОКИЙ уровень, транзистор разряда T_1 закрыт и конденсатор начинает заряжаться до 10 В через резисторы $R_A + R_B$. Когда его напряжение достигнет $2/3U_{КК}$, переключается вход ПОРОГ и выходной сигнал переходит в состояние НИЗКОГО уровня, одновременно происходит отпирание транзистора T_1, разряжающего конденсатор C на землю через резистор R_B. Схема переходит в периодический режим работы, и напряжение на конденсаторе C колеблется между значениями $1/3U_{КК}$ и $2/3U_{КК}$ с периодом $T = 0{,}693(R_A + 2R_B)C$. В этом случае с выхода схемы обычно снимается колебание прямоугольной формы.

Упражнение 5.8. Покажите, что период колебаний не зависит от напряжения источника питания.

Схема 555 представляет собой довольно приличный генератор со стабильностью около 1%. Она может работать от единственного источника питания напряжением от 4,5 до 16 В, сохраняя стабильную частоту при изменениях напряжения источника питания, поскольку пороги следят за флуктуациями питания. Схему 555 можно применять также для формирования одиночных импульсов произвольной длительности и еще для многих целей. К тому же этот небольшой кристалл содержит простые компараторы, вентили и триггеры. В электронной промышленности даже появилась игра—придумать еще новое применение схемы 555. И надо сказать, что многие в этом развлечении преуспевают.

Предостережение: ИС 555, как и другие схемы таймеров, создает мощную (≈150 мА) токовую помеху в цепи питания во время каждого переключения выходного сигнала. Будет весьма полезным подключить к этой интегральной схеме здоровенный шунтирующий конденсатор. Кроме того, ИС 555 имеет склонность к формированию выходного сигнала с удвоенной частотой переключений.

КМОП ИС 555. Некоторые из неприятных свойств ИС 555 (большой ток потребления от источника питания, высокий ток запуска, удвоенная частота переключения выходного сигнала и неспособность функционировать при очень низких напряжениях источника питания) были устранены в ее КМОП-аналогах. Их можно узнать по цифрам «555», расположенным в какой-либо части маркировки. В табл. 5.3 представлено большинство из этих схем, которые мы смогли найти, а также их наиболее важные параметры.

Таблица 5.3. Генераторы серии 555

Тип	Изготовитель[1]	Кол-во в корпусе			Напряжение питания, В		Ток потребления на один генератор ($U_и$ = 5 В), мкА		Ток входа триггер, порог, нА		Максимальная частота ($U_и$ = 5 В), МГц		Температурный коэффициент, 10^{-6}/°C
		1	2	4	мин.	макс.	тип.	макс.	тип.	макс.	мин.	тип.	
555	SN	v	V	—	4,5	18	3000	5000	100	500	—	0,5	30
ICL7555	IL	V	V	—	2	18	60	300	—	10		1	150
TLC551	TI	V	V	—	1	18	170	—	0,01	—		2,1[3]	
TLC555	TI	V	V	—	2	18	170	—	0,01			2,1[3]	—
LMC555	NS	V	—		1,5	15	100	250	0,01	-	—	3	75
ALD555-1	AL	V	—		1	12	100	180	0,001	0,2	1,4	2	300
ALD1504	AL	V		—	1	12	50	90	0,01	0,4	1,5	2,5	300
ALD4503	AL	—		V	1	12	35	70	0,01	0,4		2	300
XR-L555M	XR	V			2,7	15	150	300	500			-	30

[1] См. прим. к табл. 4.1. [2] Означает, что выходной каскад имеет максимальный удвоенный перепад

$U_{вых}$, тип.				Максимальный двойной перепад[2]	$I_{вых}$, макс. ($U_и$ = 5 В, $U_{вых}$ = 2,5 В)	
В	$I_и$, мА	$U_{вых.н}$, В	$I_{вых}$, мА		$I_и$, мА	$I_{вых}$, мА
4,4	2	0,1	10		200	200
4	2	0,5	10	V	4	25
4	2	0,2	10	V	—	—
4	2	0,2	10	V		—
0,3	2	0,3	10	V	—	—
0,4	2	0,2	10	V	3	100
0,4	2	0,2	10	V	10	100
0,4	2	0,2	10	V	3	100
0,7	10	0,3	2		100	—

[3] При $U_{вых}$ = 1,2 В.

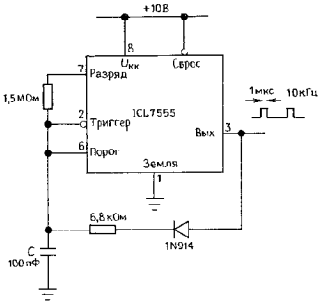


Рис. 5.34. Генератор с укороченным рабочим циклом.

Следует отметить, в частности, их способность функционировать при очень низких напряжениях питания (до 1 В!) и, как правило, токе потребления. Эти кристаллы также более быстродействующие, чем исходная схема 555. Выходные КМОП-каскады дают максимальный удвоенный перепад напряжения выходного сигнала, по крайней мере при низких токах нагрузки (отметим, что эти кристаллы не имеют мощного выходного каскада, как в типовой схеме 555). Все перечисленные кристаллы (табл. 5.3), кроме исходной схемы 555 и XR-L555, сделаны по КМОП-технологии. Последняя же схема является микромощной биполярной схемой 555 и проявляет свою родословную в виде здоровенной нагрузочной способности и хорошей температурной стабильности.

Показанный на рис. 5.33 генератор на схеме 555 вырабатывает выходной сигнал прямоугольной формы, чей рабочий цикл (часть времени, когда выходной сигнал имеет ВЫСОКИЙ уровень) всегда больше 50%. Это происходит вследствие того, что времязадающий конденсатор заряжается через последовательно включенную пару резисторов $R_A + R_B$, а разряжается (более быстро) через единственный резистор R_B. На рис. 5.34 показано, как обмануть схему 555 с тем, чтобы получить в рабочем цикле узкие положительные

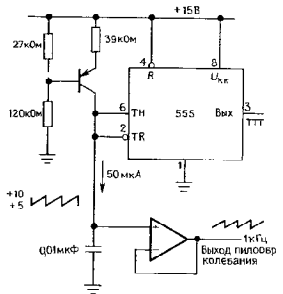


Рис. 5.35. Генератор пилообразных колебаний.

импульсы. Цепь, состоящая из комбинации диода и резистора, быстро заряжает времязадающий конденсатор через выходной каскад, разряд же его через внутренний разряжающий транзистор происходит медленно. Этот трюк пригоден только для КМОП схем 555, поскольку в этом случае необходим полный положительный перепад выходного сигнала.

При использовании для заряда времязадающего конденсатора источника тока можно создать генератор линейного («пилообразного») напряжения. На рис. 5.35 показан способ использования для этих целей простого источника тока на $p-n-p$-транзисторе. Пилообразный сигнал доходит до напряжения $2/3U_{кк}$, затем быстро спадает (разряд происходит через внутренний разряжающий $n-p-n$-транзистор схемы 555, контакт 7) до напряжения $1/3U_{кк}$, далее цикл начинается снова. Отметим, что этот сигнал пилообразной формы выделяется на выводе конденсатора и необходимо обеспечить его развязку с помощью ОУ, который обладает высоким полным сопротивлением. Эту схему можно еще упростить путем замены источника тока на $p-n-p$-транзисторе на «диодный регулятор тока», выполненный на полевом транзисторе с $p-n$-каналом (разд. 3.06); однако ее рабочие характеристики, а именно линейность пилообразного сигнала, будут хуже, поскольку этот полевой транзистор питается током $I_{C\ кк}$ и при этом формируется не такой хороший источник тока, как на биполярном транзисторе.

На рис. 5.36 указан простой способ формирования с помощью КМОП-схемы 555 сигнала *треугольной* формы. В предложенной схеме соединяются последовательно два регулятора тока на полевом транзисторе таким образом, чтобы получился двунаправленный регулятор тока (каждый регулятор тока ведет себя в об-

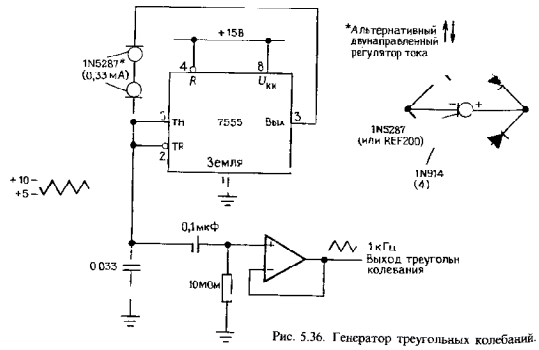


Рис. 5.36. Генератор треугольных колебаний.

ратном направлении как обычный диод, из-за проводимости затвор–сток). Следовательно, с помощью выходного сигнала с удвоенным максимальным перепадом формируется постоянный ток противоположной полярности и при этом на самом конденсаторе вырабатывается треугольное колебание (напряжение которого обычно лежит в диапазоне от $1/2U_{кк}$ до $2/3U_{кк}$). Как и в предыдущей схеме, для развязки этого сигнала (источник с высоким полным выходным импедансом) используется ОУ. Следует отметить, что в этом случае необходимо применять КМОП-схему 555, в частности при подаче на схему напряжения питания +5 В, поскольку ее функционирование зависит от максимального двойного перепада выходного напряжения. Например, напряжение выходного сигнала ВЫСОКОГО уровня биполярной схемы 555 в типовом случае ниже максимального положительного перепада на падение напряжения на двух диодах (схема Дарлингтона на $n-p-n$-транзисторах), что составит +3,8 В при напряжении источника питания +5 В; следовательно, остается всего 0,5 В падения напряжения (при верхнем значении сигнала) на последовательно включенную пару регуляторов тока, что явно недостаточно для включения регулятора тока (требуется приблизительно 1 В) и последовательного диода (0,6 В), построенного из полевого транзистора с $p-n$-переходом.

Упражнение 5.9. Покажите, что вы уяснили работу схем, изображенных на рис. 5.35 и 5.36; для этого рассчитайте для каждой схемы частоту генерируемого сигнала.

Существует еще несколько других интересных интегральных схем таймеров. Схема таймера 322 фирмы National имеет собственный встроенный прецизионный источник опорного напряжения, с помощью которого задается напряжение порога. Это объясняет его прекрасные свойства при формировании сигнала, частота которого должна быть пропорциональна току, подаваемому от внешнего источника, например с фотодиода. В состав другой разновидности таймеров входят релаксационный генератор и цифровой счетчик, с тем чтобы при формировании сигналов большой длительности избежать необходимости использования в схеме больших номиналов сопротивлений и конденсаторов. Примером таких схем могут служить схемы 74HC4060, Exar 2243 и Intersil ICM7242 (выпускается также фирмой Maxim). Последняя схема выполнена по КМОП-технологии и может функционировать при токе в доли миллиампера и вырабатывать выходной импульс один раз за 128 циклов генератора. Эти таймеры (и их ближайшие аналоги) пригодны для формирования задержки сигнала в диапазоне от нескольких секунд до нескольких минут.

5.15. Генераторы, управляемые напряжением

Остальные ИС генераторов выпускаются обычно в виде генераторов, управляемых напряжением (ГУН), у которых выходной сигнал изменяется в некотором диапазоне в соответствии с управляющим входным напряжением. Некоторые из этих схем имеют частотные диапазоны, превосходящие 1000:1. Примерами таких схем являются исходная ИС NE566 и более новые ИС. LM331, 8038, 2206 и серии 74LS624-9.

Схемы серии 74LS624, например, способны работать на высоких частотах вплоть до 20 МГц, требуют внешней RC-цепи для установления номинальной частоты и формируют выходные сигналы с обычными логическими уровнями. Более быстродействующие схемы ГУН, такие как 1648, могут функционировать в диапазоне до 200 МГц и в гл. 13 будет показано, как создать ГУН для *гига*герцевого диапазона частот. Схема LM331 фактически представляет собой пример преобразователя напряжение–частота (U/F-преобразователь) с хорошей линейностью (эти приборы мы рассмотрим в разд. 9.20 и 9.27). В тех же случаях, когда линейность является определяющим фактором, предпочтительны современные U/F преобразователи типа AD650, обеспечивающие линейность 0,005%. В большинстве схем ГУН используются внутренние источники тока для формирования

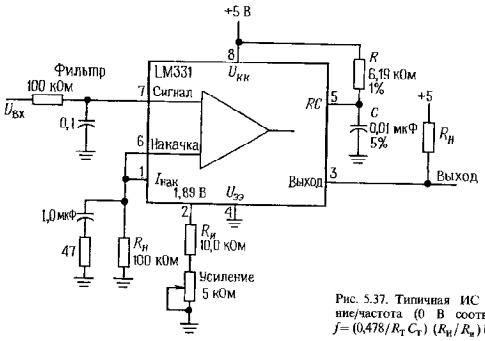


Рис. 5.37. Типичная ИС преобразователя напряжение/частота (0 В соответствует частоте 10 кГц), $f = (0{,}478/R_T C_T)(R_и/R_н)U_{вх}$.

треугольных импульсов, а схемы 8038 и 2206 даже имеют набор «мягких» клемм для преобразования с помощью ограничителя треугольных импульсов в гармонические колебания. Иногда в ИС ГУН используются неудобные значения опорного напряжения в качестве сигнала управления (например, положительный источник питания) и усложненные симметрированные схемы для получения синусоидального сигнала. По нашему мнению, идеальный ГУН все еще ждет своей разработки. Ко многим из этих ИС могут подключаться внешние кварцевые резонаторы для повышения их точности и стабильности (это мы обсудим позже); в таких случаях кварцевый резонатор просто устанавливается вместо конденсатора. На рис. 5.37 показана схема ГУН с диапазоном выходного сигнала от 10 Гц до 10 кГц, построенная на основе схемы LM331

При обзоре интегральных схем ГУН нельзя не обратить внимание на ИС *фазовой автоматической подстройки частоты* (ФАПЧ), в состав которых входят ГУН и фазовый детектор. Например, популярна КМОП-схема 4046 (и ее более быстродействующий аналог 74HC4046). Системы ФАПЧ будут рассмотрены в разд. 9.27–9.31. В табл. 5.4 представлено большинство из имеющихся схем ГУН.

5.16. Квадратные генераторы

Время от времени возникает потребность в генераторах, которые формируют одновременно пару одинаковых по амплитуде колебаний синусоидальной формы, но *сдвинутых по фазе на 90°*. Эту пару сигналов можно рассматривать как синусоидальное и косинусоидальное колебания. мы же будем придерживаться термина *квадратурная пара* сигналов (сигналы «в квадратуре»). Наиболее важны такие сигналы в радиосвязи (квадратурные смесители, схемы формирования однополосных сигналов). Кроме того, дальше будет показано, что такая квадратурная пара сигналов всегда необходима для формирования сигнала с любой произвольной фазой.

Первая мысль, которая сразу возникает,– это как подавать сигнал синусоидальной формы на интегратор (или дифференциатор), чтобы на его выходе появился сдвинутый на 90° сигнал косинусоидальной формы. При этом сигнал имеет правильный фазовый сдвиг, но его амплитуда испорчена (поймите почему). Далее предлагаются некоторые способы решения этой задачи.

Резонатор на переключаемых конденсаторах. На рис. 5.38 показан способ использования ИС фильтра на переключаемых конденсаторах MF5 в режиме самовозбуждающегося полосового фильтра, который формирует пару квадратурных сигналов синусоидальной формы. Наиболее простой способ понять ее работу – это предположить, что на выходе уже присутствует сигнал синусоидальной формы; далее компаратор преобразует его в прямоугольное колебание с небольшой амплитудой (падение напряжения на одном диоде), которое снова подается на вход фильтра. Фильтр обладает узкой полосой пропускания ($Q = 10$), так что он преобразует это прямоугольное колебание в выходной синусоидальный сигнал и таким образом поддерживается генерация. Входное прямоугольное колебание тактовой частоты (такт) задает центральную частоту полосы пропускания, следовательно, сама частота генерации в этом случае составит $f_{такт}/100$. Эта схема пригодна для работы в диапазоне частот от нескольких герц до приблизительно 10 кГц и формирует квадратурную пару синусоидальных сигналов с равными амплитудами. Следует отметить, что эта схема дает «ступенчатую» аппроксимацию синусоидаль-

Таблица 5.4. ГУН

Тип	Изготовитель [1]	Серия [2]	Максимальная частота, МГц	Выходы [3]	Напряжение питания, В мин.	Напряжение питания, В макс.	Линейность при 10 кГц, %	Примечания
VFC32	BB	Л	0,5	ОК	±9	±18	0,01	Промышленный стандарт; хорошая линейность
VFC62C	BB	Л	1	ОК	±13	±20	0,002	Прекрасная линейность
VFC110B	BB	Л	4	ОК	±8	±18	0,005	Быстродействующий, прекрасная линейность; внутреннее $U_{оп}$
74S124	TI	Т	60	ПК	4,75	5,25		
74LS624-9	TI	Т	20	ПК	4,75	5,25		
74LS724	TI	Т	16	ПК	4,75	5,25		Мини-DIP
215	XP	Л	35	ПК	5	26		ФАПЧ
LM331	NS	Л	0,1	ОК	4	40		Дешевый; хорошая линейность
AD537	AD	Л	0,1	ОК	4,5	36	0,07	
566	SN	Л	1	ПК, Т	10	24		
AD650	AD	Л	1	ОК	+9	+18	0,005	Прекрасная линейность
AD654	AD	Л	0,5	ОК	4,5	36	0,1 [4]	Дешевый
1648	MO	Э	200	И	−5,2			
1658	MO	Э	130	И	−5,2			
XR2206	XR	Л	0,5	ПК,Т,СК	10	26	2	0,5% искажений при синусоид. сигнале (подстраивается)
XR2207	XR	Л	0,5	ПК,Т	8	26	1	
XR2209	XR	Л	1	ПК,Т	±4	±13	1	
XR2212	XR	Л	0,3	ПК	4,5	20		ФАПЧ
XR2213	XR	Л	0,3	ПК	4,5	15		ФАПЧ
4024	MO	Т	25	ПК	4,75	5,25		
4046	RC	К	1	ПК	3	15		КМОП ФАПЧ
HC4046	RC	К	15 [4]	ПК	3	6		Быстродействующий 4046
4151	RA	Л	0,1	ОК	8	22	0,013	
4152	RA	Л	0,1	ОК	"	18	0,007	
4153A	RA	Л	0,5	ОК	±12	±18	0,002	Прекрасная линейность, легкость использования
8038	IL	Л	0,1	ПК,Т,СК	10	30	0,2	Exar 8038 до 1 МГц
TSC9401	TP	Л	0,1	ОК	±4	±7,5	0,01	U/F, линейный, стабильный

[1] См. прим. к табл. 4.1 [2] Серии: К КМОП; Э – ЭСЛ; Л – линейная; Т ТТЛ. [3] Выходы: ОК открытый коллектор; И – импульсы; ПК – прямоугольное колебание; СК – синусоидальное колебание; Т треугольное. [4] При 250 кГц.

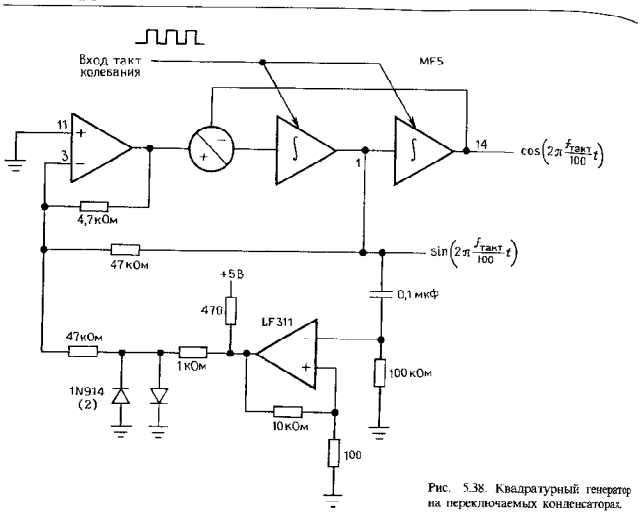


Рис. 5.38. Квадратурный генератор на переключаемых конденсаторах.

ной формы выходного сигнала вследствие того, что переключаемый фильтр дает квантованный выходной сигнал.

Генератор колебаний специальной формы (аналоговые тригонометрические функции). Фирма Analog Devices изготовляет интересную нелинейную «функциональную ИС», которая преобразует входное напряжение в выходной сигнал, пропорциональный $\sin(AU_{вх})$, где коэффициент усиления A имеет фиксированное значение, равное 50° В. Как правило, этот кристалл (AD639) может на самом деле выполнять гораздо больше функций. Он вырабатывает четыре выходных сигнала, называемые X_1, X_2, Y_1 и Y_2, и формирует выходной сигнал, напряжение которого определяется следующим образом: $U_{вых} = \sin(X_1 - X_2)/\sin(Y_1 - Y_2)$. Таким образом, если например, установить $X_1 = Y_1 = 90°$ (т. е. +1,8 В), $Y_2 = 0$ (закоротка на «землю»), а входное напряжение подавать на вход X_2, то вырабатывается сигнал вида $\cos(X_2)$.

Упражнение 5.10. Докажите последнее утверждение.

У схемы AD639 имеется также выход прецизионного опорного напряжения +1.8 В, что существенно облегчает ее применение. Следовательно, если на пару ИС AD639 подать треугольное колебание с амплитудой 1,8 В, то можно получить пару квадратурных сигналов синусоидальной формы, как это показано на рис. 5.39. Рабочий диапазон частот этой ИС лежит в пределах от постоянного тока до приблизительно 1 МГц.

Просмотровая таблица (поиск элементов при помощи просмотра). Это цифровая методика, которую вы полностью освоите только после изучения гл. 9. Основная идея состоит в том, чтобы запрограммировать цифровую память большого объема цифровыми значениями (выборками) синуса и косинуса, аргументы которых выбираются через равноотстоящие угловые промежутки (скажем, через 1°). Тогда, быстро последовательно перебирая адреса этой памяти, можно получить колебание синусоидальной формы, для этого считанные из памяти по каждому адресу цифровые значения (т. е. для последовательности угловых аргументов) подаются на пару цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП).

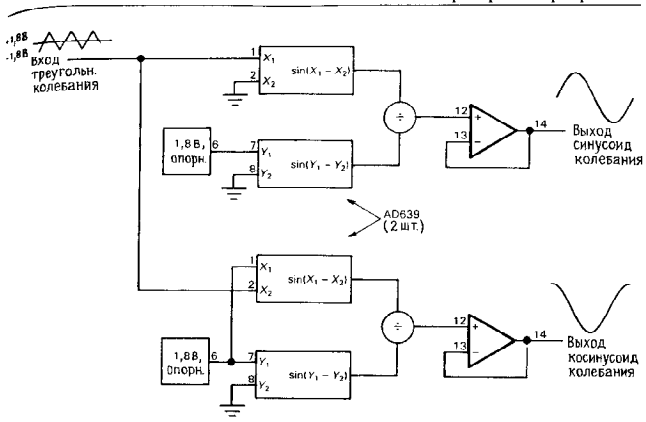
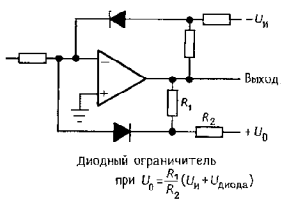


Рис. 5.39. Генератор тригонометрических функций.

Этот метод имеет следующие недостатки. Как и в случае резонатора на переключаемых конденсаторах, выходной сигнал имеет ступенчатую форму, поскольку он формируется из набора дискретных напряжений, по одному на содержимое каждой ячейки памяти. Можно, конечно, для сглаживания выходного сигнала поставить фильтр нижних частот, но, делая это, нельзя перекрыть широкий диапазон частот, поскольку нужно выбирать такой фильтр нижних частот, чтобы он пропускал само синусоидальное колебание и в то же время подавлял более высокую частоту выборки (такая же проблема характерна и для резонатора на переключаемых конденсаторах). В этом случае помогает сокращение углового интервала между соседними значениями, но тогда соответственно снижается максимальная частота вырабатываемого выходного колебания. При использовании стандартных ЦАП с временем преобразования не более одной микросекунды, можно получить синусоидальные сигналы с частотами вплоть до нескольких десятков килогерц, полагая, что шаг углового аргумента составляет порядка одного градуса. Для самих же ЦАП характерно наличие в момент переключения больших остроконечных выбросов напряжения («кратковременная импульсная помеха»). Эти полноразрядные кратковременные импульсные помехи возникают даже, если переключение происходит между смежными (ближайшими) уровнями выходного напряжения! В гл. 9 будут предложены способы решения этой проблемы. Разрядность имеющихся в распоряжении ЦАП достигает 16 (в этом случае разрешающая способность составляет единицу из 65536 значений).

Генератор на основе метода переменных состояния. Все предложенные ранее методы требуют выполнения некоторой тяжелой работы. К счастью, сотрудники дружественной фирмы Burr-Brown провели



Диодный ограничитель
при $U_0 = \frac{R_2}{R_2}(U_и + U_{диода})$

Рис. 5.40.

эту работу дома и вышли на рынок с моделью 4423, которая представляет собой «прецизионный квадратурный генератор». В нем используется стандартная схема полосового фильтра на основе метода переменных состояния, выполненная на трех ОУ (рис. 5.18), где выходной сигнал через диодный ограничитель подается на вход (см. рис. 5.40). Она предназначена для работы в диапазоне частот от 0,002 Гц до 20 кГц и при этом она демонстрирует высокую стабильность фазового сдвига амплитуды и частоты (максимально по 10^{-4} 1/°C). Схема 4432 является модульной (а не монолитной ИС) и выпускается в 14-выводном стандартном DIP-корпусе при цене 24 долл. в малых партиях

Фильтры на схеме с упорядоченными фазовыми сдвигами. Известны изощренные схемы *RC*-фильтров, которые обладают способностью при подаче на их вход сигнала синусоидальной формы формировать на выходе пару синусоидальных сигналов, имеющих *разность* фаз приблизительно 90°. В радиотехнике это называется «фазовым» методом формирования однополосного сигнала (благодаря Weaver), где предназначенный для передачи входной сигнал состоит из сигналов речевого диапазона.

К сожалению, этот метод работает удовлетворительно только в ограниченном диапазоне частот и требует точного подбора номиналов резисторов и конденсаторов. Более приемлемый способ формирования широкополосных квадратурных сигналов основан на использовании «цепи с упорядоченными фазовыми сдвигами», которая представляет собой регулярную структуру, состоящую из резисторов с равными номиналами, а номиналы конденсаторов уменьшаются в геометрической прогрессии, как это указано на рис. 5.41. На вход этой цепи подаются два сигнала, а именно прямой и сдвинутый на 180° (это легко сделать с помощью инвертора с единичным коэффициентом передачи). Выходной сигнал представляет собой набор из четырех квадратурных сигналов и при использовании 6-секционной цепи их погрешность составляет $\pm 0{,}5°$ в диапазоне частот 100:1.

Квадратурные колебания прямоугольной формы. В некоторых случаях формирование квадратурных сигналов прямоугольной формы является несложной задачей.

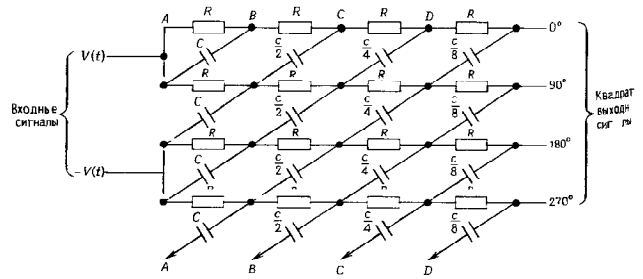


Рис. 5.41. Цепь с упорядоченными фазовыми сдвигами.

Основная идея заключается в том, чтобы сформировать сигнал удвоенной частоты, затем поделить его в два раза с помощью цифрового *триггера* (гл. 8) и *декодировать* на *вентилях* (снова гл. 8). Это наиболее совершенный способ формирования квадратурных прямоугольных колебаний в диапазоне частот от постоянного тока до по крайней мере 100 МГц.

Квадратурные сигналы диапазона радиочастот. В диапазоне радиочастот (выше нескольких мегагерц) формирование пары квадратурных сигналов синусоидальной формы снова достаточно тривиальная задача; в этом случае используются приборы, которые называются *квадратурными гибридными схемами* (или квадратурные *расщепитель/объединитель*). На низкочастотной границе радиочастотного диапазона (от нескольких мегагерц до, может быть, 1 ГГц) они принимают форму небольших трансформаторов с магнитным сердечником, в то время как на более высоких частотах нужно найти их воплощение в форме полосковых линий передачи (полоски и печатные проводники, изолированные от заземленной подложки) или световодов (полая прямоугольная трубка). Эти вопросы снова будут рассмотрены в гл. 13. Методика достаточно узкополосная, типовая ширина рабочей частоты не превышает октаву (т.е. соотношение частот 2:1).

Формирование синусоидального колебания с произвольной фазой. Поскольку у нас уже имеется пара квадратурных сигналов, достаточно просто сформировать синусоидальное колебание с *произвольной* фазой. В этом случае требуется просто объединить синфазный (I) и квадратурные сигналы (Q) на резистивном сумматоре, что наиболее просто реализуется с помощью потенциометра, включенного между I и Q сигналами. При вращении движка потенциометра эти сигналы (I и Q) суммируются в различных соотношениях, при этом удается получить плавное изменение фазы в диапазоне от 0 до 90°. Если же рассматривать эту проблему с точки зрения векторов, то можно показать, что фаза результирующего колебания совершенно не зависит от частоты; однако его амплитуда при регулировке фазы меняется, спадая на 3 дБ при фазе 45°. Метод достаточно просто можно распространить и на случай формирования колебания, фаза которого должна лежать в диапазоне от 0 до 360°, при этом используются противоположные сигналы (фазовый сдвиг 180°) I' и Q', которые получаются с помощью инвертирующих усилителей с коэффициентом передачи −1.

5.17. Мостовые генераторы Вина и *LC*-генераторы

Для получения сигнала синусоидальной формы сигнала с малыми искажениями ни одна из описанных ранее схем, вообще говоря, не подходит. Хотя в большинстве функциональных генераторов на широкий диапазон частот используется «размывание» колебаний треугольной формы с помощью диодных ограничителей, в конце концов уровень искажений редко удается снизить до значений, меньших 1%. Для сравнения: большинство высококачественных звуковых колонок требуют усилителей с уровнем искажений не больше 0,1%. Для испытаний подобной звуковоспроизводящей аппаратуры требуются источники чистого синусоидального сигнала с остаточным искажением не больше 0,05%.

На низких и средних частотах хорошим источником синусоидальных колебаний с малым уровнем искажений служит мостовой генератор Вина (рис. 5.42). Идея его состоит в том, чтобы создать усилитель с обратной связью, имеющий сдвиг фазы 180° на нужной частоте, а затем отрегулировать петлевое усиление таким образом, чтобы возникли автоколебания. Для одинаковых значений R и C коэффициент усиления по напряжению выходного сигнала по отношению к сигналу на неинвертирующем входе ОУ должен быть точно равен +3,0. При меньшем усилении колебания затухают, при большем – выходной сигнал будет достигать насыщения. Искажение будет малым, пока амплитуда колебаний не выходит за пределы линейного участка характеристики усили-

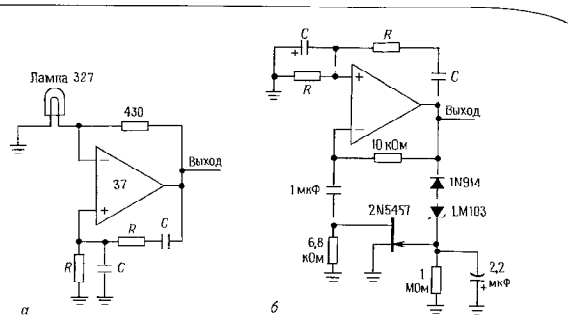


Рис. 5.42. Мостовые генераторы Вина с малыми искажениями. Выходная частота $f = 1/2\pi RC$.

теля, т. е. не следует допускать колебаний полного размаха. Если не применить некоторых приемов для управления усилением, то именно это и произойдет – выходной сигнал усилителя будет возрастать до уровня, при котором эффективный коэффициент усиления вследствие насыщения упадет до 3,0. Как мы увидим, эти приемы включают в себя некую управляющую усилением обратную связь с большой постоянной времени.

В первой схеме на рис. 5.42 в качестве элемента обратной связи с переменным сопротивлением используется лампа накаливания. При повышении уровня выходного сигнала нагревается нить лампы, уменьшая коэффициент неинвертирующего усиления. Искажения гармонического сигнала в показанной схеме для диапазона звуковых частот (выше 1 кГц) не превышают 0.003%; для более глубокого изучения этого вопроса см. LTC App. Note 5(12 84). Во второй схеме амплитудный детектор, состоящий из диодов и RC-цепи, регулирует усиление по переменному току, меняя сопротивление полевого транзистора, который при малых напряжениях ведет себя как нелинейное сопротивление (см. разд. 3.10). Следует отметить, что используется большая постоянная времени (2 с); для исключения искажений это существенно, поскольку быстродействующая обратная связь исказила бы генерируемую синусоидальную волну, пытаясь регулировать ее амплитуду в пределах одного периода.

5.18. LC-генераторы

Наиболее распространенный способ получения высокочастотных синусоидальных колебаний – это применение генератора, стабилизированного LC-контуром, в котором LC-контур, настроенный на определенную частоту, подключен к усилительной схеме, чтобы обеспечить необходимое усиление на его резонансной частоте. Охватывающая схему петля положительной обратной связи применяется для поддержания колебаний на резонансной частоте LC-контура и такая схема будет самозапускающейся.

На рис. 5.43 показаны две популярные схемы. Первая – это настоящий генератор Колпитца: параллельный настроенный LC-контур на входе и петля положительной обратной связи с выхода на вход. По имеющимся сведениям эта схема обеспечивает искажения меньше -60 дБ. Вторая схема – это генератор Хартли, построенный на $n-p-n$-транзисторе. Переменный конденсатор предназначен для регулировки частоты. В обеих схемах используется *катушка связи*, т. е. просто несколько витков провода, действующих как понижающий трансформатор.

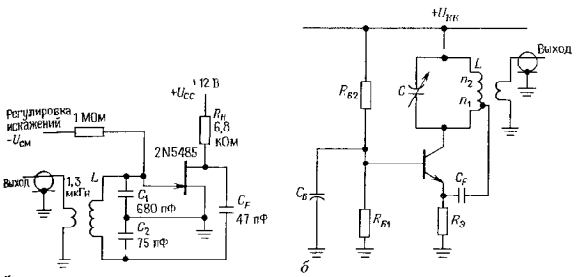


Рис. 5.43. Генератор Колпитца с малыми искажениями, частота 20 МГц (*а*); LC-генератор Хартли (*б*).

В небольшом диапазоне частот можно настраивать LC-генераторы *электрическим* способом. Этот прием заключается в использовании регулируемого напряжением конденсатора («варактор») в частотозадающей LC-цепи. Физическая природа диодных $p-n$-переходов обеспечивает требуемое решение, в виде простого смещенного в обратном направлении диода. Емкость этого $p-n$-перехода уменьшается с увеличением обратного напряжения (см. рис. 13.3). Хотя любой диод может работать как варактор, необходимо использовать специально разработанные варакторные диоды и на рис. 5.44 представлены характеристики некоторых из них. На рис. 5.45 изображен простой генератор Колпитца на полевом транзисторе с $p-n$-переходом (сигнал обратной связи снимается с истока) и настройкой частоты $\pm 1\%$. В этой схеме диапазон настройки был преднамеренно сделан меньше, с тем чтобы добиться хорошей стабильности, при этом используется относительно большой конденсатор фиксированной емкости (100 пФ), который шунтируется небольшим регулировочным конденсатором (максимальное значение 15 пФ). Следует отметить большой номинал резистора смещения (так что ток смещения диода не будет влиять на колебания), а также наличие блокировочного конденсатора по постоянному току. Советуем также посмотреть материал разд. 13.11.

В типовом случае варакторы имеют максимальное значение емкости от нескольких пикофарад до нескольких сотен пикофарад с диапазоном регулировки приблизительно 3:1 (хотя имеются варакторы с более широким диапазоном до 15:1). Поскольку резонансная частота LC-контура обратно пропорциональна корню квадратному из емкости, то возможно добиться диапазона настройки по частоте вплоть до 4:1, хотя обычно говорят о диапазоне регулировки $\pm 25\%$ или около того.

В настраиваемых варакторами схемах

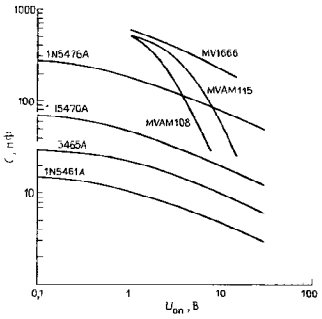


Рис. 5.44. Регулирующие диодные варакторы

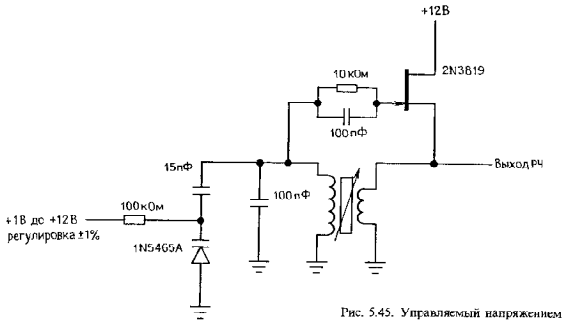


Рис. 5.45. Управляемый напряжением *LC*-генератор

само генерируемое колебание (и вдобавок прикладываемое внешнее регулирующее смещение постоянного тока) появляется на варакторе, что приводит к изменению его емкости в зависимости от частоты сигнала. Это вызывает искажения формы вырабатываемого колебания и, что более важно, приводит к зависимости амплитуды его колебаний от частоты. Для того чтобы минимизировать эти эффекты, необходимо ограничить амплитуду колебаний (при необходимости усиление производится в следующих каскадах); также лучше сохранять напряжение постоянного смещения на варакторе выше одного вольта или около того, с тем чтобы сделать напряжение генерации малым по сравнению с ним.

Электрически настраиваемые генераторы широко используются для формирования частотно-модулированных сигналов и вдобавок как радиочастотные системы фазовой автоматической подстройки частоты. Эти вопросы будут рассмотрены в гл. 9 и 13.

По историческим соображениям следовало бы упомянуть о камертонных генераторах, которые являются близкими «родственниками» *LC*-генераторов. В этих генераторах высокодобротные колебания камертона определяют частоту генератора в низкочастотном диапазоне (стабильность несколько миллионных долей при постоянной температуре); это соответствует стабильности наручных часов. Но кварцевые генераторы все-таки лучше, как будет показано в следующем разделе.

Паразитные колебания. Предположим, что вы собрали славный усилитель и испытали его, подавая на вход синусоидальный сигнал. Затем подключили ко входу усилителя генератор прямоугольных импульсов и увидели на выходе по-прежнему синусоидальный сигнал! У вас не усилитель, а сплошные хлопоты.

Но паразитные колебания не всегда проявляются так явно. Обычно они заметны в виде размытия части сигнала, «гуляющего» источника тока, необъяснимых сдвигов у ОУ, или схема, нормально ведущая себя, пока за ней наблюдают на осциллографе, вдруг «дичает», стоит лишь перестать за ней следить. Все это разнообразные проявления неподавленных высокочастотных паразитных колебаний, порожденных непреднамеренно получившимся генератором Хартли или Колпитца, возникшим на основе индуктивности вводов и межэлектродных емкостей.

На схеме рис. 5.46 показан осциллирующий источник тока, возникший при выполнении студенческой лабораторной работы по электронике, где с помощью вольтметра измерялся рабочий диапазон

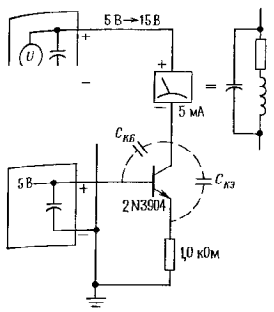


Рис. 5.46. Пример паразитного генератора.

обычного транзисторного источника тока. Оказалось, что ток меняется слишком сильно (от 5 до 10%) при изменениях напряжения на нагрузке в пределах ожидаемого рабочего диапазона – симптом, который снимался прикосновением пальца к выводу коллектора! Емкость транзистора между коллектором и базой плюс емкость измерительного прибора в сочетании с его индуктивностью образовала классический генератор Хартли, в котором обратная связь обеспечивалась емкостью между коллектором и эмиттером. Добавление небольшого резистора в цепь базы подавило эти колебания за счет уменьшения коэффициента усиления на высоких частотах в схеме с общей базой. Это один из приемов, часто бывающий полезным.

5.19. Генераторы с кварцевыми резонаторами

От *RC*-генератора можно легко добиться стабильности порядка 0,1% при начальной точности установки частоты от 5 до 10%. Это вполне удовлетворительно для многих применений, таких, например, как *мультиплексный индикатор* карманного калькулятора, где цифры многозначного числа попеременно высвечиваются одна за другой с быстрым чередованием (обычная частота ~1 кГц). В каждый момент времени горит только одна цифра, но глаз видит все число. Ясно, что точность здесь не очень важна. Несколько лучше стабильность *LC*-генераторов – порядка 0,01% в течение разумного промежутка времени. Этого вполне достаточно для гетеродинов радиоприемников и телевизоров.

Для получения по-настоящему стабильных колебаний незаменимы кварцевые генераторы. В них используется кусочек кварца (искусственного – двуокись кремния), вырезанный и отшлифованный таким образом, что он имеет определенную частоту колебаний. Кварц представляет собой *пьезоэлектрик* (его деформация вызывает появление электрического потенциала, и наоборот), поэтому упругие колебания кристалла могут быть вызваны приложением электрического поля, а эти колебания в свою очередь генерируют напряжение на гранях кристалла. Помещая на поверхность кристалла контакты, можно превратить его в истинный схемный элемент, эквивалентный некоторой *RLC*-схеме, заранее настроенной на определенную частоту. В самом деле эквивалентная схема этого элемента содержит два конденсатора, дающих пару близко расположенных резонансных частот – последовательного и параллельного резонанса (рис. 5.47), отличающихся друг от друга не более чем на 1%. Результат этого эффекта – резкое изменение реактивного сопротивления с частотой (рис. 5.48). Высокая добротность Q кварцевого резонатора (обычно около 10 000) и хорошая стабильность делают естественным его

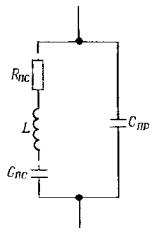


Рис. 5.47.

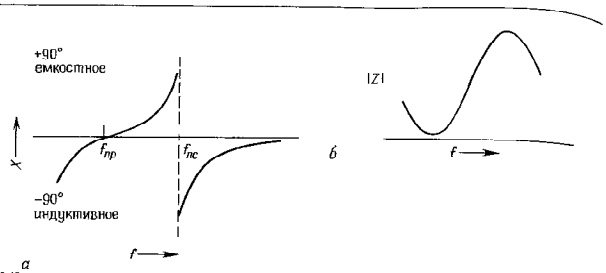


Рис. 5.48.

применение как задающего элемента в генераторах и фильтрах с улучшенными параметрами (см. разд. 13.12). В схемах с кварцевыми резонаторами, как и в *LC*-генераторах, вводят положительную обратную связь и обеспечивают надлежащее усиление на резонансной частоте, что ведет к автоколебаниям.

На рис. 5.49 показаны некоторые схемы кварцевых генераторов. На рис. 5.49, *а* показан классический генератор Пирса, в котором используется обычный полевой транзистор (см. гл. 3). На рис. 5.49, *б* изображен генератор Колпитца с кварцевым резонатором вместо *LC*-контура. В схеме на рис. 5.49, *в* в качестве обратной связи используется сочетание биполярного *n-p-n*-транзистора и кварцевого резонатора. Остальные схемы генерируют выходной сигнал с логическими уровнями при использовании цифровых логических элементов (рис. 5.49, *г* и *д*).

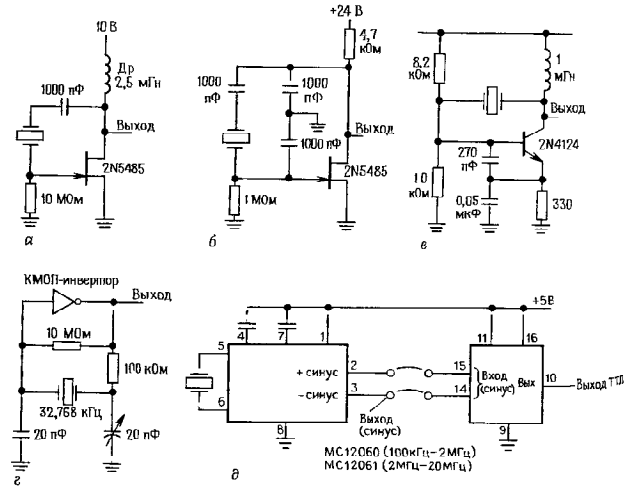


Рис. 5.49. Схемы с кварцевыми резонаторами. *а* – генератор Пирса, *б* – генератор Колпитца

которые не всегда полностью известны. Очень часто вы можете найти, что хотя ваш самодельный кварцевый генератор и возбуждается, но на частоте, которая не соответствует той, которая указана на кварцевом резонаторе. В наших собственных изысканиях в области схем дискретных кварцевых генераторов бывало всякое.

Кварцевые резонаторы выпускаются на диапазон от 10 кГц до 10 МГц, а у некоторых образцов высокие обертоны доходят до 250 МГц. Для каждой частоты нужен свой резонатор, но для наиболее употребительных частот резонаторы выпускаются серийно. Всегда легко достать резонаторы на частоты 100 кГц, 1, 2, 4, 5 и 10 МГц. Кварцевый резонатор на частоту 3.579545 МГц (стоящий меньше доллара) применяется в генераторе импульсов цветности телевизоров. Для электронных наручных часов нужна частота 32,768 кГц (или 2^{15} Гц), и вообще, часто нужны частоты, равные 2 какой-то степени Гц. Кварцевый генератор можно регулировать в небольшом диапазоне с помощью последовательно или параллельно включенных конденсаторов переменной емкости (см. рис. 5.49, *г*). Благодаря дешевизне кварцевых резонаторов всегда имеет смысл рассмотреть возможность их применения в тех случаях, когда *RC*-релаксационные генераторы работают на пределе своих возможностей.

При необходимости стабильную частоту кварцевого генератора можно «подгонять» электрическим способом в небольших пределах с помощью варактора. Такая схема называется УНКГ (управляемый напряжением кварцевый генератор), при этом удается соединить прекрасную стабильность кварцевых генераторов с регулируемостью *LC*-генераторов. Покупка коммерческого УПКГ, вероятно, является наилучшим решением проблем, возникающих при собственном проектировании Стандартные УНКГ обеспечивают максимальные отклонения центральной частоты от номинала порядка $\pm 10^{-5}$–$\pm 10^{-4}$, хотя имеются образцы с более широким диапазоном (вплоть до $\pm 10^{-3}$).

Без особых усилий можно с помощью

кварцевого резонатора обеспечить стабильность частоты порядка нескольких миллионных долей в нормальном температурном диапазоне. Применяя схемы температурной компенсации, можно построить температурно-компенсированный кварцевый генератор (ТККГ) с несколько улучшенными параметрами. Как ТККГ, так и некомпенсированный генератор выпускаются в виде готовых модулей разными фирмами, например фирмами Biley, CTS Knights, Motorola, Reeves Hoffman, Statek и Vectron. Они бывают разных габаритов, иногда не больше корпуса DIP или стандартного корпуса для транзисторов ТО-5. Дешевые модели обеспечивают стабильность порядка 10^{-6} в диапазоне от 0 до 50 °С, дорогие – порядка 10^{-7} в том же диапазоне.

Температурно-компенсированные генераторы. Чтобы получить сверхвысокую стабильность, может понадобиться кварцевый генератор, работающий в условиях постоянной температуры. Обычно для этих целей используется кристалл с практически нулевым температурным коэффициентом при несколько повышенной температуре (от 80° до 90 °С), а также термостат, который эту температуру поддерживает. Выполненные подобным образом генераторы выпускаются в виде небольших законченных модулей, пригодных для монтажа и включаемых в приборы, на все стандартные частоты. Типичным модулем генератора с улучшенными характеристиками служит схема 10811 фирмы Hewlett-Packard. Она обеспечивает стабильность порядка 10^{-11} в течение времени от нескольких секунд до нескольких часов при частоте 10 МГц.

Если температурная нестабильность снижена до очень малых значений, то начинают доминировать другие эффекты: «старение» кристалла (тенденция частоты к уменьшению с течением времени), отклонения питания от номинала, а также внешние влияния, например удары или вибрации (последнее представляет собой наиболее серьезные проблемы в производстве кварцевых наручных часов). Один из способов решения проблемы старения: в паспортных данных генератора указывается скорость снижения частоты – не более $5 \cdot 10^{-10}$ в день. Эффект старения возникает частично из-за постепенного снятия деформаций, поэтому через несколько месяцев с момента изготовления этот эффект имеет тенденцию к устойчивому снижению, по крайней мере для хорошо сделанных кристаллов. Взятый нами за образец генератор 10811 имеет величину эффекта старения не более 10^{-11} в день.

В тех случаях, когда стабильность термостатированных кристаллов уже недостаточна, применяются атомные стандарты частоты. В них используются микроволновые линии поглощения в рубидиевом газонаполненном элементе или частоты атомных переходов в пучках атомов цезия в качестве эталонов, по которым стабилизируется кварцевый резонатор. Таким образом можно получить точность и стабильность порядка 10^{-12}. Цезиевый стандарт является официальным эталоном времени в США. Эти стандарты вместе с линиями передачи времени принадлежат Национальному бюро стандартов и Морской обсерватории. Как последнее средство для самых точных частот, где нужна стабильность порядка 10^{-14}, можно предложить мазер на атомарном водороде. Последние исследования в области создания точных часов сосредоточиваются на технических приемах, использующих «охлажденные ионы», которые позволяют достигать даже еще лучшей стабильности. Многие физики считают, что можно достичь окончательной стабильности 10^{-18}.

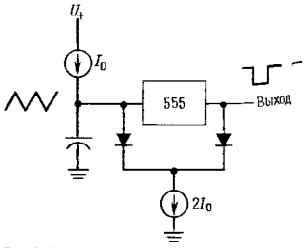


Рис. 5.50.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

5.20. Удачные схемы

На рис. 5.51 представлен набор удачных схем, большинство из которых взяты из руководств фирм-изготовителей и фирменных руководств по применению.

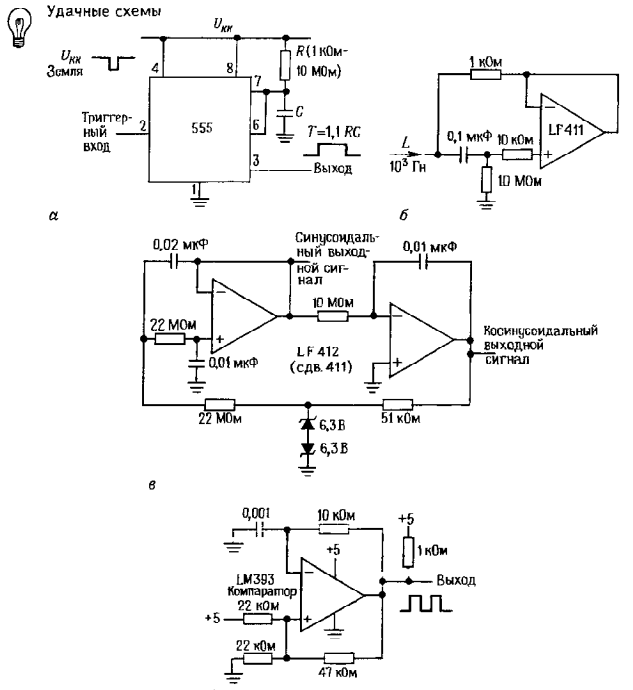


Рис. 5.51. Удачные схемы. *а* – моностабильный мультивибратор. Длительность входного импульса должна быть меньше, чем у выходного; *б* – активный имитатор катушки индуктивности; *в* – квадратурный генератор с частотой 1 Гц; *г* – релаксационный генератор.

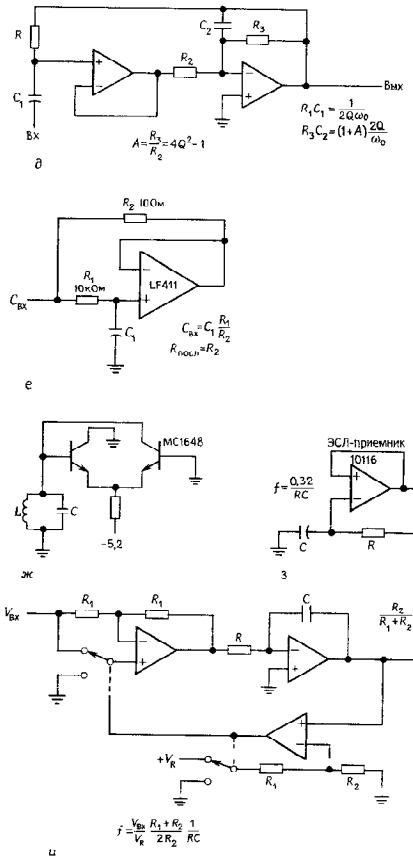


Рис. 5.51 (продолжение).
д – резонансный усилитель; работает в диапазоне частот от f_0 до f_T $2Q$. Proc. IEEE 60, 908 (1972). *е* – умножитель емкости; *ж* – эмиттерно-связанный *LC*-генератор; *з* – высокочастотный ЭСЛ-генератор; *и* – преобразователь напряжение, частота;

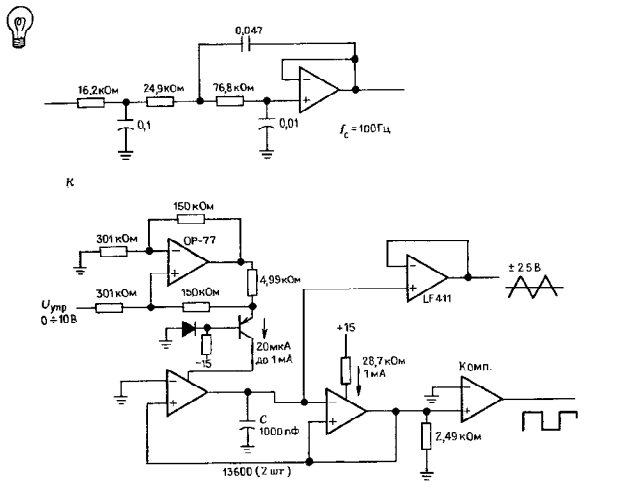


Рис. 5.51 (продолжение).
к – фильтр Бесселя нижних частот 3-го порядка: для другого значения частоты среза необходимо провести масштабирование номиналов элементов; *л* – широкодиапазонный ГУН (2 Гц – 100 кГц) на усилителях с активной проводимостью.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

1. Спроектируйте 6-полюсный фильтр Бесселя верхних частот с частотой среза 1 кГц.
2. Спроектируйте фильтр-пробку на частоту 60 Гц с буфер ОУ на входе и выходе.
3. Спр уйте генератор пилообразных колебаний с частотой 1 кГц, заменив резистор заряда в схеме генератора на таймере 555 транзисторным источником тока. Проверьте, что обеспечивается достаточный рабочий диапазон источника тока. Каково должно быть значение резистора R_B (рис. 5.33)?
4. Разработайте на схеме 555 генератор треугольных колебаний. Для этого используйте пару источников тока, а именно I_0 (втекающий ток) и $2I_0$ (вытекающий ток). Используйте выходной сигнал ИС 555 для переключения источника вытекающего тока $2I_0$. На рис. 5.50 показано одно из возможных решений.

ГЛАВА 6

СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Почти любая электронная схема – от простых схем на транзисторах и операционных усилителях и до сложнейших цифровых и микропроцессорных систем – требует для своей работы одного или нескольких стабильных источников питания постоянного тока. Простые нерегулируемые источники питания типа трансформатор – мостовой выпрямитель – конденсатор, которые мы рассматривали в гл. 1, вообще говоря, не годятся, так как их выходное напряжение зависит от тока нагрузки и напряжения в сети; кроме того, это напряжение пульсирует с частотой 120 Гц. К счастью, легко построить источник стабильного питания, используя отрицательную обратную связь и сравнивая выходное постоянное напряжение с некоторым постоянным эталонным (опорным) напряжением. Такие стабилизированные источники питания универсальны и легко могут быть построены с помощью интегральных схем стабилизаторов напряжения. Для этого потребуется только нерегулируемый источник постоянного напряжения (трансформатор – выпрямитель – конденсатор, батарея и т. п.) и еще несколько других элементов.

В этой главе мы расскажем, как построить стабилизатор напряжения, используя некоторые интегральные схемы специального назначения. Та же схемотехника применяется в стабилизаторах напряжения на дискретных элементах (транзисторы, резисторы и т. п.), хотя это и не нужно ввиду доступности превосходных и недорогих ИМС стабилизаторов напряжения. При рассмотрении стабилизаторов напряжения возникает круг вопросов, связанных с проблемой рассеяния больших мощностей, поэтому нам приходится говорить об отводе тепла и об «ограничении тепловой обратной связи» для снижения рабочих температур транзистора и предотвращения повреждений схемы. Эти подходы можно применить в любой мощной схеме, включая усилители мощности. Разобравшись со стабилизаторами, мы вновь обсудим некоторые детали проектирования нерегулируемых источников питания. В этой главе мы рассмотрим также источники опорного напряжения и интегральные схемы для их получения, т. е. аппаратуру, которая применяется независимо от стабилизаторов напряжения.

БАЗОВЫЕ СХЕМЫ СТАБИЛИЗАТОРОВ НА ОСНОВЕ КЛАССИЧЕСКОЙ ИМС 723

6.01. ИМС стабилизатора 723

Классический стабилизатор μA723 разработан Р. Видларом в 1967 г. Это универсальный, простой в употреблении стабилизатор с превосходными рабочими характеристиками. Хотя, быть может, вы предпочтете ему более современные схемы, все же его стоит изучить, так как и новые схемы работают на тех же принципах. Его схемы изображены на рис. 6.1 и 6.2. Это настоящий блок питания, который содержит температурно-компенсированный источник опорного напряжения, дифференциальный усилитель, последовательно включенный проходной транзистор и схему защиты, обеспечивающую ограничение выходного тока. В том виде, в котором блок выпускают, ИМС 723 ничего не регулирует. Чтобы заставить его делать то, что вам нужно, придется подключить к нему некоторые внешние цепи. Прежде чем их рассмотреть, обратимся к его собственной схеме. Она

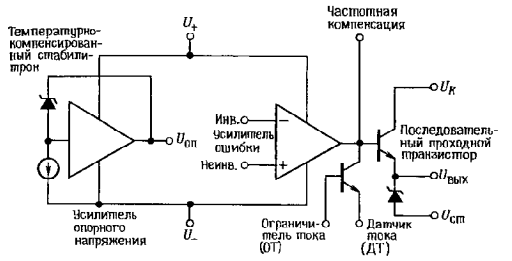


Рис. 6.1. Функциональная схема стабилизатора 723 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

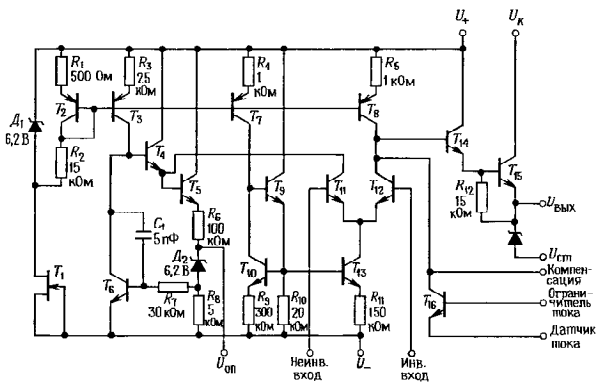


Рис. 6.2. Принципиальная схема стабилизатора 723 (фирма Fairchild Camera and Instrument Corp.).

проста и легко понятна (в отличие от схем внутреннего устройства многих других ИМС).

Сердцем стабилизатора является температурно-компенсированный стабилитронный источник опорного напряжения. Стабилитрон $Д_2$ имеет положительный температурный коэффициент, поэтому его напряжение складывается с перепадом напряжения между базой и эмиттером транзистора T_6 (вспомните: величина $U_{БЭ}$ имеет отрицательный температурный коэффициент около -2 мВ °С) для опорного напряжения 7,15 В с приблизительно нулевым температурным коэффициентом (обычно 0,003%/°С). Транзисторы $T_4 - T_6$ предназначены для смещения $Д_2$ током $I = U_{БЭ}/R_8$, стабилизированным отрицательной обратной связью по постоянному току, как показано на схеме. Транзисторы T_2 и T_3 образуют несимметричное токовое зеркало для смещения источника опорного напряжения. Ток этих транзисторов устанавливается диодом $Д_1$ и резистором

R_2 (в точке их соединения фиксируется напряжение на 6,2 В ниже U_+), которые, в свою очередь, запитаны током транзистора T_1 – полевого транзистора с p–n-переходом, который работает как источник тока.

Транзисторы T_{11} и T_{12} образуют дифференциальный усилитель (иногда его называют «усилителем сигнала ошибки», если описывают схему в терминах отрицательной обратной связи) – это типичная дифференциальная пара с высоким подавлением синфазных сигналов за счет эмиттерного источника тока T_{13}. Последний входит в половину токового зеркала на T_9, T_{10} и T_{13}, в свою очередь управляемого токовым зеркалом T_7 (T_3, T_7 и T_8, – все эти транзисторы «отражают» ток, задаваемый источником опорного напряжения на $Д_1$; см. разд. 2.14). Коллектор транзистора T_{11} имеет фиксированный положительный потенциал эмиттера T_4, а выходной сигнал усилителя ошибки снимается с коллектора T_{12}. Токовое зеркало T_8 запитывает коллекторную нагрузку T_{12}. Транзистор T_{14} включен вместе с транзистором T_{15} по «неполной» схеме Дарлингтона. Заметьте, что коллектор транзистора T_{15} выведен отдельно, чтобы обеспечить возможность подведения отдельного положительного питания. При включении транзистора T_{16} запираются проходные транзисторы для того, чтобы ограничить выходной ток на безопасном уровне. В отличие от многих более новых схем стабилизаторов ИМС 723 не снабжена встроенными схемами аварийного отключения для защиты от чрезмерных токов нагрузки или слишком большого рассеяния мощности на ИМС. Существуют улучшенные стабилизаторы типа 723, а именно SG3532 и LAS1000 с низковольтными источниками опорного напряжения с малым разбросом (см. разд. 6.15), внутренними ограничителями тока и схемами тепловой защиты.

6.02. Стабилизатор положительного напряжения

На рис. 6.3 показано, как на базе ИМС 723 построить стабилизатор положительного напряжения. Все необходимые элементы, кроме четырех резисторов и двух конденсаторов, содержатся в самой ИМС. Делитель напряжения R_1 R_2 задает часть выходного напряжения, сравниваемую с опорным, а элементы ИМС 723 обеспечивают все остальные функции. Такая схема подобна неинвертирующему

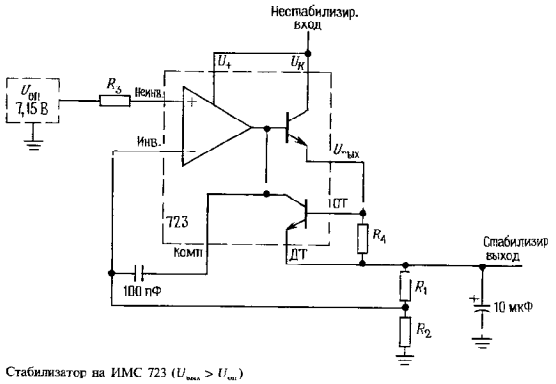


Рис. 6.3. Стабилизатор на ИМС 723 ($U_{вых} > U_{оп}$)

усилителю на ОУ с эмиттерным повторителем на выходе, если напряжение $U_{оп}$ рассматривать в качестве «входного сигнала». Резистор R_4 подбирают так, чтобы падение напряжения на нем при максимально необходимом выходном токе было равно ~ 0,5 В, т.е. напряжению $U_{БЭ}$. Тогда при слишком большом токе это напряжение, приложенное к входам ОТ–ДТ, включит токоограничивающий транзистор (T_{16} на схеме 6.2), запирающий проходной транзистор. Конденсатор емкостью 100 пФ добавлен для обеспечения устойчивости при включении обратной связи. Резистор R_3 (иногда отсутствует) подбирают так, чтобы на входах дифференциального усилителя было бы одно и то же сопротивление. Это делает выходной сигнал нечувствительным к изменениям базовых токов смещения (например, при изменении температуры), подобно тому как это делалось при включении ОУ (см. разд. 4.12).

С помощью этой схемы можно получить любое стабилизированное напряжение питания от $U_{оп}$ до максимально допустимого уровня 37 В. Входное нестабилизированное напряжение (причем с учетом его колебаний) должно на несколько вольт превышать выходное. Для стабилизатора 723 «перепад напряжения», т.е. величина, на которую подводимое напряжение питания должно превышать стабилизированное напряжение на выходе, должен быть не менее 3 В. Это значение типично и для большинства других стабилизаторов. Резисторы R_1 и R_2 обычно переменные или подстраиваемые, чтобы можно было точно установить выходное напряжение. Значение $U_{оп}$ имеет производственный разброс от 6,8 до 7,5 В.

Как правило, выход рекомендуется шунтировать конденсатором емкостью в несколько микрофарад, как показано на схеме. Это сохраняет малые значения полного выходного сопротивления и на высоких частотах, при которых обратная связь становится менее эффективной. Лучше всего конденсатор выбрать в соответствии с рекомендацией изготовителя, иначе могут появиться автоколебания. И вообще, неплохо заземлить по переменному току шины питания во всей запитываемой схеме, применяя для этого керамические конденсаторы 0,01–0,1 мкФ в сочетании с танталовыми или электролитическими 1–10 мкФ.

Для выходных напряжений, меньших $U_{оп}$, надо просто поставить делитель опорного напряжения (рис. 6.4). Тогда напряжение выхода будет сравниваться с нужной долей опорного напряжения.

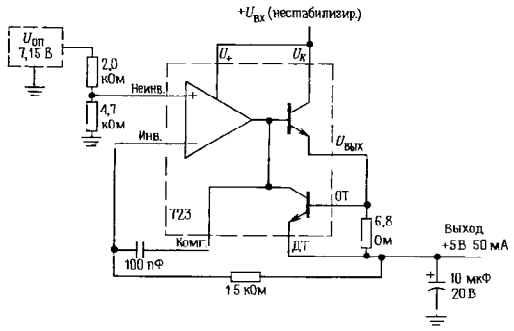


Рис. 6.4. Стабилизатор на ИМС 723 ($U_{вых} < U_{оп}$).

Параметры схемы рис. 6.4 выбраны с расчетом на получение +5 В, 50 мА (максимум). С помощью подобных схем можно получать напряжения от +2 В до $U_{оп}$. Невозможно снизить выходное напряжение ниже +2 В, так как дифференциальный усилитель при уровне входного сигнала меньше 2 В работать не будет. Это задано в спецификации изготовителя (см. табл. 6.9). Напряжение питания схем не должно падать ниже +9,5 В, т.е. уровня, необходимого для питания.

Третий вариант такой схемы используется, когда надо построить стабилизатор с диапазоном выходного напряжения, содержащим $U_{оп}$ (т.е. стабилизатор, способный давать значения выходного напряжения и больше, и меньше $U_{оп}$). В таких случаях нужно сравнивать часть выходного напряжения с долей опорного напряжения $U_{оп}$, которая меньше нижней границы желательного диапазона.

Упражнение 6.1. На основе ИМС 723 спроектируйте стабилизатор, дающий ток нагрузки до 50 мА в диапазоне выходных напряжений от +5 до +10 В. Указание: сравните часть выходного напряжения с 0,5 $U_{оп}$.

6.03. Стабилизаторы с большими выходными токами

Встроенный проходной транзистор ИМС 723 рассчитан на 150 мА максимум, рассеяние мощности не должно превосходить 1 Вт при 25°С (и менее при более высокой окружающей температуре; этот параметр для ИМС 723 должен быть пересчитан с коэффициентом 8,3 мВт/°С на каждый градус превышения температуры окружающей среды 25°С, чтобы температура $p-n$-переходов удерживалась в безопасных пределах). Таким образом, стабилизатор на 5 В с напряжением на входе +15 В не может давать ток нагрузки больше 80 мА. Чтобы обеспечить бо́льшие токи нагрузки, нужно применять внешние проходные транзисторы. Подключим внешний проходной транзистор так, чтобы он образовал со встроенным транзистором пару Дарлингтона (рис. 6.5). Транзистор T_1 – внешний проходной транзистор; он должен быть снабжен радиатором – чаще всего это ребристая металлическая пластина – для отвода

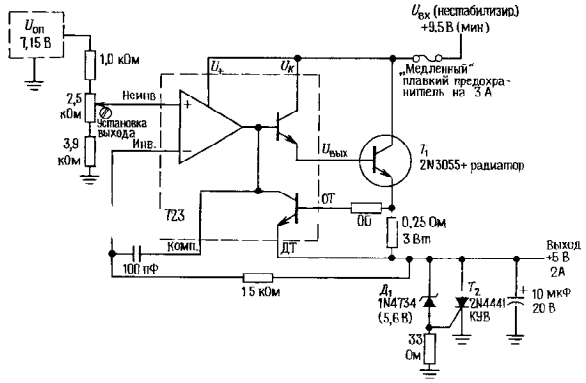


Рис. 6.5. Стабилизатор на +5 В с внешним проходным транзистором и защитой

тепла (можно и по-другому: поместить транзистор на одной из стенок металлического корпуса блока питания). С вопросами теплового режима мы будем иметь дело в следующем разделе. Подстроечный потенциометр применен для точного выставления +5 В на выходе; диапазон подстройки должен быть достаточным для компенсации допуска на сопротивления резисторов, а также производственного разброса $U_{оп}$ (рассматривается наихудший случай). В данном случае диапазон настройки выходного напряжения находится в пределах ±1 В от номинала. Заметьте, что для получения тока нагрузки 2 А или около этого необходим мощный токоограничивающий резистор с низким сопротивлением.

Падение напряжения на проходном транзисторе. Одна из проблем при построении этой схемы – большое рассеяние мощности на проходном транзисторе (по крайней мере 10 Вт при полном токе нагрузки). Этого не избежать, если ИМС стабилизатора питается от нестабилизированного источника, поскольку в этом случае ему нужен «запас сверху» в несколько вольт (определяемый минимальным падением напряжения). Если использовать для ИМС 723 отдельный слаботочный источник питания (например, +12 В), то минимум нестабилизированного напряжения питания на внешнем проходном транзисторе может всего лишь на 1 В превышать стабилизированное напряжение на выходе, но лучше все же иметь запас хоть несколько вольт, так как в жестких условиях эксплуатации требуется нормальная работа даже при 20%-ном снижении напряжения в сети переменного тока.

Защита нагрузки по напряжению. В схеме рис. 6.5 предусмотрена также защита нагрузки от слишком больших напряжений, состоящая из $Д_1$, T_2 и резистора 33 Ом. Назначение этой схемы – закорачивать выход, если из-за какой-либо неисправности стабилизатора выходное напряжение последнего выше 6,2 В (это может случиться, если отключится один из выводов резисторов делителя или откажет какой-нибудь элемент схемы 723). T_2 – это КУВ (кремниевый управляемый выпрямитель, тиристор) – прибор, ток в котором нормально отсутствует до тех пор, пока переход управляющий электрод–катод не получит прямое смещение. После этого прибор включается (входит в насыщение), и, однажды включившись, не выключится, пока анодный ток не будет прерван извне. В нашем случае через управляющий электрод пройдет ток, если выходное напряжение окажется больше напряжения стабилитрона $Д_1$ плюс перепад на $p-n$-переходе. Когда это произойдет, в стабилизаторе включится схема ограничения тока и КУВ будет удерживать выходное напряжение около уровня земли. Если неисправность, приведшая к ненормальному повышению выходного напряжения, к тому же вывела из строя токоограничивающую схему (например, у транзистора T_1 замкнулся коллектор на эмиттер), то схема защиты будет отбирать очень большой ток. Поэтому где-нибудь в цепи питания надо поставить плавкий предохранитель, как показано на схеме. Подробнее схемы защиты от превышения напряжений рассмотрены в разд. 6.06.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТЕПЛООТВОДА МОЩНЫХ СХЕМ

6.04. Мощные транзисторы и отвод тепла

Часто необходимо, как мы видели в приведенных выше схемах, использовать мощные транзисторы или другие сильноточные устройства, такие, как КУВ или силовые выпрямители, рассеивающие мощности во много ватт. Недорогой и очень распространенный мощный транзистор 2N3055, правильно смонтированный, рассеивает мощность до 115 Вт. Все мощные устройства выпускаются в корпусах, обеспечивающих тепловой контакт между их металлической поверхностью и внешним радиатором. Во многих случаях металлическая поверхность устройства связана электрически с одним из выводов (например, у мощного транзистора она всегда связана с коллектором)

Таблица 6.1. Мощные биполярные транзисторы

n p n	*p n p*	Корпус[1]	$U_{КЭ}$ (макс.), В	$I_К$ (макс.), А	$h_{21э}$ (тип.)	$I_К$, А	$f_{гр}$, МГц	$C_{кб}$[2], пФ (тип.)	$P_{рас}$ ($T = 25°C$), Вт	Θ_{jc}, °C/Вт	$T_{пер}$ (макс.), °C	Примечания
Одиночные мощные: $U_{КЭнас} = 0{,}4$ В (тип.); $U_{БЭнас} = 0{,}8$ В (тип.)												
2N5191	2N5194	A	60	4	100	0,2	2	80	40	3,1	150	Низкая цена, многоцелевой
2N5979	2N5976	B	80	5	50	0,5	2	60	70	1,8	150	
2N3055	MJ2955	TO-3	60	15	50	2	2,5	125	115	1,5	200	Металлический, промышленного назначения
MJE3055	MJE2955	B	60	10	50	2	2,5	125	90	1,4	150	Пластмассовый, промышленного назначения
2N5886	2N5884	TO-3	80	25	50	10	4	400	200	0,9	200	
2N5686	2N5684	TO-3	80	50	30	25	2	700	300	0,6	200	Для ультразвуковых схем
2N6338	2N6437	TO-3	100	25	50	8	40	200	200	0,9	200	Преимущественно для усилителей НЧ
2N6275	2N6379	TO-3	120	50	50	20	30	400	250	0,7	200	То же
Составные мощные (Дарлингтона): $U_{КЭнас} = 0{,}8$ В (тип.); $U_{БЭнас} = 1{,}4$ В (тип.)												
2N6038	2N6035	A	60	4	2000	2	—	30	40	3,1	150	Дешевый
2N6044	2N6041	B	80	8	2500	4	4	80	75	1,7	150	
2N6059	2N6052	TO-3	100	12	3500	5	4	100	150	1,2	200	
2N6284	2N6287	TO-3	100	20	3000	10	4	150	160	1,1	200	Сильноточный

[1] A – малый пластмассовый мощный корпус (TO-126), B – большой пластмассовый мощный корпус (TO-127). [2] Ток измерения $h_{21э}$. [3] $C_{кб}$ (n–p–n) при $U_{кб} = 10$ В; $C_{кб}$ (p–n–p) $\approx 2C_{кб}$ (n–p–n).

В принципе задача теплоотвода – удержать переходы транзисторов или других устройств при температуре, не превышающей указанной для них максимальной рабочей температуры. Для кремниевых транзисторов в металлических корпусах максимальная температура переходов обычно равна 200°C, а для транзисторов в пластмассовых корпусах равна 150°C. В табл. 6.1 приведены некоторые часто применяемые типы мощных транзисторов и указаны их температурные параметры. Зная эти параметры, проектировать теплоотвод просто: зная мощность, которую прибор будет рассеивать в данной схеме, подсчитываем температуру переходов с учетом теплопроводности транзистора, радиатора и максимальной рабочей температуры окружающей транзистор среды. Затем выбираем такой радиатор, чтобы температура переходов была намного ниже указанной изготовителем максимальной. Здесь разумно перестраховаться, так как при температурах, близких к максимальной, транзистор быстро выходит из строя.

Тепловое сопротивление. При расчете радиатора используют тепловое сопротивление θ, которое равняется отношению величины перепада температур в градусах к передаваемой мощности. Если теплопередача происходит только путем теплопроводности, то тепловое сопротивление – величина постоянная, не зависящая от температуры, а зависящая только от устройства теплового контакта. Для последовательного ряда тепловых контактов общее температурное сопротивление равно сумме тепловых сопротивлений отдельных соединений. Таким образом, для транзистора, смонтированного на радиаторе общее тепловое сопротивление передаче тепла от p–n-перехода на внешнюю среду равно сумме тепловых сопротивлений переход – корпус $\theta_{пк}$, соединения корпус – радиатор $\theta_{кр}$ и перехода радиатор – среда $\theta_{рс}$. Таким образом, температура p–n-перехода будет равна

$$T_п = T_с + (\theta_{пк} + \theta_{кр} + \theta_{рс})\, P,$$

где P – рассеиваемая мощность.

Рассмотрим пример. Приведенная ранее схема источника питания с внешним проходным транзистором имеет максимум рассеиваемой на транзисторе мощности 20 Вт при нестабилизированном входном напряжении +15 В (10 В падения напряжения, 2 А). Предположим, что эта схема должна работать при окружающей температуре 50°C – не так уж невероятно для компактно расположенного электронного оборудования, – и постараемся удержать температуру переходов ниже 150°C, т. е. намного ниже, чем указанные изготовителем 200°C. Тепловое сопротивление от перехода к корпусу равно 1,5 °C/Вт. Мощный транзистор в корпусе TO-3, смонтированный со специальной прокладкой, обеспечивающей электрическую изоляцию и тепловой контакт, имеет тепловое сопротивление от корпуса к радиатору порядка 0,3 °C/Вт. И наконец, радиатор фирмы Wakefield, модель 641 (рис. 6.6), имеет тепловое сопротивление на границе с внешней средой порядка 2,3 °C/Вт. Поэтому общее тепловое сопротивление между p–n-переходом и внешней средой будет равно 4,1 °C/Вт. При рассеиваемой мощности 20 Вт температура перехода будет на 84°C выше температуры окружающей среды, т. е. будет равна 134°C (при максимальной внешней температуре для данного случая). Итак, выбранный радиатор пригоден, а если необходимо сэкономить пространство, то можно выбрать и несколько меньший.

Замечания о радиаторах. 1. В схемах, где рассеиваются большие мощности, например несколько сотен ватт, может понадобиться принудительное воздушное охлаждение. Для этого выпускаются большие радиаторы, предназначенные для работы с вентиляторами и имеющие очень низкое тепловое сопротивление от радиатора к внешней среде – от 0.05 до 0.2 °C/Вт.

2. Если транзистор должен быть электрически изолирован от радиатора, как это обычно и необходимо, особенно если несколько транзисторов установлено на одном радиаторе, то используют тонкие изолирующие прокладки между транзисторами и радиаторами, а также изолирующие вкладыши для монтажных винтов. Прокладки выпускаются под стан-

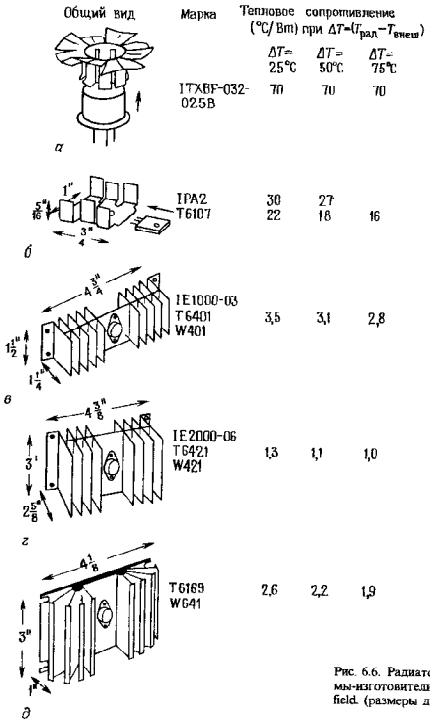


Рис. 6.6. Радиаторы для мощных транзисторов. Фирмы-изготовители: *I*–IERC, *T*–Thermalloy, *W*–Wakefield. (размеры даны в дюймах, 1" = 25,4 мм).

дартные транзисторные корпусы и делаются из слюды, изолированного алюминия и двуокиси бериллия BeO_2. При использовании теплопроводящей смазки они создают дополнительное тепловое сопротивление от 0,14 °C Вт (бериллиевые) до 0,5 °C/Вт. Хорошей альтернативой классическому сочетанию прокладка из слюды плюс смазка могут служить изоляторы на основе кремнийорганических соединений без использования смазки с дисперсионным покрытием тепловодным компаундом; обычно это ид бора или окись алюминия. Эти изоляторы чисты и сухи, удобны в употреблении, вам не грозит испачкать руки, одежду и электронику белым липким веществом. к тому же вы экономите уйму времени. Тепловое сопротивление этих изоляторов составляет 0,2–0.4 °C/Вт, т. е. вполне сравнимое с величинами «грязного» метода. Фирма Bergquist называет свою продукцию "Sil-Pad", Chomerics–"Cho–Therm", продукция SPC известна под названием "Koolex", а Thermalloy называет свою "Thermasil". Мы в своей работе с успехом используем все эти изоляторы.

3. Малые радиаторы выпускаются в виде простых насадок на малогабаритные корпусы транзисторов (подобные стандартному TO-5). В случае малой рассеиваемой мощности (1–2 Вт) этого вполне достаточно и не надо мучиться, монтируя транзистор куда-то на радиатор, а потом тащить от него провода обратно к схеме (пример см. на рис. 6.6). Кроме того, существуют различные типы малых радиаторов для работы с мощными ИМС в пластмассовых корпусах (многие стабилизаторы, а также мощные транзисторы имеют такие корпуса), которые монтируются прямо на плату под корпус ИМС. Это очень удобно в схемах, где рассеивается мощность не больше нескольких ватт (пример см. также на рис. 6.6).

4. Иногда удобно монтировать мощный транзистор прямо на шасси или корпус прибора. В этом случае лучше использовать консервативный метод проектирования (корпус должен оставаться холодным), так как нагретый корпус нагреет и другие элементы схемы и сократит их сроки службы.

5. Если транзистор смонтирован на радиаторе без изоляции, то надо изолировать радиатор от шасси. Применение изолирующих прокладок рекомендуется всегда (например, модель Wakefield 103), если, конечно, корпус транзистора не заземлен по идее. Если транзистор изолирован от радиатора, то радиатор можно закрепить прямо на шасси. Но если транзистор выступает наружу из прибора (скажем, радиатор его смонтирован на внешней стороне задней стенки), то имеет смысл изолировать этот транзистор, чтобы никто по всего случайно не дотронулся и не замкнул на землю (изолировать можно, например, прокладкой Thermalloy 8903N).

6. Тепловое сопротивление радиатор–внеш среда обычно указывается, когда ребра радиатора установлены вертикально и обдуваются воздухом без помех. Если же радиатор установлен как-нибудь по-другому или есть препятствия на пути потока воздуха, то эффективность радиатора снижается (повышается тепловое сопротивление); лучше всего монтировать радиатор на задней стенке прибора, ставя ребро вертикально.

Упражнение 6.2. Транзистор 2N5320, имеющий тепловое сопротивление переход–корпус 17,5 °C/Вт, снабжен съемным радиатором типа IERC TXBF (см. рис. 6.6). Максимальная допустимая температура перехода 200°C. Какая мощность может рассеиваться такой конструкцией при внешней температуре 25°C? Как эта мощность уменьшается с каждым градусом увеличения температуры окружающей среды?

6.05. Ограничители тока с обратным наклоном характеристики

Для стабилизатора с простым ограничением тока рассеяние мощности на транзисторе будет максимальным, если выход закорочен на землю (случайно или из-за нарушения нормального функционирования схемы), и эта мощность рассеяния обычно превосходит мощность при номинальной нагрузке. Например, проходной транзистор в рассмотренном нами стабилизаторе, дающем +5 В при токе 2 А, будет при закороченном выходе рассеивать мощность 30 Вт (на входе +15 В, ток 2 А), а при номинальной нагрузке –20 Вт в худшем случае (перепад напряжений 10 В при токе 2 А). Еще хуже обстоит дело для схем, в которых напряжение, падающее на проходном транзисторе, представляет собой небольшую часть выходного напряжения. Например, в стабилизаторе, дающем +15 В при 2 А от нестабилизированного питания +25 В, рассеиваемая мощность изменяется от 20 Вт (на полной нагрузке) до 50 Вт (при коротком замыкании).

С аналогичной проблемой мы сталкиваемся при работе с пушпульными усилителями мощности. При нормальных условиях мы имеем максимальный ток нагрузки при минимальном напряжении на транзисторе (амплитуда выходного сигнала около максимальной), и, наоборот, при значении тока нагрузки, близком к нулю (нулевое напряжение на выходе), напряжение на транзисторе будет максимальным. В случае короткого замыкания мы имеем

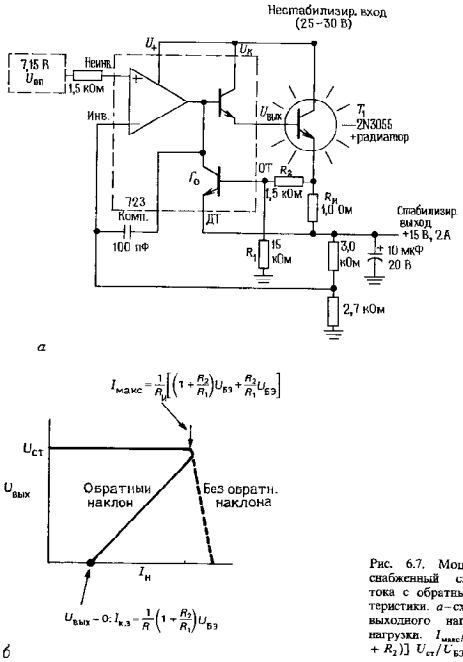


Рис. 6.7. Мощный стабилизатор, снабженный схемой ограничения тока с обратным наклоном характеристики. *а* – схема; *б* – зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. $I_{макс}/I_{к.з} = 1 + [R_2/(R_1 + R_2)]\ U_{ст}/U_{БЭ}$.

максимальный ток нагрузки в самый неподходящий момент, а именно при напряжении на транзисторе, равном полному напряжению питания. В результате мощность рассеяния на транзисторе намного превышает нормальную.

Лобовое решение этой проблемы – применение массивных радиаторов и транзисторов с большой расчетной мощностью, работающих в далекой от опасной области характеристик (см. разд. 6.07). Но даже и в этом случае нехорошо, что в аварийных условиях в схеме будет протекать слишком большой ток, поскольку могут выйти из строя другие элементы. Лучше применить метод ограничения с обратным наклоном токовой нагрузочной характеристики, при которой выходной ток уменьшается в условиях короткого замыкания или перегрузки. Идея метода видна из схемы рис. 6.7 – опять же на примере стабилизатора 723 с внешним проходным транзистором.

Делитель в цепи базы транзистора T_0 обеспечивает обратный наклон характеристики при коротком замыкании. При нормальном значении напряжения выхода +15 В ток в схеме ограничен величиной

порядка 2 А, так как напряжение на базе транзистора T_0 равно +15,5 В, а на эмиттере +15 В (при повышенной температуре, при которой чип стабилизатора обычно работает, $U_{БЭ}$ равно ~ 0,5 В). Ток короткого замыкания будет меньше; при выходе, замкнутом на землю, выходной ток будет ~ 0,5 А, а рассеиваемая на транзисторе T_1 мощность будет меньше, чем при полной нагрузке. Это очень хорошо, так как нет необходимости проектировать теплоотвод с запасом, достаточно его рассчитать только для случая полной нагрузки. Величина тока короткого замыкания при заданном токе полной нагрузки определяется выбором номиналов резисторов токоограничивающей схемы. Предупреждение: будьте осторожны при выборе значения тока короткого замыкания! Если переусердствовать, то можно построить источник питания, который «не запустится» на номинальную нагрузку. Ток короткого замыкания не должен быть слишком малым: приблизительно одна треть тока максимальной нагрузки при полном выходном напряжении.

Упражнение 6.3. Спроектируйте стабилизатор с внешним проходным транзистором и обратным наклоном характеристики при коротком замыкании, который даст ток 1 А при стабилизированном напряжении на выходе +5 В и всего лишь 0,4 А при коротком замыкании выхода

6.06. Защита от больших напряжений

Как было отмечено в разд. 6.03, полезно на выходе стабилизированного источника питания иметь какую-нибудь защиту от превышения номинального напряжения. Рассмотрим, например, источник питания –5 В, питающий большую цифровую систем (мы встретим много таких примеров после гл. 7). Входное напряжение стабилизатора может быть от +10 до –15 В. Если проходной транзистор выйдет из строя и коллектор замкнется на эмиттер (обычная неисправность), то все нестабилизированное напряжение будет приложено к питаемой схеме и результаты будут разрушительны. Хотя предохранитель, возможно, и расплавится, но вообще-то предохранитель и кремниевые элементы в схеме будут соревноваться – кто быстрее выйдет из строя, – и скорее всего предохранитель расплавится позже. Эта проблема особенно серьезна для логических схем ТТЛ, которым требуется питание +5 В и которые не могут выдерживать больше 7 В. Другая опасная ситуация создается при работе от «ступдового» источника питания с широким диапазоном выходных напряжений, имеющего нестабилизированное входное напряжение 40 В или выше, независимо от значения выходного напряжения.

Датчик перенапряжений на стабилитроне. На рис. 6.8 показана известная схема защиты которая выпускается также в виде модуля фирмами Lambda (тип *L*-6-OV-5) и Motorola (MPC2004). Ее вставляют между выходом стабилизатора и землей. Если напряжение на выходе стабилизатора превзойдет пробивное напряжение стабилитрона и прямое напряжение на диоде (для изображенной схемы – порядка 6,2 В), КУВ включится и останется в этом состоянии до тех пор, пока его анодный ток не упадет до нескольких миллиампер. Недорогой КУВ типа 2N4441 может отводить ток 5 А постоянно и выдерживать всплески тока до 80 А, перепад напряжения на нем в проводящем состоянии обычно равен 1 В при 5 А. Резистор 68 Ом должен обеспечить нормальный ток стабилитрона (10 мА) при включении КУВ, а конденсатор добавлен, чтобы схема защиты не срабатывала от безвредных коротких всплесков напряжения.

Описанная схема, как и все схемы защиты подобного типа, жестко устанавливает при срабатывании по напряжению на выводах источника питания напряжение «короткого замыкания» 1 В, и может быть выключена только при отключении пита-

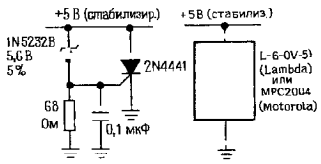


Рис. 6.8. Защита от перенапряжения.

ния. Так как на КУВ в проводящем состоянии падает небольшое напряжение, нет проблем с перегревом самой схемы защиты, поэтому такая схема защиты надежна. Важно только, чтобы источник стабилизированного питания имел какую-нибудь токоограничивающую схему или хотя бы плавкий предохранитель на случай короткого замыкания. Могут появиться проблемы с перегревом самого стабилизатора при срабатывании схемы защиты. Если он содержит внутреннюю токоограничивающую схему, то плавкий предохранитель не сработает и источник питания так и будет сидеть на схеме защиты с низким напряжением на выходе, пока кто-нибудь этого не заметит. Здесь хорошо применить схему защиты от короткого замыкания с обратным наклоном характеристики.

С этой простой схемой защиты связано несколько вопросов, в основном по поводу выбора напряжения стабилитрона. Последние выпускаются только на определенные значения пробивного напряжения, задаваемого, вообще говоря, с большим допуском, и часто не имеют резкого излома на вольт-амперной характеристике. Вместе с тем желаемое напряжение срабатывания схемы защиты может быть задано с довольно жестким допуском. Рассмотрим источник питания 5 В, питающий цифровую логическую схему. Обычный допуск напряжения питания составляет 5–10% от номинала, таким образом напряжение срабатывания схемы защиты не может быть ниже 5,5 В. Эту цифру еще нужно увеличить из-за переходных процессов в источнике питания: при резком изменении тока нагрузки может произойти скачок напряжения – всплеск и вслед за ним затухающие пульсации. Эта проблема усугубляется, если измерительные элементы отдалены и подсоединены длинными проводами (индуктивность). Получающиеся колебания накладывают динамические помехи на уровень выходного напряжения, и схема защиты не должна срабатывать. Поэтому ее напряжение срабатывания не должно быть меньше 6 В, с другой стороны, оно не должно превосходить 7 В во избежание повреждений логических схем. И вот когда вы начнете обдумывать схему с учетом допусков стабилитронов, конкретных значений их номинальных напряжений и допусков напряжения срабатывания КУВ, то вам приходится решать хитрую задачу. В схеме рис. 6.8 напряжение срабатывания может оказаться от 5,9 до 6,6 В даже при использовании обозначенного на схеме сравнительно дорогого 5%-ного стабилитрона.

ИС-датчик перенапряжений. Проблемы, возникающие при построении простой схемы защиты на стабилитроне и КУВ (плохая предсказуемость и отсутствие подстройки), превосходно решаются при использовании специальной триггерной ИМС защиты, такой, например, как MC3423-5, TL431 или MC34061-2. Это недорогие ИМС в удобных корпусах (8-штырьковом мини-DIP или 3-выводном TO-92), напрямую управляющие КУВ и очень простые в использовании. Например, ИМС MC3425 имеет регулируемые порог и время срабатывания, а также имеет вывод для сигнализации о недопустимом уменьшении напряжения питания (очень удобно для схем с микропроцессорами). ИМС содержит встроенный источник опорного напряжения, несколько компараторов и драйверов, и для построения всей схемы защиты требуется еще только два внешних резистора, КУВ и конденсатор (необязательно). Эти ИМС защиты относятся к классу схем «слежения за источником питания», куда входят такие сложные ИМС, как MAX691, которые не только воспринимают падение напряжения, но и переключаются на батарейное питание в случае отключения питания в сети переменного тока, генерируют сигнал обратного переключения при восстановлении нормального питания и непрерывно контролируют отсутствие замыкания в схеме микропроцессора.

Модули защиты. Зачем что-то строить, если можно это купить?! С точки зрения разработчика самой простой схемой защиты является приспособление с двумя выводами, у которого на крышке написано «защита». Вы можете купить такие устройства у фирм Lambda или Motorola, которые предлагают серию модулей защиты от перенапряжения в нескольких диапазонах по току. Вы только выбираете необходимые вам номинальные напряжения и ток и подсоединяете защиту на выход стабилизированного источника питания постоянного тока. Например, самые маленькие устройства такого типа, выпускаемые фирмой Lambda, рассчитаны максимум на 2 А при следующем наборе фиксированных значений напряжения: 5, 6, 12, 15, 18, 20 и 24 В. Они выпускаются в монолитном исполнении в корпусе TO-66 (малый металлический корпус для мощных транзисторов) и стоят 2,5 долл. за шт. Монолитные ИМС фирмы Lambda на 6 А выпускаются в корпусе TO-3 (большой металлический корпус для мощных транзисторов) по цене 5 долл. за штуку. Выпускаются также гибридные ИМС защиты на 12, 20 и 35 А. Вся серия MPC2000 (Motorola) выпускается в монолитном исполнении (только 5, 12 и 15 В, рассчитанные на номинальный ток 7,5, 15 или 35 А). Первые два номинала выпускаются в корпусе TO-220 (мощный пластмассовый), последний (только на 5 В) – в корпусе TO-3 (мощный металлический). Цены неправдоподобно низкие – при покупке небольшими партиями ИМС этих трех номиналов по току стоят всего лишь по 1,96, 2,36 и 6,08 долл. соответственно. Эти схемы защиты имеют одну приятную особенность – у них высокая точность; например, 5-вольтовое устройство фирмы Lambda имеет точку срабатывания 6,6 ± 0,2 В.

Ограничители. Другое возможное решение вопроса защиты от перенапряжения – установка мощного стабилитрона или его аналога параллельно выходу источника питания. Это снимает вопрос о срабатывании на всплесках, так как стабилитрон немедленно перестает проводить, как только исчезает «лишнее» напряжение (не то что КУВ, у которого память, как у слона). На рис. 6.9 показана схема «активного стабилитрона». К сожалению, схема защит на мощном стабилитроне также имеет свои недостатки. Если стабилизатор выйдет из строя, схеме защиты придется справляться с рассеянием большой

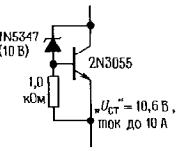


Рис. 6.9. Мощный «активный» стабилитрон

мощности ($U_{ст} I_{огр}$) и она сама может выйти из строя. Это и случалось, например, с серийным источником питания для магнитного диска на напряжение 15 В и ток 4 А. Когда в нем портился проходной транзистор, на стабилитроне 16 В, 50 Вт рассеивалась мощность больше расчетной и он тоже выходил из строя.

6.07. Специальные вопросы проектирования сильноточных источников питания

Использование отдельных нестабилизированных источников для питания сильноточных цепей. Как уже упоминалось в разд. 6.03, хорошо, как правило, использовать отдельный источник для стабилитрона в мощном источнике питания. Таким путем рассеивание мощности на проходном транзисторе можно свести к минимуму, поскольку нестабилизированное напряжение, которое подается на проходной транзистор, может быть выбрано точно таким, какое нужно для достаточного «запаса сверху» (стабилизаторы типа 723 имеют для этой цели выводы питания U_+). Например, стабилизатор, дающий на выходе +5 В, 10 А, может работать от входного напряжения 10 В с размахом пульсаций около 1–2 В и отдельного источника питания +15 В для питания элементов стабилизатора (опорный источник, усилитель ошибки и т. д.). Как говорилось выше, нестабилизированное входное напряжение должно быть выбрано достаточно большим в расчете на наихудший случай напряжения в силовой линии переменного тока (200 В), а также на допуски параметров трансформатора и конденсатора.

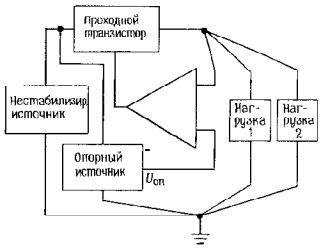


Рис. 6.10. Заземление питания в общей точке («Мекка» заземления).

Линии связей. Для источников питания с большим выходным током или источников прецизионного напряжения следует тщательно продумать линии соединений в самом стабилизаторе и между стабилизатором и его нагрузкой. Если несколько различных приборов работают в качестве нагрузки одного стабилизатора, то все они должны присоединяться к источнику питания в точке, в которой подключен и датчик выходного напряжения стабилизатора, иначе флуктуации тока в одной из нагрузок повлияют на напряжение, поступающее к остальным нагрузкам (рис. 6.10).

В действительности хорошо иметь, как показано на схеме, общую точку заземления («Мекка») для нестабилизированного питания, опорного источника и т. д. Проблему падения напряжения в соединительных проводах между источником питания и нагрузкой с большим током иногда можно решить путем вынесения измерительных элементов: клеммы, ведущие обратно к усилителю ошибки и опорному источнику, выводятся отдельно на клеммную колодку источника питания и могут или присоединяться к выходам стабилизированного напряжения прямо на этом месте (обычный способ), или от них могут быть проложены шины дальше и присоединены к нагрузке рядом с выводами напряжения питания (этот способ требует наличия четырех проводов, два из которых должны быть расчитаны на большие токи нагрузки). У большинства серийных источников питания имеется перемычка на задней стенке, соединяющей измерительные входы стабилизатора с его выходом, которую можно убрать для «вынесения» измерительных входов. Аналогично включаются четырехпроводные резисторы для измерения тока нагрузки при построении источников питания с точно удерживаемым постоянным значением тока в нагрузке. Более подробно об этом описано в разд. 6.24.

Параллельное включение проходных транзисторов. Если от источника питания требуются большие значения выходного тока, то приходится применять несколько проходных транзисторов, соединенных параллельно. При этом из-за разброса параметра $U_{БЭ}$ приходится последовательно с эмиттером каждого из них ставить небольшой резистор, как показано на рис. 6.11. Эти резисторы приблизительно одинаково распределяют ток между проходными транзисторами. Значение R выбирается таким, чтобы падение напряжения на резисторе было ~ 0.2 В при максимальном значении выходного тока. Мощные ПТ могут быть соединены параллельно без дополнительных элементов благодаря отрицательному наклону зависимости их тока стока от температуры (рис. 3.13).

Область безопасной работы (ОБР). Последнее замечание о мощных транзисторах: явление, известное как «лавинный пробой», ограничивает одновременно и

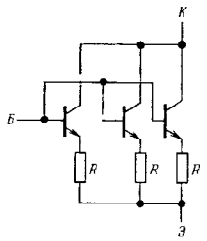


Рис. 6.11. Применение «балластных» эмиттерных резисторов при параллельном включении мощных биполярных транзисторов.

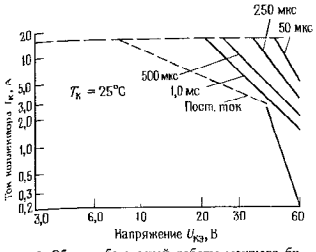


Рис. 6.12. Область безопасной работы мощного биполярного транзистора 2N3055 (с разрешения Motorola, Inc.). — — — ограничен сечением выводов; - - - температурное ограничение $T_к = 250°C$ (отдельные импульсы); _____ ограничение лавинного пробоя.

ток, и напряжение, которое может быть приложено к любому конкретному транзистору, поэтому изготовителем указывается область безопасной работы (это совокупность диапазонов безопасных напряжений при данном токе в зависимости от времени его протекания). Лавинный пробой связан с образованием «горячих точек» в транзисторных переходах и возникающем вследствие этого неравномерном распределении полного тока нагрузки. Этот факт накладывает на ток коллектора более жесткие ограничения, чем максимум рассеиваемой мощности (кроме случаев малых напряжений между коллектором и эмиттером). На рис. 6.12 показана область безопасной работы для широко применяемого транзистора 2N3055. При $U_{КЭ} > 40$ В лавинный пробой ограничивает постоянный ток коллектора до величин меньших, чем позволяет максимальное значение рассеиваемой мощности (115 Вт). На рис. 6.13 показана область безопасной работы для двух подобных друг другу мощных высокочастотных транзисторов: биполярного $n-p-n$-транзистора 2N6274 и n-канального МОП-транзистора VNE003A. При $U_{КЭ} > 10$ В лавинный пробой ограничивает постоянный ток коллектора $n-p-n$-транзистора значениями, соответствующими мощности рассеяния меньшей, чем максимально допустимая паспортная величина 250 Вт. Эта проблема не столь серьезна для коротких импульсов и фактически перестает просматриваться при длительности импульсов менее 1 мс. Обратите внимание на то, что МОП-транзистор не подвержен лавинному пробою; его ОБР ограничена максимально допустимым током (ограничение вносит сечение проводников, а их сопротивление для коротких импульсов тока выше, чем на постоянном токе), допустимой мощностью рассеяния и максимально до-

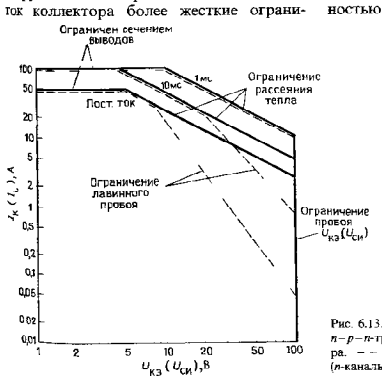


Рис. 6.13. Сравнение ОБР мощного биполярного $n-p-n$-транзистора и n-канального МОП-транзистора. - - - 2N6274 (*прп*); _____ VNE003A (n-канальный МОП)

пустимым напряжением затвор–исток. Более подробно об этом сказано в гл. 3, там где рассматриваются мощные транзисторы.

6.08. Программируемые источники питания

Часто возникает необходимость в наличии такого источника питания, который можно регулировать вплоть до нулевого напряжения, особенно в случае стендовых источников, где такая гибкость существенна. Кроме того, часто целесообразно «программировать» выходное напряжение каким-либо другим напряжением, цифровым кодом или, например, ручным переключателем. На рис. 6.14 показана классическая схема источника питания, допускающая регулировку $U_{вых}$ вплоть до нулевого (в отличие от схем, использующих ИМС 723). Отдельный расщепленный источник питания питает стабилизатор и дает точное опорное отрицательное напряжение (об опорных источниках подробнее см. разд. 6.14 и 6.15). Резистор R_1 служит для установки выходного напряжения, и, так как инвертирующий вход потенциально заземлен, оно может меняться до нуля (при нулевом сопротивлении R_1). Поэтому когда схема стабилизатора (это может быть интегральная схема или собранная из отдельных элементов)

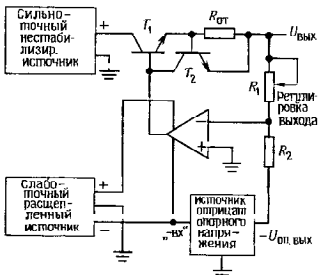


Рис. 6.14. Стабилизатор с регулируемым до 0 В выходом.

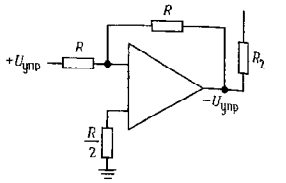


Рис. 6.15.

питается от расщепленного источника, не возникает трудностей, обусловленных низким выходным напряжением.

Чтобы сделать стабилизатор программируемым внешним напряжением, просто заменим $U_{оп}$ напряжением, задаваемым извне (рис. 6.15). Остальная часть схемы останется без изменений. Резистор R_1 теперь будет масштабировать $U_{упр}$.

Управление цифровым кодом можно получить заменой опорного напряжения на устройство, называемое «цифро-аналоговый преобразователь» (ЦАП) с токоотбирающим выходом. Эти устройства, которые мы рассмотрим позже, преобразуют двоичный код на входе в пропорциональный по току (или напряжению) сигнал на выходе. Хорошим выбором здесь будет устройство AD7548 – монолитный 12-разрядный ЦАП с токоотбирающим выходом стоимостью около 9 долл. Заменив R_2 на ЦАП, получим источник питания, программируемый цифровым кодом с шагом задания выходного напряжения, равным 1/4096 (2^{-12}). Так как на инвертирующем входе потенциальная земля, от ЦАП не требуется значительного рабочего диапазона по напряжению. На практике R_1 используется для выставления определенного масштаба преобразования цифрового кода, например 1 мВ на единицу входного кода.

6.09. Пример схемы источника питания

Лабораторный стенд питания, схема которого показана на рис. 6.16, дает возможность собрать вместе все проектные

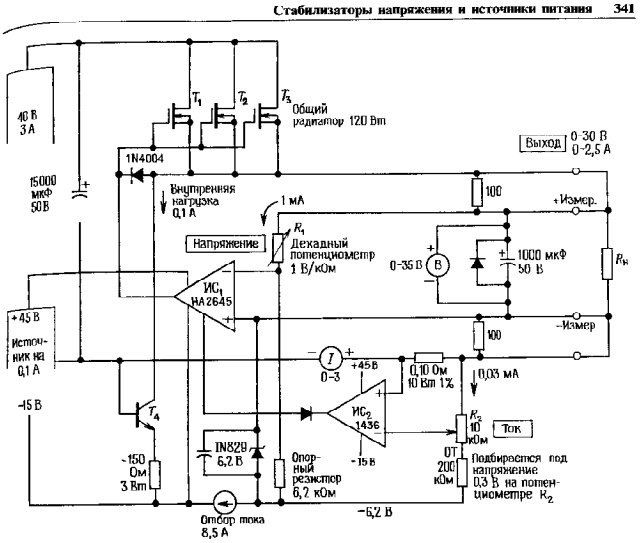


Рис. 6.16. Лабораторный блок питания.

идеи. Для стендового питания общего назначения важна возможность регулировать выход стабилизированного питания вплоть до нулевого напряжения, поэтому для питания стабилизатора используется дополнительный расщепленный источник. IC_1 – это высоковольтный операционный усилитель, который может работать при полном напряжении питания 80 В. На выходе в качестве проходного транзистора мы использовали параллельно включенные мощные МОП-транзисторы, исходя из двух соображений – простоты возбуждения затвора и превосходной ОБР (характеристическая особенность всех мощных МОП-транзисторов). Такая комбинация обеспечивает рассеяние достаточной мощности (60 Вт на транзистор при температуре корпуса 100°С), необходимую даже для умеренных значений тока, если обеспечивается столь широкий диапазон выходного напряжения. Последнее объясняется тем, что нестабилизированное входное напряжение должно быть достаточно большим, чтобы обеспечить максимум стабилизированного выходного напряжения, а в результате при низком напряжении на выходе падение напряжения на проходных транзисторах будет большим. В некоторых источниках эта проблема решается тем, что используется несколько диапазонов выходного напряжения и соответственно этому переключается и нестабилизированное входное напряжение. Имеются даже схемы, в которых нестабилизированный вход поступает с регулируемого напряжением трансформатора, управляемого в такт с выходом. В обоих случаях, правда, теряется возможность дистанционного программирования.

Упражнение 6.4. Чему равна максимальная мощность рассеяния в проходных транзисторах на этой схеме?

R_1 – это прецизионный многодекадный потенциометр для прецизионной и линейной регулировки выходного напряжения. Выходное напряжение сравнивается с опорным, получаемым от прецизионного стабилитрона 1N829 (температурный коэффициент $5 \cdot 10^{-6}$ /°C при токе стабилитрона 7,5 мА). Эта схема ограничения тока существенно лучше простого токового ограничителя, который обсуждался выше, так как при использовании стендового питания иногда желательно установить точный и стабильный предел тока нагрузки. Обратите внимание на необычный (но удобный) метод ограничения тока путем его отвода через предназначенный для частотной коррекции вывод микросхемы $ИС_1$, у которого при работе с малым током коэффициент усиления равен единице. Обеспечивая высокую степень стабилизации как напряжения (во всем диапазоне вплоть до 0 В), так и тока, данное устройство становится достаточно гибким в использовании лабораторным источником питания. При этом указанный способ ограничения тока делает этот источник питания также удобным источником неизменного тока. Транзистор T_4 обеспечивает постоянную токовую нагрузку 100 мА, обеспечивая хороший рабочий режим схемы даже при значениях выходных напряжения или тока, близких к нулю, за счет удержания проходных транзисторов в активном режиме. Этот приемник тока позволяет источнику питания «поглощать» некоторый ток от нагрузки без увеличения выходного напряжения. Это целесообразно при работе с некоторыми необычными видами нагрузки, с которыми иногда приходится сталкиваться, например, прибор с собственным источником питания, который может подать некоторый ток на выводы стенда питания.

Отметим наличие внешних измерительных входов, не слишком правильно соединенных с входными клеммами источника питания. Для прецизионного регулирования напряжения на нагрузке следовало бы подвести измерительные цепи к самой нагрузке, избегая падения напряжения на связующих проводниках, создающих паразитные цепи обратной связи.

6.10. Другие ИМС стабилизатора

ИМС 723 была оригинальным стабилизатором напряжения и все еще остается полезной. Существуют несколько улучшенных версий, которые, однако, во многом работают таким же образом, и вам при проектировании стабилизированного источника питания следует их рассмотреть. Микросхемы LAS10000 и LAS1100 фирмы Lambda, а также SG3532, выпускаемая фирмой Silicon General, могут работать при уменьшении входного напряжения вплоть до 4,5 В, поскольку в них используется «опорный источник с напряжением запрещенной зоны» (см. разд. 6.15), выдающий 2,5 В, а не 7,15 В напряжения стабилитрона, как в ИМС 723. В этих микросхемах имеются также встроенные схемы, отключающие питание кристалла при его перегреве; сравните с решением в стабилитроне 723 (выгорание!). Хотя у этих стабилизаторов выводы с теми же названиями, вы не можете просто вставить их в разъем, предназначенный для ИМС 723, так как (помимо прочих отличий) они предполагают более низкое опорное напряжение. Еще один стабилизатор, подобный ИМС 723,– это MC1469 (и его двойник с отрицательным питанием MC1463) фирмы Motorola.

Если вы посмотрите на современные схемы источников питания, то вы не часто встретите ИМС 723 или даже ее только что перечисленные улучшенные ве Вместо этого вы увидите главным образом такие ИМС, как 7805 или 317, примечательной особенностью которых является отсутствие внешних элементов (ИМС 7805 не требуется ни одного!). В большинстве случаев вы можете получить все параметры, которые вам требуются, от этих имеющих высокую степень интеграции и простых в использовании «трехвыводных» стабилизаторов, включая сюда большой выходной ток (до 10 А) без внешних проходных транзисторов,

юстраиваемое выходное напряжение, ревосходную степень стабилизации и строенные схемы ограничения тока и ермовыключатель. Вскоре мы поговоим о них, но вначале в качестве прелюии рассмотрим а) проектирование нестализированного источника питания и б) сточники опорного напряжения.

НЕСТАБИЛИЗИРОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Все стабилизированные источники питания требуют для своей работы источника нестабилизированного питания постоянного тока», который мы начали рассматривать в разд. 1.27 вместе с расчетами выпрямителей и величины пульсаций. Посмотрим на данный предмет более детально, начав со схемы, представленной на рис. 6.17. Это источник нестабилизированного питания +13 В (номинал), предназначенный для использования со стабилизатором +5 В, 2 А. Рассмотрим эту схему слева направо, отмечая вопросы, о которых надо помнить при проектировании подобных устройств.

6.11. Компоненты линии переменного тока

Трехпроводная связь. Всегда используйте трехпроводный шнур с нейтральной зеленой жилой, присоединенной к кожуху прибора. Без заземления прибор может оказаться смертоносным в случае пробоя изоляции трансформатора или случайного контакта одной из шин питания (от сети) с кожухом прибора. Если кожух заземлен, то при такой неисправности просто сгорит предохранитель.

Линейный фильтр и устройство подавления переходных процессов. В этой схеме мы применяем простой сетевой *LC*-фильтр. Вообще часто обходятся без таких фильтров, но с ними лучше, во-первых, потому, что они препятствуют возможному радиоизлучению из силовых проводов, а во-вторых, потому, что эти фильтры убирают помехи, которые наводятся извне в линии питания. Фильтры для линий питания с великолепными параметрами выпускают несколько фирм, например Corcom, Cornell-Dubilier, Sprague. Эксперименты показали, что большие всплески (от 1 до 5 кВ) иногда случаются в любых линиях сетевого питания, а всплески поменьше встречаются чаще. Сетевые фильтры довольно эффективно снижают действие таких помех.

В многих ситуациях желательно использование «гасителя переходных процессов», показанного на схеме. Это – устройство, которое проводит ток, как только напряжение на его выводах превосходит определенный предел (действует как двусторонний высоковольтный стабилитрон). Устройства эти невелики и дешевы и могут гасить опасные импульсы тока в сотни ампер. Гасители переходных процессов выпускаются многими фирмами, например GE и Siemens. В табл. 6.2 и 6.3 приведены данные фильтров радиочастотных помех и гасителей переходных процессов.

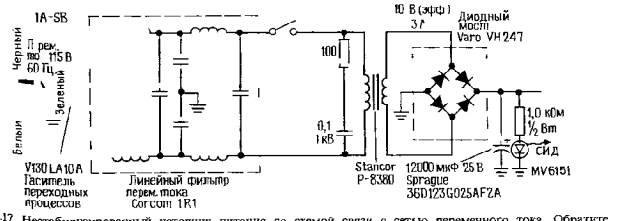


Рис. 6.17. Нестабилизированный источник питания со схемой связи с сетью переменного тока. Обратите внимание на цветовую маркировку проводов сетевого питания.

Таблица 6.2. Гасители переходных процессов переменного тока 130 В

Фирма-изготовитель	Обозначение	Диаметр, мм	Энергия, Вт·с	Пиковый ток, А	Емкость, пФ
GE	V130LA1	8,64	4	500	180
Siemens	S07K130	8,89	6	500	130
GE	V130LA10A	16,51	30	4000	1000
Siemens	S14K130	17,02	22	2000	1000
GE	V130LA20B	22,61	50	6000	1900
Siemens	S20K130	23,11	44	4000	2300

Таблица 6.3. Фильтры для линий переменного тока 115 В

Фирма-изготовитель	Обозначение	Схема	Ток, А	Типичное ослабление [1] (50 Ом/50 Ом), дБ			Соединительные выводы
				150 кГц	500 кГц	1 МГц	
Corcom	3EF1	π-образный	3	15	25	30	Общего назначения
	3EC1	«	3	20	30	37	Высокое ослабление
	3EDSC2-2	«	3	32	37	44	С предохранителем
	2EDL1S	«	2	14	—	24	С предохранителем и выключателем
Curtis	F2100CA03	«	3	15	25	30	Общего назначения
	F2400CA03	«	3	22	35	40	Высокое ослабление
	F2600FA03	«	3	21	35	41	С предохранителем
	PE810103	«	3	18	24	30	С предохранителем и выключателем
Delta	03GEEG3H	«	3	24	30	38	Общего назначения
	03SEEG3H	Двойной π-образный	3	42	65	70	Высокое ослабление
	04BEEG3H	π-образный	4	26	35	40	С предохранителем
	03CK2	«	3	35	40	40	С предохранителем и выключателем
	03CR2	Двойной π-образный	3	50	60	55	То же, высокое ослабление
Schaffner	FN323-3	π-образный	3	22	32	36	Общего назначения
	FN321-3	«	3	35	43	46	Высокое ослабление
	FN361-2	«	2	25	40	46	С предохранителем
	FN291-2.5	«	2.5	25	40	46	С предохранителем ключателем
	FN1393-2.5	«	2,5	40	45	42	То же, высокое ние
Sprague	3JX5421A	«	3	15	25	30	Общего назначения
	3JX5425C	«	3	20	30	37	Высокое ослабление
	200JM6-2	«	6	12	25		С предохранителем

[1] Значения ослабления радиочастотных помех измерены в 50-омной системе и их нельзя брать за основу, чтобы предсказать характеристики фильтра в сети переменного тока

Плавкий предохранитель. Плавкий предохранитель – существенная деталь любого предмета электронного оборудования. Большие щитовые предохранители на 15–20 А не защитят электронное оборудование, поскольку они срабатывают только в случае превышения общего расчетного тока проводки. Например, если проводка в здании сделана проводами стандартного номера сечения, то предохранители будут рассчитаны на 15 А. Если же замкнется накоротко конденсатор фильтра в только что рассмотренной схеме (довольно обычная неисправность), то ток в первичной обмотке трансформатора может достичь 5 А вместо обычного 0,25 А. Общий предохранитель не сгорит, но ваш прибор превратится в электроплитку или костер, поскольку на трансформаторе будет рассеиваться мощность более 500 Вт!

Несколько замечаний о плавких предохранителях. Во-первых, в блоках питания лучше использовать медленно действующие предохранители, поскольку имеют место большие токи переходных процессов при включении (например, при зарядке конденсаторов фильтра). Во-вторых, вы можете кое-что недоучесть при расчете номинального тока срабатывания предохранителя. Дело в том, что в источнике питания постоянного тока велико отношение эффективного (действующего) значения тока к его среднему значению ввиду малости угла проводимости (части цикла, когда диоды выпрямителя находятся в проводящем состоянии). Проблема усугубляется, когда конденсаторы фильтра имеют большую емкость. В результате эффективное значение тока будет значительно выше чем вы могли бы предположить. Лучше всего в этой ситуации поступать следующим образом: измерить ток амперметром «истинного действующего значения», а затем выбрать предохранитель с током срабатывания по меньшей мере на 50% большим измеренной величины (чтобы учесть перенапряжение в сети, эффект «усталости» предохранителя и т. п.). И наконец, последнее замечание. Подводя провода к держателю предохранителя (к тому, что обычно применяется для предохранителей 3AG, которые почти универсальны для любого электронного оборудования), делайте это таким образом, чтобы человек, меняющий предохранитель, не мог случайно коснуться силовой линии. Для этого нужно «горячий» провод подводить только к заднему выводу предохранителя (один из авторов убедился в этом на собственном опыте!). Серийно выпускаемые сетевые коннекторы с встроенным держателем предохранителя сделаны обычно так, что предохранитель нельзя достать, не сняв разъем питания.

Риск электрического удара. Из изложенного следует, что неплохо было бы все места соединений внутри прибора, на которых есть напряжение сети, изолировать тефлоновыми трубками («кембриками»), дающими усадку при нагревании (использование внутри электронных приборов «фрикционной» ленты или электрической изоляционной ленты – это чистая партизанщина). Поскольку большинство транзисторных схем работает на относительно низких постоянных напряжениях – от ± 15 до ± 30 В или около, единственное место в большинстве электронных приборов (конечно, есть и исключения), где может стукнуть током, – это провода силового питания. Очень коварен в этом отношении выключатель на передней панели устройства, так как он близок к другой, низковольтной, проводке. Ваш измерительный прибор (в худшем случае – ваши руки) может легко вступить в контакт с этим напряжением при измерительных работах.

Полезные мелочи. Мы предпочитаем использовать «входные силовые модули», включающие в себя 3-контактный разъем IEC (позволяющий вытаскивать шнур сетевого питания) и некоторый набор из сетевого фильтра, держателя предохранителя и сетевого выключателя. Например, разъемы серии FN380 фирмы Schaffner (или серии L фирмы Corcom) имеют все перечисленные компоненты и могут пропускать ток до 2–6 А. Есть модификации разъемов этой серии, позволяющие включать плавкие предохранители и разрывать при выключении одну или обе линии сети.

и кроме того, они имеют фильтры нескольких конфигураций. Перечислим еще несколько изготовителей подобного типа разъемов: это фирмы Curtis, Delta и Power Dynamics (табл. 6.3).

В представленной на рис. 6.17 схеме мы применили для индикации включения питания светоизлучающий диод (СИД) с токоограничивающим («гасящим») резистором, запитанный от нестабилизированного напряжения постоянного тока. Вообще говоря, лучше подавать на СИД стабилизированное напряжение – здесь нет всплесков при выключении нагрузки и не проявляются колебания напряжения сети.

Цепь из последовательно соединенных резистора 100 Ом и конденсатора 0,1 мкФ, поставленная параллельно первичной обмотке трансформатора, предупреждает появление больших переходных процессов индуктивного характера, которые могли бы возникать при выключении. Часто обходятся без такой цепи, но лучше этого не делать, особенно в оборудовании, которое будет работать рядом с ЭВМ или другим цифровым устройством. Иногда такие RC-амортизаторы ставят параллельно выключателю, что то же самое.

6.12. Трансформаторы

Теперь о трансформаторе. Никогда не стройте прибора, работающего от сети переменного тока без трансформатора! Так поступать – это играть с огнем. Бестрансформаторные источники питания, предпочитаемые некоторыми потребителями электронной аппаратуры (радиоприемники, телевизоры и т. д.) за их дешевизну, ставят схему под высокое напряжение по отношению к внешнему заземлению (водопроводные трубы и т. п.). Этого не должно быть в приборах, предназначенных для связи с каким-либо другим оборудованием, и вообще этого следует избегать. Будьте крайне осторожны, работая с подобным оборудованием: даже простое подключение щупа осциллографа к шасси может дать очень неприятный эффект.

Выбор трансформатора – более сложное дело, чем можно было бы ожидать. Одна из причин заключается в том, что изготовители долго раскачивались с выпуском трансформаторов на те значения напряжения и тока, которые подходят для транзисторных схем (каталоги забиты трансформаторами, разработанными еще для электронных ламп), и нужный вам трансформатор часто приходится мотать самому, чего вам совсем не хочется. Отличается от прочих фирма Signal Transformer Company, предлагающая большой выбор трансформаторов и быстро их поставляющая. Не проглядите возможность получить трансформаторы, сделанные на заказ, если вам их требуется больше нескольких штук.

Даже если считать, что у вас есть такой трансформатор, какой вы хотите, все равно еще надо решить, какие величины напряжения и тока будут для вас наилучшими. Чем меньше входное напряжение стабилизатора, тем меньше рассеяние мощности на проходном транзисторе. Но надо быть абсолютно уверенным в том, что входное напряжение стабилизатора не упадет ниже необходимого минимума – обычно от 2 до 3 В над уровнем стабилизированного напряжения, – иначе можно получить провалы стабилизированного уровня с пульсациями на удвоенной частоте сети. Здесь сказываются пульсации нестабилизированного напряжения, поскольку существует минимум входного напряжения для стабилизатора, превышающий некоторое критическое напряжение. Рассеяние мощности на транзисторе определяется средним значением входного напряжения стабилизатора.

Для примера: в стабилизаторе на +5 В можно иметь входное напряжение +10 В при минимуме пульсации, которая сама по себе может легко достигать 1–2 В. Зная напряжение во вторичной обмотке, можно получить довольно точную оценку напряжения постоянного тока, снимаемого с выпрямительного моста: на вершине пульсации это пик выпрямленного напряжения, приблизительно в 1,4 раза больший среднеквадратичного значения напряжения вторичной обмотки, за вычетом падения напряжения на двух диодах. Однако нужно провести и практические измерения, если вы стараетесь построить стабилизатор с минимальным падением напряжения на нем, так как истинное значение выходного напряжения нестабилизированного источника питания зависит также от параметров трансформатора, которые трудно учесть заранее: сопротивление обмотки и магнитная проницаемость сердечника, которые влияют на напряжение под нагрузкой. Удостоверьтесь, что измерения производятся в наихудших условиях: полная нагрузка и минимальное напряжение питающей сети. Помните, что большие конденсаторы фильтра имеют очень большой разброс: от −30 до +100%. Есть смысл применять трансформаторы с набором входных клемм на первичной обмотке, если они доступны, для окончательной регулировки выходного напряжения. Трансформаторы серий Triad F-90X и Stancor TP обладают в этом смысле большой гибкостью.

Еще одно замечание о трансформаторах: иногда расчет тока делается для эффективного тока вторичной обмотки, в частности для трансформаторов для работы с омической нагрузкой (например, для трансформаторов накала). Так как схема выпрямителя проводит ток в течение только малой части цикла (в то время, когда конденсатор действительно заряжается), эффективное значение тока и рассеиваемая мощность (I^2R) могут превзойти допустимое значение тока нагрузки, соответствующее расчетному среднеэффективному значению. Ситуация усугубится, если увеличить емкость конденсатора для сглаживания пульсаций до стабилизатора, – это просто потребует большей мощности трансформатора. В этом отношении лучше двухполупериодный выпрямитель, поскольку он использует большую часть периода напряжения переменного тока.

6.13. Элементы схемы, работающие на постоянном токе

Конденсатор фильтра. Конденсатор фильтра выбирается достаточно большой емкости для уменьшения пульсаций до приемлемой величины и рассчитывается на достаточное напряжение, чтобы выдержать худший вариант – отсутствие нагрузки и максимальное напряжение сети. Для схемы на рис. 6.17 пульсации составят 1,5 В (двойное ампл. значение) при полной нагрузке. Из опыта проектирования можно рекомендовать использование электролитических конденсаторов, подобных тем, которые используются в ЭВМ (они выпускаются в виде цилиндров с резьбовым выводом с одной стороны), например типа Sprague 36D. На небольшие значения емкостей большинство изготовителей выпускают конденсаторы такого же качества в варианте с осевыми выводами (по одному проводнику торчит с каждого конца), например типа Sprague 39D. Помните о большом допуске значений емкости!

Здесь полезно вернуться к разд. 1.27, где впервые обсуждался вопрос о пульсациях. Всегда, кроме случая импульсных стабилизаторов (разд. 6.19 и следующие), можно прикинуть напряжение пульсаций, считая выходной ток постоянным и равным максимальному току нагрузки. Действительно, вход подключенного к схеме стабилизатора потребляет постоянный ток. Это упрощает расчеты, поскольку разряд конденсатора происходит по линейному закону и не надо возиться с постоянными времени или экспонентами (рис. 6.18).

Например, вы хотите выбрать конденсатор фильтра для нестабилизированной части источника питания +5 В, 1 А, и предположим, что уже выбрали трансформатор с эффективным значением напряжения вторичной обмотки 10 В, обеспечивающий после выпрямителя 12 В

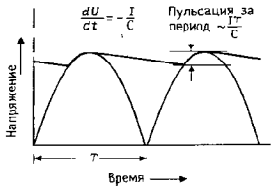


Рис. 6.18.

постоянного тока на пике пульсации при полном токе нагрузки. При минимальном падении напряжения на проходном транзисторе стабилизатора на 2 В входное напряжение стабилизатора не должно никогда падать ниже +7 В (знакомая вам ИМС 723 требует +9,5 В, но соответствующие трехвыводные стабилизаторы, описанные ниже, в разд. 6.16, оказываются более покладистыми). Так как надо подстраховаться от возможных отклонений напряжения в сети на 10% в любую сторону, максимальный размах пульсаций не должен превышать 2 В за период. Тогда $2\ \text{В} = T(dU/dT) = TI/C = 0{,}008\ \text{с} \times 1{,}0/C$, откуда $C = 4000$ мкФ. Электролитический конденсатор 5000 мкФ на 25 В – это выбор с подстраховкой из-за возможного 20%-ного допуска значения емкости конденсатора. При выборе конденсатора фильтра не забывайте о следующем: конденсатор излишне большой емкости не только съедает пространство, но и увеличивает нагрев трансформатора (уменьшая угол проводимости и тем самым увеличивая отношение $I_{эфф}/I_{ср}$). Кроме того, это увеличивает и нагрузку на выпрямитель.

«Гасящий» резистор с СИД, установленные параллельно выходу на схеме рис. 6.17, разряжают конденсатор за несколько секунд в условиях отсутствия нагрузки. Это полезно, так как, если конденсатор источника питания остается заряженным после того как источник выключен, можно легко повредить какие-нибудь схемные элементы, ошибочно считая, что напряжения в схеме нет.

Таблица 6.4. Выпрямители

Тип	Напряжение пробоя $U_{обр}$, В	Прямой перепад $U_{пр}$[1] (тип.), В	Средний ток $I_{ср.макс}$, А	Корпус и выводы, вид монтажа	Примечания
Общецелевые					
1N4001-7	50–1000	0,9	1	Проводами	Популярный
1N5059-62	200–800	1,0	2	То же	
1N5624-72	200–800	1,0	5	—»—	
1N1183A-90A	50–600	0,9	40	Штыревой	Популярный; –R для маркировки обратной полярности
Быстрое восстановление ($t = 0{,}1$ мкс тип.)					
1N4933-7	50–600	1,0	1	Проводами	
1N5415-9	50–500	1,0	3	То же	
1N3879-83	50–400	1.2	6	Штыревой	–R для маркировки обратной полярности
1N5832-34	50–400	1.0	20	То же	То же
Шоттки (малое $U_{пр}$, высокое быстродействие)					
1N5817-19	20–40	0,6 макс.	1	Проводами	
1N5820-22	20–40	0,5 макс.	3	То же	
1N5826-28	20–40	0,5 макс.	15	Штыревой	
1N5832-34	20–40	0,6 макс.	40	То же	
Двухполупериодные мосты					
3N246-52	50–1000	0.9	1	Пластмассовый однорядный	MDA100A
3N253-59	50–1000		2	То же	MDA200
MDA970A1-A5	50–400	0,85	8	Монтируется на шасси	
MDA3500-10	50–1000		35	То же	
Специального назначения					
GE A570A-A640L	100–2000	1,0 макс.	1500	Типа большой кнопки	Ток!
Semtech SCH5000–25000	5000–25000	7–33 макс.	0.5	Проводами	Высокие напряжения, ток, быстродействие (0,2 мкс
Varo VF25-5–40	5000–40000	12–50 макс.	0,025	То же	Высокое напряжение
Semtech SCKV100K3–200K3	100–200 кВ	150–300	0,1	Пластмассовый стержень	Очень высокое напряжение

[1] Измеряется при среднем токе.

Выпрямители. Прежде всего следует отметить, что диоды, применяемые в источниках питания, это совсем не то, что малосигнальные диоды 1N914, применяемые в схемотехнике. Сигнальные диоды рассчитаны на высокое быстродействие (несколько наносекунд), малые токи утечки (несколько наноампер) и малую емкость (несколько пикофарад); они могут выдерживать ток до 100 мА, а напряжение пробоя редко превосходит 100 В. Выпрямительные диоды и мосты, предназначенные для работы в источниках питания, выдерживают ток от 1 до 25 А и более, а напряжение пробоя их – от 100 до 1000 В. У них сравнительно большие токи утечки (от микроампер до миллиампер) и довольно большая емкость переходов. Они не предназначены для высоких скоростей переключения. Перечень ряда широко применяемых типов выпрямителей приведен в табл. 6.4.

Типичными представителями выпрямителей являются устройства серии 1N4001–1N4007, рассчитанные на ток 1 А, с напряжением обратного пробоя от 50 до 1000 В. Серия 1N5625 рассчитана на 3 А, что является почти наивысшим возможным значением тока для элемента в герметичном корпусе с выводами под печатный монтаж (охлаждение за счет теплопроводности выводов). Популярная серия 1N1183A – типичные сильноточные, оснащенные штыревыми выводами выпрямители, с расчетным током 40 А и напряжением пробоя до 600 В. Популярны и мостовые выпрямители в пластиковых корпусах, монтируемые на печатных платах, с расчетным током 1 и 2 А и монтируемые на шасси, рассчитанные на 25 А и более. Для тех применений, где важно высокое быстродействие (например, преобразователи постоянного тока, см. разд. 6.19), используются диоды с быстрым восстановлением, например одноамперные диоды серии 1N4933. В низковольтных схемах может оказаться желательным использование диодов Шоттки, например серии 1N5823 с прямым падением напряжения менее 0,4 В при токе 5 А.

ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Необходимость в хорошем источнике опорного напряжения часто возникает во многих схемах. Например, вам нужно построить прецизионный источник стабилизированного питания с лучшими характеристиками, чем у готовых стабилизаторов типа 723 (поскольку интегральные схемы стабилизаторов рассеивают заметную мощность из-за наличия встроенных проходных транзисторов, они могут довольно ощутимо нагреваться с соответствующим дрейфом параметров), или нужно построить прецизионный источник тока (т. е. схему со стабилизированным выходным током). Далее, есть еще одна область, в которой нужны прецизионные источники опорных напряжений (но не прецизионные источники питания), – это проектирование точных вольтметров, омметров или амперметров.

Существуют два вида источников опорного напряжения – стабилитроны и так называемые источники опорного напряжения с шириной запрещенной зоны полупроводника («$U_{бэ}$-стабилитроны», см. разд. 6.15); каждый из них может использоваться как сам по себе, так и в составе ИМС источника опорного напряжения.

6.14. Стабилитроны

Простейшим видом источников опорного напряжения является стабилитрон – прибор, который мы рассматривали в разд. 1.06. В сущности это диод, работающий при обратном смещении на участке, соответствующем напряжению пробоя, где ток пробоя очень быстро возрастает при дальнейшем росте напряжения. Чтобы использовать этот диод в качестве источника опорного напряже-

ния, надо обеспечить прохождение через него приблизительно постоянного тока. Обычно это делается с помощью резистора, подключенного к достаточно высокому напряжению, и таким образом строится наиболее примитивный стабилизированный источник.

Стабилитроны выпускаются на целый ряд значений напряжения – от 2 до 200 В (их напряжения имеют тот же набор значений, что и сопротивления стандартных 5%-ных резисторов), с допустимой мощностью рассеяния от долей ватта до 50 Вт и допуском на напряжение стабилизации от 1 до 20%. Привлекательные на первый взгляд в качестве опорных источников напряжения для различных целей стабилитроны, однако, не так просты в использовании по многим причинам: они имеют конечный набор значений напряжения, у них большой допуск на напряжение стабилизации (кроме дорогих прецизионных стабилитронов), они сильно шумят и их напряжение зависит от тока и температуры. Вот пример двух последних эффектов: стабилитрон на 27 В из распространенной серии 1N5221 стабилитронов на 500 мВт имеет температурный коэффициент порядка +0,1%/°С, и в силу этого его напряжение меняется на 1%, когда ток изменяется от 10 до 50% от максимального.

Есть исключение из правила о плохих характеристиках стабилитронов. Оказывается, что в окрестности значения напряжения стабилизации 6 В стабилитроны мало чувствительны к изменениям тока и при этом имеют почти нулевой температурный коэффициент. Этот эффект виден на кривых рис. 6.19, полученных путем измерения стабилитронов с разными напряжениями. Это характерное поведение связано с тем, что в стабилитронах в действительности используются два разных механизма пробоя: зенеровский и лавинный; первый – при низком напряжении, второй – при высоком. Если стабилитрон используется только как стабильный источник напряжения и вам все равно, каково будет это напряжение, то лучше всего взять один из компенсированных опорных стабилитронов, состоящих из стабилитрона приблизительно на 5,6 В и последовательно с ним соединенного диода, смещенного в прямом направлении. Напряжение стабилитрона выбирается так, чтобы взаимно компенсировать положительный температурный коэффициент стабилитрона и отрицательный температурный коэффициент диода, соответствующий около −2,1 мВ °С.

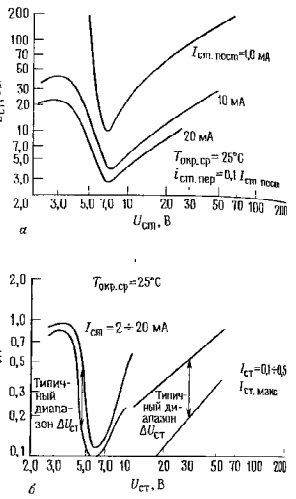


Рис. 6.19. Зависимость дифференциального сопротивления стабилитронов (*а*) и вариаций напряжения стабилизации стабилитронов (*б*) от номинального напряжения стабилизации (с разрешения Motorola, Inc.).

Как видно из рис. 6.20, температурный коэффициент зависит от рабочего тока, а также от напряжения стабилитрона. Поэтому, выбирая ток стабилитрона, можно как-то «подстроить» температурный коэффициент. Из таких стабилитронов со встроенными последовательно диодами получаются неплохие источники опорного напряжения. Для примера: серия дешевых стабилитронов на 6,2 В

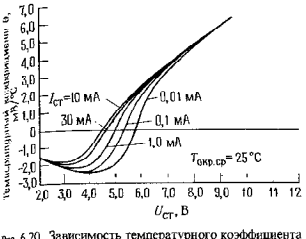


Рис. 6.20. Зависимость температурного коэффициента напряжения стабилизации стабилитронов от их номинального напряжения (с разрешения Motorola, Inc.).

1N821 имеет температурные коэффициенты от 10^{-4}/°С (1N821) до $5 \cdot 10^{-6}$/°С (1N829), а стабилитроны 1N940 и 1N946 на 9 В и 11,7 В имеют температурный коэффициент $2 \cdot 10^{-6}$/°С.

Задание рабочего тока стабилитрона. Описанные выше компенсированные стабилитроны могут использоваться в схемах в качестве источников стабильного напряжения, но надо обеспечить питание их постоянным током. Для серии 1N821 изготовителем указано 6,2 В ± 5% при токе 7,5 мА с дифференциальным сопротивлением 15 Ом; таким образом, изменение тока на 1 мА изменяет напряжение в три раза сильнее, чем изменение температуры от −55 до +100°С (для прибора 1N829). На рис. 6.21 показано, как довольно просто можно обеспечить постоянный ток смещения прецизионного стабилитрона. Операционный усилитель включен как неинвертирующий усилитель и имеет на выходе стабильное напряжение, равное +10,0 В, которое используется для получения прецизионного тока 7,5 мА. Это самозапускающаяся схема, но она может включиться с любой полярностью на выходе! При «неправильной» полярности стабилитрон работает как обычный диод с прямым смещением. Включение операционного усилителя от однополярного источника питания снимает эту странную особенность. Прежде чем ставить в схему тот или иной ОУ, убедитесь, что его диапазон синфазных входных сигналов включает в себя потенциал минусовой шины источника питания (ОУ с «однополярным питанием»).

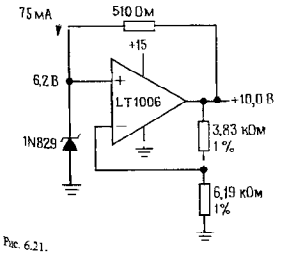


Рис. 6.21.

Существуют компенсированные специальные стабилитроны с гарантированной временной стабильностью напряжения; этот параметр, как правило, не указывается. Примеры – серия 1N3501 и 1N4890. Стабилитроны такого типа имеют гарантированную стабильность $5 \times \times 10^{-6}$/1000 ч или еще лучше. Они недешевы. В табл. 6.5 собраны характеристики некоторых стабилитронов и диодных источников опорного напряжения, а в табл. 6.6 – ряд представителей двух популярных серий стабилитронов общего назначения на 500 мВт.

Стабилитронные ИМС. Для достижения свойственных стабилизатору 723 превосходных характеристик (стабильность $U_{оп}$ $30 \cdot 10^{-6}$/°С) используется компенсированный стабилитрон. Стабилизатор 723 вполне приличный источник опорного напряжения, и совместно с необходимыми навесными элементами эта ИМС может использоваться для получения стабильного источника с любым желательным напряжением.

Стабилизатор 723, применяемый в качестве опорного источника напряжения, служит примером «трехвыводного» опорного источника, т. е. источника, для работы которого нужен внешний источник питания; в схему источника входят цепь смещения стабилитрона и буферный усилитель выходного напряжения. К трехвыводным стабилитронным ИМС относятся

Таблица 6.5. Стабилитроны и источники опорного напряжения [1]

Тип	Напряжение стабилизации [2] $U_{ст}$, В	Номинальный ток $I_{ст}$, мА	Допуск, ± %	Температурный коэффициент (макс.), 10^{-6}/°C	Нестабильность ΔU (макс.) при отклонениях, $I_{ст}$ на ±10%, мВ	Мощность (макс.), Вт	Примечания
Источники опорного напряжения							
1N821A–1N829A	6,2 6,2	7,5 7,5	5 5	±100 ±5	7,5 7,5	0,4 0,4	5 типов в серии, отличающиеся по температурным коэффициентам, указаны лучший и худший
1N4890–1N4895	6,35 6,35	7,5 7,5	5 5	±20 ±5		0,4 0,4	Долговременная стабильность не хуже 10^{-4}/1000 ч Долговременная стабильность не хуже 10^{-5}/1000 ч
Стабилитроны							
1N5221A	2,4	20	10	−850	60	0,5	60 типов в серии, от 2,4 до 200 В (5%-ный ряд номинальных значений плюс еще несколько). –В = ± 5%; популярный [3]
1N5231A	5,1	20	10	±300	34	0,5	
1N5281A	200	0,65	10	+1100	160	0,5	
1N4728A	3,3	76	10	−750	76	1,0	37 типов в серии, от 3,3 до 100 В (5%-ный ряд номинальных значений) –В = ±5%; популярный
1N4735A	6,2	41	10	+500	8	1,0	
1N4764A	100	2,5	10	+1100	88	1,0	

[1] См. также табл. 6.7 (ИМС источников опорного напряжения). [2] При номинальном токе стабилизации. [3] См. табл. 6.6 (Стабилитроны на 500 мВт).

превосходная LM369 фирмы National ($1{,}5 \cdot 10^{-6}$/°C тип.) и REF10KM фирмы Burr-Brown (температурный коэффициент не более 10^{-6}/°C); в своих схемах мы часто используем недорогую ИМС Motorola MC1404 (которая фактически является $U_{БЭ}$-стабилитроном, см. ниже). Вскоре мы более подробно рассмотрим трехвыводные источники опорного напряжения, а сейчас обратимся к двухвыводным.

Прецизионные температурно-компенсированные стабилитронные ИМС выпускаются в виде двухвыводных устройств: с точки зрения внешних электрических соединений они выглядят просто как стабилитроны, хотя в действительности содержат еще ряд активных элементов для улучшения характеристик (наиболее существенная – постоянство стабилизированного напряжения при заданном токе). Пример – недорогая схема LM329 с напряжением ~ 6,9 В. В лучшем варианте

Таблица 6.6. Стабилитроны на 500 мВт

Серия 1N5221	Серия 1N746	Напряжение стабилизации $U_{ст}$, В	Ток измерения $I_{ст}$, мА
1N5230	1N750	4,7	20
1N5231	1N751	5,1	20
1N5232	1N752	5,6	20
1N5233	—	6,0	20
1N5235	1N754	6,8	20
1N5236	1N755	7,5	20
1N5237	1N756	8,2	20
1N5240	1N758	10	20
1N5242	1N759	12	20
1N5245	1N965	15	8,5
1N5248	1N967	18	7,0
1N5250	1N968	20	6,2
1N5253	—	25	5,0
1N5256	1N972	30	4,2
1N5259	1N975	39	3,2
1N5261	1N977	47	2,7
1N5267	1N982	75	1,7
1N5271	1N985	100	1,3
1N5276	1N989	150	0,85
1N5281	1N992	200	0,65

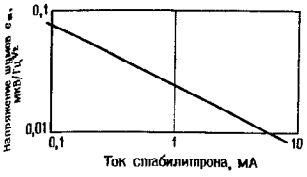


Рис. 6.22. Зависимость напряжения шумов малошумящего стабилитрона, подобного тому, который используется в стабилизаторе 723, от рабочего тока стабилитрона.

ее темп. коэффициент равен $6 \cdot 10^{-6}$/°C (тип.), 10^{-5}/°C (макс.) при постоянном токе 1 мА. Перечислим некоторые стабилитронные ИМС с необычными характеристиками: температурно-стабилизированная LM399 ($0{,}3 \cdot 10^{-6}$/°C тип.), микромощная LM385 (которая работает от тока, доходящего до 10 мкА) и выпускаемая фирмой Linear Technology ИМС LTZ1000 с ее потрясающими параметрами: типовой температурный коэффициент 0,05 × × 10^{-6}/°C, дрейф $0{,}3 \cdot 10^{-6}$/месяц и низкочастотный шум 1,2 мкВ.

К несчастью, стабилитронные ИМС, как и их дискретные аналоги, сильно шумят. Шум становится сильнее для стабилизаторов, использующих лавинный пробой, т. е. с напряжением стабилитрона больше 6 В. На рис. 6.22 показан график шума стабилитронного источника 723. Этот шум связан с поверхностными эффектами и применение стабилитронной структуры с так называемым захороненным (скрытым) или полповерхностным слоем может сильно улучшить стабильность стабилитрона и существенно уменьшить его шум. Так, только что упоминавшийся источник опорного напряжения LTZ10 на стабилитроне с захороненным слоем – самый совершенный из всех типов источников опорного напряжения. LM36 и REF10KM также имеют очень малый шум.

В табл. 6.7 перечислены характеристики почти всех выпускаемых стабилитронных ИМС, как на основе собственно стабилитронов, так и на $U_{БЭ}$-стабилитронах.

6.15. Источник опорного напряжения на $U_{БЭ}$-стабилитроне

Недавно стала получать распространение схема, известная под названием «стабилитрон с напряжением запрещенной зоны». Более точно было бы название «$U_{БЭ}$-стабилитрон». Это легко понять, вспомнив формулу Эберса – Молла для диода. В основе схемы лежит идея генерации напряжения с температурным коэффициентом, положительным и равным по абсолютной величине отрицательному температурному коэффициенту напряжения $U_{БЭ}$. При сложении этого напряжения с $U_{БЭ}$ получается напряжение с нулевым температурным коэффициентом.

Начнем с рассмотрения токового зеркала с двумя транзисторами, работающими с разной плотностью эмиттерного тока (рис. 6.23), с обычным отношением плотностей тока порядка 10 : 1. Применяя формулу Эберса – Молла, легко показать, что $I_{вых}$ имеет положительный температурный коэффициент, так как разность напряжений $U_{БЭ}$ для двух транзисторов есть просто $(kT/q)\ln\sigma$, где σ – отношение плотностей тока (см. график на рис. 2.53). Здесь может возникнуть вопрос: где взять постоянный задающий ток $I_{упр}$. Несколько позже мы покажем остроумный способ его получения. Сейчас вам надо только преобразовать этот ток в напряжение с помощью резистора и сложить с нормальным напряжением $U_{БЭ}$. Такая схема показана на рис. 6.24. Резистор R_2 устанавливает величину напряжения, которое складывается с $U_{БЭ}$ и имеет положительный температурный коэффициент. Подбирая должным образом величину R_2, получаем нулевой результирующий температурный коэффициент. Оказывается, что температурный коэффициент будет нулевым, если суммарное напряжение равно напряжению запрещенной зоны кремния (при температуре абсолютного нуля), т. е. примерно 1,22 В. Часть схемы, обведенная пунктиром, является стабилитроном. Ее выход используется (через резистор R_3) для создания постоянного тока $I_{упр}$, который мы с самого начала считали существующим.

Таблица 6.7. ИМС источников опорного напряжения

Тип	Изготовитель [1]	С напряжением запрещенной зоны	Стабилитрон	Число выводов	Наличие подстройки	Напряжение, В	Точность, %	Температурный коэффициент (тип.), 10^{-6}/°C	Напряжение питания, (мин.), В	Ток питания, мА	Выходной ток (макс.), мА	Напряжение шумов 0,1–10 Гц (тип.), мкВ (п–п)	Долговременная стабильность (тип.), 10^{-6}/1000 ч	Стабилизация: по входу (тип.), %/В	Стабилизация: по нагрузке 0–10 мА (тип.), %
Стабилизатор															
LM10C	NS +	V	—	8	V	0,20	5	30	1,1	0,3	20	—	—	0,001	0,01[1]
μA723C	FS +	—	V	14	V	7,15	3	20	9,5	2,3	65	—	1000	0,003	0,03
SG3532J	SG +	V		10	V	2,50	4	50	4,5	1,6	150	—	300	0,005	0,02
Двухвыводной (стабилитронный)															
LM129A	NS	—	V	2	—	6,9	5	6	—	1	15[2]	—	20	—	0,1
VR182C	DA	V	—	2	—	2,455	1,4	23	—	2	120[2]	10[5]	10	—	0,1
LM313	NS	V	—	2	—	1,22	5	100	—	1[12]	20[2]	5[6]	—	—	0,5[12]
LM329C	NS	—	V	2	—	6,9	5	30	—	1	15[2]	—	20	—	0,1
LM336-2.5	NS	V	-	3	V	2,50	4	10	—	1	10[2]	—	20	—	0,1
LM336B-5	NS	V		3	V	5,0	1	15	—	1[15]	10[2]	—	20	—	0,1[15]
LM385B	NS	V		2	—	1,23	1	20	—	0,1[4]	20[2]	25	—	—	0,02[1]
LM385BX-1.2	NS	V	—	2	—	1,235	1	30[13]	—	0,1[4]	20[2]	60[6]	20	—	0,8[14]
LM385BX-2.5	NS	V	—	2	—	2,50	1,5	30[13]	—	0,1[16]	20[2]	120[6]	20	—	0,4[14]
LM299A	NS	—	V	4	—	6,95	2	0,2	9	17	10[2]	—	20	—	0,1
LM399	NS		V	4	—	6,95	5	0,3	9	17	10[2]	—	20	—	0,1
LM3999	NS	—	V	3	—	6,95	5	2,0	9	17	10[2]	—	20	—	0,1
TL430	TI	V		3	V	2,75	5	120	—	10	100[2]	50	—	—	0,5
TL431	TI	V		3	V	2,75	2	10	—	10	100[2]	50	—	—	0,5
AD589M	AD	V	—	2	—	1,235	2	10[13]	—	0,1[8]	5[2]	5[6]	—	—	0,05[1]
LTZ1000	LT	—	V	2	—	7,2	4	0,05	—	5		1,2	0,3	—	1[18]
LT1004C-1.2	LT	V	-	2	—	1,235	0,3	20	—	0,1[4]	20[2]	60[6]	20	—	0,8[13,14]
LT1009C	LT	V		3	V	2,50	0,2	15	—	1[15]	10[2]	—	20	—	0,1[15]
LT1029A	LT	V		3	V	5,0	0,2	8	—	1[15]	10[2]	—	20	—	0,04[15]
LT1034B	LT	V	—	3	—	1,225	1	10	—	0,1[16]	20[2]	4	—	—	0,3[16]
–»–	LT	—	V		—	7,0	4	40	—	0,1[17]	20[2]	—	—	—	4[17]
HS5010N	HS	V	—	2	—	1,22	2	3	—	0,1[9]	5[2]	5[6]	—	—	0,05[1]
ICL8069A	IL	V		2	—	1,23	2	10	—	0,5	10[2]	—	—	—	0,2[1]
TSC9491	TS	V		2	—	1,22	2	30	—	0,1[11]	0,5[2]	—	—	—	1,2[11]
Прецизионные															
REF-01A	*PM*	*V*		*8*	*V*	*10,0*	*0,3*	*3*	*12*	*1*	*10*	*20*	—	*0,006*	*0,005*
REF-02A	*PM*	*V*		*8*	*V*	*5,0*	*0,3*	*3*	*7*	*1*	*10*	*10*	—	*0,006*	*0,005*
REF-03	*PM*	*V*	—	*8*	*V*	*2,5*	*0,3*	*3*	*4,5*	*1*	*10*	*5*	—	*0,006*	*0,05*
REF-05	*PM*	*V*		*8*	*V*	*5,0*	*0,3*	*3*	*7*	*1*	*10*	*10*	*100*[13]	*0,006*	*0,05*
REF-08G	PM	—	V	8	V	–10,0	0,2	10[13]	–11,4	2[13]	10	10	—	0,2[13]	0,2[13]
REF-10	PM	V	—	8	V	10,0	0,3	3	12	1	10	20	50[13]	0,006	0,05
REF10KM	BB	—	V	8	V	10,0	0,05	1[13]	13,5	4,5	10	6	10	0,001	0,01
REF-43F	PM	V	- -	8	V	2,5	0,05	3[13]	4,5	0,2[13]	10	8[7,13]	—	0,0002[13]	0,03[13]
LH0070-1	NS		V	3	—	10,0	0,1	4	12,5	3	10	20	—	0,001	0,01
REF101KM	BB	—	V	8	V	10,0	0,05	1[13]	13,5	4,5	10	6	25	0,0003	0,003
LM368Y-2.5	NS	V		8	V	2,5	0,2	11	4,9	0,35	10	12	—	0,0001	0,003
LM368-5	NS	V		4	V	5,0	0,1	15	7,5	0,25	10	16	—	0,0001	0,003
LM368-10	NS	V	—	4	V	10,0	0,1	15	12,5	0,25	10	30	—	0,0001	0,003
LM369B	NS		V	3,8	V	10,0	0,05	1,5	13	1,4	10	4	6	0,0002	0,003
AD580M	AD	V		3	—	2,5	1	10	4,5	1	10	60	25	0,04	0,4
AD581L	AD +	V		3	—	10,0	0,05	5	12	0,75	10	50	25	0,005	0,002
AD584L	AD	V		8	V	2,5	0,05	10	5	0,75	18	50	25	0,005	0,002
–»–	AD					5,0	0,06	5	7,5	0,75	15	50	25	0,005	0,002
» -	AD					7,5	0,06	5	10	0,75	13	50	25	0,005	0,002
»	AD					10,0	0,1	5	12,5	0,75	10	50	25	0,005	0,002
AD586I	AD		V	8	V	5,0	0,05	5[13]	—	5[13]	10	—	15	—	—
AD587I	AD		V	8	V	10,0	0,05	5[13]	—	5[13]	10	—	15	—	—
AD588B	AD		V	14	V	±10,0	0,01	1,5[13]	±14	±10	±10	10	25[13]	0,002[13]	0,01[13]
MAX671C	MA		V	14	V	10,0	0,01	1[13]	13,5	9	10	12	50	0,005[13]	0,01[13]
AD689L	AD		V	8	V	8,192	0,05	5[13]	10,8	2	±10	2	15	0,002[13]	0,01[13]
R675C-3	HS		V	14	V	±10,0	0,05	5	±13	+15, –3[13]	10	—	—	0,003[13]	0,02[13]
LT1019A-2.5	LI	V	—	8	V	2,5	0,002	3	4	0,7	10	6	—	0,00005	0,0008
LT1021B-5	LI		V	8	V	5,0	1	2	7	0,8	10	3	15	0,0004	0,01
LT1031B	LI	–	V	3	—	0,05	3	11	1,2	10	6	15	0,00005	0,01	
MC1403A	MO	V		8	—	2,5	1	10	4,5	1,2	10	—	—	-0,002	0,06
MC1404AU5	MO	V		8	V	5,0	1	10	7,5	1,2	10	12	25	0,001	0,06
MC1404AU10	MO	V		8	V	10,0	1	10	12,5	1,2	10	12	25	0,0006	0,06
AD2702L[9]	AD +		V	14	V	±10,0	0,05	5[13]	±13	+12, –2	±10	50	100	0,03[13]	0,05[13]
AD2712L[9]	AD +	–	V	14	V	±10,0	0,01	1[13]	±13	+12, –2	±5	30	25	0,013	0,003[10]
LP2950ACZ	NS	V		3	—	5,0	0,5	20	5,4	0,08	100	—	- -	0,002	0,004
ICL8212	IL	V		8	V	1,15	3	200	1,8	0,035	20	—	—	0,2	
TSC9495	TS	V	-	8	V	5,0	1	20	7	1	8	12	—	0,01	0,06
TSC9496	TS	V		8	V	10,0	1	20	12	1	8	25	—	0,01	0,06

[1] От 0 до 1 мА. [2] Максимальный ток стабилитрона. [3] Встроенный в чип нагреватель/термостат [4] Рабочий ток 10 мкА – 20 мА. [5] 1 Гц – 10 кГц. [6] 10 Гц – 10 кГц (эфф.). [7] 10 Гц 1 кГц (эфф.). [8] При 50 мкА – 5 мА. [9] 2700, 2710: +10 В; 2701: –10 В; 2702, 2712: ±10 В. [10] 0–5 мА. [11] При 50–500 мкА. [12] При 0,5–20 мА. [13] Мин. или макс. [14] 1 20 мА (макс.). [15] При 0,5 10 мА. [16] При 20 мкА – 20 мА. [17] При 0,1–20 мА. [18] При 1–5 мА.

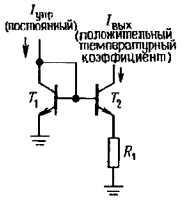


Рис. 6.23.

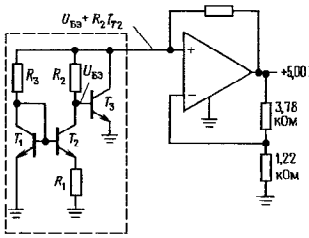


Рис. 6.24. Классическая схема источника опорного напряжения с напряжением запрещенной зоны полупроводника.

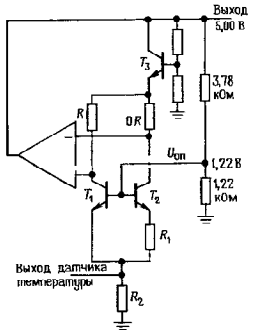


Рис. 6.25.

На рис. 6.25 показана другая весьма популярная схема стабилитрона «запрещенной зоны» (заменена обведенная часть схемы рис. 6.24). T_1 и T_2 – согласованная пара транзисторов, вынужденная благодаря обратной связи по разности напряжений коллекторов работать при отношении токов коллекторов 10:1. Разность напряжений $U_{БЭ}$, равная $(kT/q)\ln 10$, делает ток эмиттера T_2 пропорциональным температуре (разность напряжений приложена к резистору R_1). Но поскольку коллекторный ток T_1 всегда в 10 раз больше этой величины, он также пропорционален T. Поэтому суммарный эмиттерный ток пропорционален T и создает на резисторе R_2 падение напряжения, имеющее положительный температурный коэффициент. Это падение напряжения может быть использовано в качестве выходного сигнала температурного датчика (мы об этом дальше упомянем). В данной схеме напряжение, снимаемое с резистора R_2, складывается с напряжением $U_{БЭ}$ транзистора T_1 для получения стабильного опорного напряжения с нулевым температурным коэффициентом на базах транзисторов T_1 и T_2. «Опорные источники запрещенной зоны» существуют в самых разных вариантах, но для них всех характерно сложение напряжения $U_{БЭ}$ с напряжением, созданным парой транзисторов, работающих с некоторым заданным отношением плотностей токов.

ИМС опорных источников с напряжением запрещенной зоны. Примером стабилитрона с напряжением запрещенной зоны является недорогая двухвыводная схема LM385-1.2, имеющая номинальное рабочее напряжение 1,235 В ± 1% (ее собрат LM385-2.5 имеет встроенную схему для генерации 2.5 В), работоспособную при токах вплоть до столь малых значений как 10 мкА. Это много меньше, чем можно было бы требовать от любого стабилитрона, и это делает данные ИМС прекрасным образом подходящими для микромощных приборов (см. гл. 14). Столь низкое опорное напряжение (1,235 В) часто намного более удобная вещь, чем номинальное рабочее напряжение стабилитронов 5 В (вы можете встретить стабилитроны с номинальным напряжением 3,3 В, однако у них совершенно ужасные характеристики с очень плавным изгибом). Лучшие образцы из ряда LM385 гарантируют температурный коэффициент не хуже $30 \cdot 10^{-6}$/°C и типичное значение динамического сопротивления 1 Ом при токе 100 мкА. Сравним эти величины с теми же параметрами стабилитрона 1N4370 на 2,4 В: температурный коэффициент $800 \cdot 10^{-6}$/°C (тип.), динамическое сопротивление около 3000 Ом при токе 100 мкА, и одновременно при этом же токе «напряжение стабилизации» (определяемое в спецификации как 2,4 В при токе 20 мА) составляет около 1,1 В! Когда вам нужно прецизионно стабильное напряжение, эти превосходные ИМС на $U_{БЭ}$-стабилитроне кладут обычные стабилитроны на лопатки.

Если вы готовы выложить чуть больше денег, то сможете найти опорные источники на $U_{БЭ}$-стабилитронах с превосходной стабильностью, например такие, как двухвыводной LT1029 или трехвыводной REF-43 (2,5 В, $3 \cdot 10^{-6}$/°C макс.). Последний тип, так же как и трехвыводные источники опорного напряжения на стабилитронах, нуждается в источнике питания постоянного тока. В табл. 6.7 перечислены большинство из имеющихся источников опорного напряжения (на стабилитронах и $U_{БЭ}$-стабилитронах, двух- и трехвыводные).

Одним из интересных источников опорного напряжения является ИМС TL431C. Это недорогой источник опорного напряжения на «программируемом стабилитроне»; его схема включения показана на рис. 6.26. «Стабилитрон» включается, когда управляющее напряжение достигает

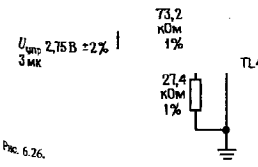


Рис. 6.26.

2,75 В («стабилитрон» сделан по схеме $U_{БЭ}$); этот прибор по управляющему входу потребляет ток всего лишь в несколько микроампер и имеет температурный коэффициент выходного напряжения около 10^{-5}/°C. При указанных на схеме значениях параметров на выходе получается стабилизированное напряжение 10 В. Эти приборы выпускаются в двухрядных корпусах мини-DIP и могут работать при токах до 100 мА.

Температурные датчики, использующие $U_{БЭ}$. Предсказуемостью изменения $U_{БЭ}$ с температурой можно воспользоваться при создании ИМС для измерения температуры. Например, REF-02 помимо своей основной функции генерирует выходное напряжение, линейно изменяющееся с температурой (см. выше). С помощью простых внешних схем можно получить выходное напряжение, сигнализирующее о температуре ИМС с точностью 1% во всем «армейском» диапазоне (от −55 до +125°C). Схема AD590, используемая как чисто температурный датчик, дает точный ток 1 мкА/К. Это двухвыводное устройство; к нему надо приложить напряжение (4–30 В) и можно измерять ток. LM334 также можно применять таким способом. Другие датчики, такие как LM35 и LM335, генерируют на выходе точное напряжение с крутизной +10 мВ/°C. В разд. 15.01 все эти «преобразователи» температуры рассмотрены детально.

Трехвыводные прецизионные источники опорного напряжения. Ранее мы уже отмечали, что возможно создание источников опорного напряжения с отличной температурной стабильностью (до 10^{-6}/°C и даже лучше). Это особенно впечатляет, когда вы видите, что имеющий почтенный возраст элемент Вестона – традиционный, прошедший через века источник опорного напряжения, – имеет температурный коэффициент порядка $4 \cdot 10^{-5}$/°C (см. разд. 15.11). Вот два способа получения таких источников.

1. *Температурно-стабилизированные источники опорного напряжения.* Хороший подход к получению превосходной температурной стабильности источников опор-

ного напряжения или других схем заключается в обеспечении работы источников опорного напряжения и, возможно, связанных с ними схем при постоянной повышенной температуре. В гл. 15 будут показаны простые приемы осуществления этой идеи (один очевидный способ состоит в организации управления нагревателем с помощью температурного датчика $U_{БЭ}$). Таким образом можно добиться сильного уменьшения зависимости характеристик схемы от колебаний внешней температуры. Для прецизионной схемотехники представляет интерес метод помещения хорошо температурно-компенсированного опорного источника в условия постоянной температуры, что значительно улучшает его характеристики.

Подобная техника температурно-стабилизированных или «термостатированных» схем применяется уже много лет, в частности для создания сверхстабильных генераторов. Существуют не слишком дорогие источники питания и опорные источники напряжения, в которых используются термостатированные опорные схемы. Этот метод дает хорошие результаты, но имеет свои недостатки: громоздкость и сравнительно большую потребляемую нагревателем мощность, а также медленный разогрев и выход на режим (обычно 10 или более минут). Эти проблемы легко снять, если стабилизировать температуру на уровне кристалла ИМС (чипа) включением нагревательной схемы вместе с датчиком в состав самой интегральной схемы. Этот подход был впервые опробован в 60-х годах фирмой Fairchild, выпустившей температурно-стабилизированную дифференциальную пару μA726 и предусилитель постоянного тока μA727.

Позже появились «термостатированные» источники опорных напряжений, такие, как серия National LM199. ИМС этой серии имеют температурный коэффициент (типовое значение) 0,00002%/°C, или $2 \cdot 10^{-7}$/°C. Такие опорные источники установлены в стандартных транзисторных корпусах TO-46. Их нагреватели потребляют мощность 0,25 Вт и разогреваются до нужной температуры за 3 с. Пользуясь этими схемами, следует отдавать себе отчет в том, что последующие схемы на операционных усилителях, и даже проволочные прецизионные резисторы с их температурным коэффициентом $\pm 2{,}5 \cdot 10^{-6}$/°C, могут сильно испортить характеристики, если при проектировании не принять крайних мер предосторожности. В частности, приходится учитывать даже дрейф прецизионных ОУ с очень низким уровнем дрейфа, таких, как OP-07, с типовым значением дрейфа входного каскада 0,2 мкВ/°C. Эти аспекты проектирования прецизионных схем рассматриваются в гл. 7 в разд. 7.01–7.06.

При использовании LM399 существует одна опасность: чип может выйти из строя, если напряжение питания нагревателя хотя бы на короткий момент времени упадет ниже 7,5 В.

Источник опорного напряжения с запрещенной зоной LT1019 хотя и работает в нормальных условиях без подогрева, однако имеет встроенные в кристалл нагреватель и датчик. Поэтому его можно включать так же, как и LM399, получая температурный коэффициент менее $2 \cdot 10^{-6}$/°C. Однако в отличие от LM399 для LT1019 требуется некоторая внешняя схемная обвязка, чтобы получить термостат (ОУ и с полдюжины элементов).

2. *Прецизионные источники опорного напряжения без подогрева.* Термостатированная LM399 имеет превосходный температурный коэффициент, однако она не демонстрирует чего-либо экстраординарного в отношении таких параметров, как шум или долговременный дрейф (см. табл. 6.7). Кроме того, нагрев этого кристалла занимает несколько секунд и он потребляет большую мощность (4 Вт включении, 250 мВт после стабилизации).

Хитроумные разработчики сделали возможным создание источников опорного напряжения с эквивалентной стабильностью, но без подогрева. ИМС REF10KM и REF101KM фирмы Burr-Brown имеют температурный коэффициент 10^{-6}/°C (макс.), они не потребляют мощность для подогрева и у них нет задержки выхода на режим за счет нагрева. Кроме того, долговременный дрейф и шум у них меньше, чем у источников типа LM399. Среди других трехвыводных источников опорного напряжения с температурным коэффициентом не более 10^{-6} °C – MAX671 фирмы Maxim, и AD2710 или AD2712, выпускаемые фирмой Analog Devices. В двухвыводной конфигурации есть лишь один достойный соперник – это великолепный LTZ1000 фирмы Linear Technology, у которого заявленный температурный коэффициент составляет $0{,}05 \cdot 10^{-6}$/°C. В спецификации на это устройство указаны также на порядок лучшие характеристики по долговременной стабильности и шуму, чем у любых других источников опорного напряжения любого типа. Для ИМС LTZ1000

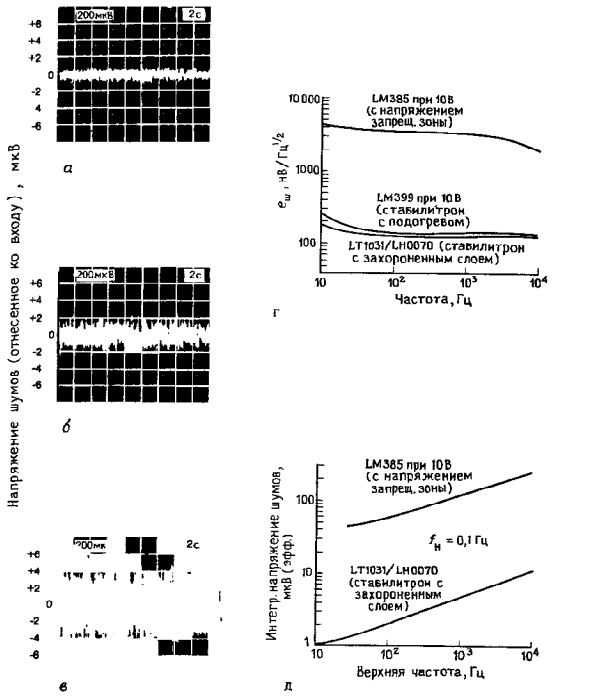


Рис. 6.2. Сравнение напряжения шумов стабилитронов с захороненным слоем (*а*), стабилитронов с подогревом (*б*) и источников опорного напряжения на $U_{БЭ}$-стабилитроне (*в*). (С разрешения Burr-Brown Corporation). Сравнение плотности шумов $e_ш$ (*г*) и интегрального напряжения шума (*д*) стабилитронов указанных типов.

требуется хорошая внешняя схема смещения, которую можно построить на ОУ и еще нескольких элементах. Во всех перечисленных высокостабильных источниках опорного напряжения (включая LM399 с подогревом) используются стабилитроны с захороненным слоем, что дополнительно обеспечивает намного меньший шум, чем обычные стабилитроны или $U_{БЭ}$-стабилитроны (рис. 6.27).

ТРЕХВЫВОДНЫЕ И ЧЕТЫРЕХВЫВОДНЫЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ

6.16. Трехвыводные стабилизаторы

Для большинства не слишком ответственных применений лучше выбрать простой трехвыводной стабилизатор напряжения. Он имеет всего три внешних вывода (вход, выход и земля) и настраивается изготовителем на нужное фиксированное напряжение. Типичные представители стабилизаторов такого рода – серия 7800. Их напряжение указывается в последних двух цифрах (вместо нулей) и может иметь одно из следующих значений: 05, 06, 08, 10, 12, 15, 18, 24. На рис. 6.28 показано, как легко сделать стабилизатор, например на 5 В с применением одной из этих схем. Конденсатор, поставленный параллельно выходу, улучшает переходные процессы и удерживает полное выходное сопротивление на низком уровне при высоких частотах (если стабилизатор расположен на значительном расстоянии от конденсатора фильтра, следует применить дополнительный входной конденсатор емкостью по крайней мере 0,33 мкФ). Серия 7800 выпускается в пластмассовых и металлических корпусах, в таких же, как и мощные транзисторы. Маломощный вариант, серия 78L00 также выпускается в пластмассовых и металлических корпусах, в которых выпускаются маломощные транзисторы (табл. 6.8). Серия 7900 стабилизаторов отрицательных напряжений работает точно так же, но, конечно, с отрицательным входным напряжением. Серия 7800 обеспечивает ток нагрузки до 1 А и снабжена внутренней защитой от повреждений в случае перегрева или чрезмерного тока нагрузки (ИМС не сгорает, а выключается). Кроме того, предусмотрена защита прибора при выходе из области безопасной работы (разд. 6.07) за счет уменьшения предельно возможного вых. тока при увеличении разности входного и выходного напряжений. Такие стабилизаторы дешевы и просты в употреблении; это делает реальным проектирование схем с большим количеством печатных плат, к которым подводится нестабилизированное постоянное напряжение, а отдельный стабилизатор устанавливается на каждой плате.

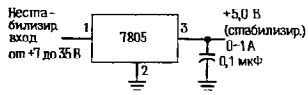


Рис. 6.28.

Трехвыводные стабилизаторы с фиксированным напряжением выпускаются в нескольких очень удобных вариантах. LP2950 работает точно так, как и 7805, но потребляет в установившемся режиме всего лишь 75 мкА (сравните с 5 мА у 7805 или 3 мА у 78L05); кроме того, он не теряет способности стабилизации даже тогда, когда перепад напряжений (нестабилизированного на входе и стабилизированного на выходе) составляет всего лишь 0,4 В (сравните с 2 В перепада напряжений, необходимыми для классической ИМС 7805). У LM2931 также низкий перепад напряжений, но его можно было бы назвать миллимощным (ток покоя 0,4 мА) в сравнении «микромощным» LP2950. Стабилизаторы с низким перепадом напряжения выпускаются т с и на большие токи, например, серии LT1085/4 3 фирмы LTC (3 А, 5 А и 7,5 А соответственно, у каждого типа есть ИМС на +5 и +12 В). Такие стабилизаторы, как LM2984, в основе своей трехвыводные с фиксированным напряжением, но с дополнительными выводами для сигнализации микропроцессору о том, что питание пропало и вновь появилось. И наконец, такие ИМС, как 4195, состоят из двух трехвыводных стабилизаторов на 15 В, один на положительное, другой – на отрицательное напряжение. Вскоре мы поговорим об этих специальных стабилизаторах подробнее.

6.17. Трехвыводные регулируемые стабилизаторы

Иногда нам нужно нестандартное стабилизированное напряжение (скажем, +9 В, чтобы заменить таким образом батарею) и мы не можем по этой причине применить фиксированный стабилизатор серии 7800. Или, возможно, вам требуется стандартное напряжение, но устанавливаемое более точно, чем ±3%, типично предусматриваемые в стабилизаторах с фиксированным напряжением. Но теперь вы уже «подогреты» простотой трехвыводных стабилизаторов и уже не представляете себе, как можно иметь дело со схемами стабилизатора на ИМС 723 со всеми внешними элементами, которые для нее требуются. Что делать? Взять «трехвыводной регулируемый стабилизатор»! В табл. 6.9 перечислены характеристики представительной выборки трехвыводных регулируемых стабилизаторов.

Типичным представителем этих замечательных ИМС является классический LM317 фирмы National. У этого стабилизатора нет вывода на землю; вместо этого у него поддерживается $U_{вых}$, такое, что между выходом и этим «регулировочным» выводом всегда было напряжение 1,25 В. На рис. 6.29 показан простейший способ применения этого стабилизатора. Стабилизатор подводит напряжение 1,25 В к резистору R_1, поэтому через него течет ток 5 мА. Регулировочный вывод потребляет очень небольшой ток (50–100 мкА), поэтому выходное напряжение равно $U_{вых} = 1{,}25\,(1 + R_2/R_1)$ В. Но в таком случае выходное напряжение можно регулировать от 1,25 до 25 В. Для тех применений, которые требуют фиксированного выходного напряжения, R_2 обычно подстраивается в очень узком диапазоне для увеличения точности подстройки (применяется последовательное соединение фиксированного резистора и подстроечного). Выбирайте сопротивления резистивного делителя достаточно небольшими, чтобы ток через него можно было изменить на 50 мкА, корректируя его с изменением температуры. Поскольку петля коррекции данного стабилизатора – это выходной конденсатор, то здесь должны использоваться бо́льшие емкости, чем в других схемах. Требуется по меньшей мере танталовый конденсатор 1 мкФ, однако рекомендуется несколько большая емкость – что-нибудь вроде 6,8 мкФ.

Схема 317 выпускается в разных корпусах: пластмассовых на большую мощность (TO-220), металлических большой мощности (TO-3) и в корпусах для маломощных транзисторов (металлический TO-5 и пластмассовый TO-92). Схема в корпусе на большую мощность, оснащенная соответствующим радиатором, может отдавать ток до 1,5 А. Поскольку эта схема не имеет непосредственного заземления, ее можно использовать в стабилизаторах высокого напряжения, пока разность входного и выходного напряжения не превосходит максимум 40 В (у высоковольтного варианта LM317HV – 60 В).

Упражнение 6.5. Спроектируйте стабилизатор на +5 В на основе схемы 317. Обеспечьте регулировку напряжения в пределах ±20% с помощью подстроечного потенциометра.

Существуют трехвыводные регулируемые стабилизаторы, рассчитанные на более сильные токи, например LM350 (3 А), LM338 (5 А) и LM396 (10 А), а также на более высокие напряжения, например LM317H (60 В) и TL783 (125 В). Внимательно изучите спецификации, прежде чем применять эти устройства, обращая внимание на требования к шунтирующему конденсатору и предложения относительно диода защиты. Как и в случае с трехвыводными стабилизаторами с фиксированным напряжением, имеются варианты схем с малым перепадом напряжений (например, у LT1085 перепад напряжений между входом и выходом составляет 1.3 В при токе 3,5 А) и можно найти микромощные варианты ИМС (например, LP2951 – регулируемый вариант 5-вольтового стабилизатора LP2950 с фиксированным напряжением; оба имеют $I_{покоя}$ = 75 мкА). Можно также найти и ва-

Таблица 6.8. Стабилизаторы с фиксированным выходным напряжением

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Точность, %	Выходной ток/мощность (макс.)[1]			Стабилизация (тип.), мВ		$\Theta_{кр}$, °C/Вт	Входное напряжение, В		Подавление пульсаций 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность, (тип.)[2], %	Долговременная стабильность, (макс.)[6], %	Выходное полное сопротивление, Ом		Примечания
				при 75 °C на корпусе $I_{вых}$, А	без радиатора[2] $I_{макс}$, А	без радиатора[2] $P_{макс}$, Вт	по нагрузке[3]	по входу[4]		мин.[9]	макс.				10 Гц	10 кГц	
На положительную полярность																	
LM2950CZ-5.0	TO-92	5	1	0,08	0,1	0,5	2	1,5	160	5,4	30	70	10	—	0,01	0,5	Микромощный, 1%
LM2931Z-5.0	TO-92	5	5	0,1	0,1	0,5	14	3	160	5,3	26	80	—	0,4[11]	0,1	0,2	Малый перепад, малая мощность
LM78L05ACZ	TO-92	5	4	0,1	0,1	0,6	5	50	160	7	35	50	—	0,25	0,2	0,2	Малый корпус; LM240LAZ-5.0
LM330T-5.0[7]	TO-220	5	4	0,15	0,15	1,5	14	20	4	5,3	26	56	25	0,4[11]	0,1	0,2	Малый перепад; 2930
TL750L05	TO-92	5	4	0,15	0,15	0,6	20	6	160	5,6	26	65	50	—	—	—	TL751 имеет вход «разрешение»
LM2984CT	TO-220[8]	5	3	0,5	0,5	2	12	4	3	5,5	26	70	3	0,4[11]	0,01	0,02	Сдвоенный выход (μP); восстановление, вкл./выкл.
LM2925T	TO-220	5	5	0,75	0,5	2	10	8	3	5,6	26	66	—	0,4[11]	0,2	0,2	Микропроцессор; с восстановлением
LM2935T	TO-220	5	5	0,75	0,5	2	10	8	3	5,5	26	66	—	0,4[11]	0,02	0,02	Сдвоенный выход (μP); восстановление, вкл./выкл.
LM309K	TO-3	5	4	1	0,6	2,2	20	4	3	7	35	80	50	0,4	0,04	0,05	Оригинальный стабилизатор на +5 В
LT1005CT	TO-220	5	2	1	0,5	2	5	5	3	7	20	70	25	—	0,003	0,01	Сдвоенный выход (μP)
LM2940T-5.0	TO-220	5	3	1	0,5	2	35	20	3	5,5	26	72	20	0,4[11]	0,03	0,03	
LM7805CK	TO-3	5	4	1	0,6	2,2	10	3	3,5	7	35	80	30	0,4	0,01	0,03	LM340K-5
LM7805CT	TO-220	5	4	1	0,45	1,7	10	3	3	7	35	80	30	0,4	0,01	0,03	Популярный; ML340T-5
LM7815CT	TO-220	15	4	1	0,15	1,7	12	4	3	17	35	70	100	0,4	0,02	0,05	LM340T-15
LT1086-5CT	TO-220	5	1	1,5	0,5	2	5	0,5	3	6,3	30	63	25	1			Малый перепад
LAS16A05	TO-3	5	2	2	0,75	2,8	30[10]	100[10]	2,5	7,6	30	75	—	—	0,002	0,02	Lambda; монолитный
LM323K	TO-3	5	4	3	0,6	2	25	5	2	7	20	70	30	0,7	0,01	0,02	
LT1035CK	TO-3	5	2	3	0,8	3	10	5	1,5	7,3	20	70	25	—	0,003	0,01	Сдвоенный +5 В; у 1036 +12/+5 В
LT1085-5CT	TO-220	5	1	3	0,5	2	5	0,5	3	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
LAS14A05	TO-3	5	2	3	0,8	3	30[10]	50[10]	2,3	7,5	35	70	100[10]	—	0,001	0,003	Lambda; монолитный
LT1003CK	TO-3	5	2	5	0,8	3	25	5	1	7,3	20	66	25	0,7	0,003	0,02	
LT1084-5CK	TO-3	5	1	5	0,8	3	5	0,5	1,6	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
LAS19A05	TO-3	5	2	5	0,8	3	30[10]	50[10]	0,9	7,6	30	70	150[10]	—	0,01	0,2	Lambda; монолитный
LT1083-5CK	TO-3	5	1	7,5	0,8	3	5	0,5	1,6	6,3	30	63	25	1	—	—	Малый перепад
LAS3905	TO-3	5	5	8	0,8	3	20[10]	100[10]	0,7	7,6	25	60[10]	100	—	0,004	0,01	Lambda; монолитный
На отрицательную полярность																	
LM79L15ACZ	TO-92	−15	4	0,1	0,05	0,6	75[10]	45[10]	160	−17	−35	40	—	0,4[11]	0,05	0,05	Малый корпус; LM320LZ-15
LM7915CK	TO-3	15	4	1	0,2	2,2	4	3	3,[c]	−16,5	−35	60	60	0,4	0,06	0,07	LM320KC-15
LM7915CT	TO-220	−15	4	1	0,15	1,[−]	4	3	3	−16,5	−35	60	60	0,4	0,06	0,07	LM320T-15
LM345K-5.0	TO-3	−5	4	3	0,2	2,1	10	5	2	−7,5	−20	65	25	1,0	0,02	0,04	

[1] $U_{вх} = 1{,}75U_{вых}$. [2] Температура окр. среды 50 °C. [3] От 0 до $I_{макс}$. [4] Для $\Delta U_{вх} \approx 15$ В [5] $\Delta U_{вых}$ для температуры переходов от 0 до 100 °C. [6] На 1000 ч. [7] Подобен LM2930T-5.0, LM2931T-5.0. [8] Широкий TO-220 [9] При $I_{макс}$. [10] Мин. или макс. [11] Типичное значение. Все имеют внутренние схемы тепловой защиты и ограничения тока. Большинство устройств рассчитано на значения ±5, 6, 8, 10, 12, 18 и 24 В. Некоторые выпускаются со значениями −2, −3, −4, −5.2, −9, +2,6, ±9 и ±17 В.

Таблица 6.9. Регулируемые стабилизаторы напряжения

Тип	Полярность	Корпус	Выходное напряжение, В: мин.	Выходное напряжение, В: макс.	$I_{макс}$, А	Стабилизация (тип.), %: по нагрузке[1]	Стабилизация (тип.), %: по входу[2]	$\Theta_{пк}$, °С/Вт	Входное напряжение, В: мин.	Входное напряжение, В: макс.	Перепад напряжения, при $I_{макс}$ (макс.), В	Подавление пульсации 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность[3] (тип.), %	Временная стабильность[4] (макс.), %	Выходное полное сопротивление, Ом: 10 Гц	Выходное полное сопротивление, Ом: 10 кГц	Тепловая защита	Встроенный ограничитель тока	Примечания
Трехвыводные																			
LM317L	+	TO-92	1,2	37	0,1	0,1	0,15	160[7]	—	40[5]	2,5[9]	65	0,5	1	0,07	4	V	V	Миниатюрный
LM337L	–	TO-92	1,2	37	0,1	0,1	0,15	160[7]	—	–40[5]	2,5[9]	65	0,5	—	—	—	V	V	Миниатюрный (отриц. 317L)
LM317H	+	TO-39	1,2	37	0,5	0,1	0,2	12	—	40[5]	2[9]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	317 в корпусе TO-39
LM337H	–	TO-39	–1,2	–37	0,5	0,3	0,2	12	—	–40[5]	2[9]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	Отрицательный 317H
TI 783C	+	TO-220	1,3	125	0,7	0,2[6]	0,02	4	—	125[5]	10	50	0,3	0,2	0,05	0,3	V	V	МОП-транзисторный высоковольтный
LM317T	+	TO-220	1,2	37	1,5	0,1	0,2	4	—	40[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	Популярный
LM317HVK	+	TO-3	1,2	57	1,5	0,1	0,2	2,3	—	60[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	0,01	0,03	V	V	Высоковольтный 317
LM337T	–	TO-220	–1,2	–37	1,5	0,3	0,2	4	—	–40[5]	2,5[9]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	Отрицательный 317
LM337HVK	–	TO-3	–1,2	47	1,5	0,3	0,2	2,3	—	–50[5]	2,5[9]	75	0,5	0,3	0,02	0,02	V	V	Высоковольтный 337
LT1086CP	+	TO-220	1,3	30	1,5	0,1	0,02	—	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	Малый перепад
LM350K	+	TO-3	1,2	32	3	0,1	0,1	2	—	35[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	0,005	0,02	V	V	Монолитный на 3 А
IP3R07T	+	TO-220	1,2	37	3	0,1	0,08	2,3	—	15[5]	0,8[9]	65	—	—	—	—	V	V	Два нестабилизированных входа
LM333T	–	TO-220	–1,2	–32	3	0,2	0,02	50	—	–35[5]	2,5[9]	60	0,5	0,2	—	—	V	V	Отрицательный 350; LT1033 – улучшенный вариант
LT1085CT	+	TO-220	1,3	30	3	0,1	0,02	3	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	Малый перепад
LM338K	+	TO-3	1,2	32	5	0,1	0,1	2	—	35[5]	2,5[9]	80	0,6	0,3	—	—	V	V	Монолитный на 5 А
LT1084CP	+	TO-247	1,3	30	5	0,1	0,02	2,3	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	Малый перепад
LT1083CP	+	TO-247	1,3	30	7,5	0,1	0,02	1,6	—	30[5]	1,5	75	0,5	1	—	—	V	V	То же
LM396K	+	TO-3	1,2	15	10	0,4[8]	0,08	1	—	20[5]	2,1[9]	74	0,3	1	0,01	0,02	V	V	Монолитный на 10 А
LT1038CK	+	TO-3	1,2	32	10	0,1	0,08	1	—	35[5]	2,5[9]	60	1	1	0,005	0,1	V	V	То же, 1%-ная точность
Четырехвыводные																			
μA78GU1C	+	TO-220	5	30	1	1[8]	1[8]	7,5	7,5	40	2,5	80	3[8]	—	—	—	V	V	*Есть в корпусе TO-39*
μA79GU1C		TO-220	2,5	40	1	1,5	1[8]	7,5	–7	–40	2[9]	60	3[8]	–			V	V	То же
LAS15U	+	TO-3	4	30	1,5	0,6[6]	2[8]	3	6,5	40	2,4	70	3[8]	—	0,003	0,02	V	V	Lambda
LAS18U		TO-3	–2,6	30	1,5	0,6[8]	2[8]	3	- 5	- 40	2,1	60	3[8]	—	0,02	0,04	V	V	То же
LAS16U	+	TO-3	4	30	2	0,6[8]	2[8]	2,5	6,5	35	2,6	70	2[8]	—	0,002	0,02	V	V	–»–
LAS14AU	+	TO-3	4	35	3	0,6[8]	1[8]	1,5	6,5	40	2,3	70	2[8]	—	0,001	0,01	V	V	–»–
LAS19U	+	TO-3	4	30	5	0,6[8]	1[8]	0,9	6,5	35	2,6	65	2[8]	—	0,0005	0,004	V	V	–»–
LAS39U	+	TO-3	4	16	8	0,6[8]	2[8]	0,7	6,6	25	2,6	60[8]	3[8]	—	0,002	0,01	V	V	–»–
Многовыводные																			
LM376N	+	DIP-8	5	37	0,03	0,2[8]	0,6[8]	190[7]	9	40	3	60[8]	1[8]	—	—	—	—	—	
LM304H	–	TO-5	0	- 40	0,03	1 мВ	0,2	45	–8	–40	2	65	0,3	0,01	—	—	—	—	Оригинальный отрицательный стабилизатор
ICL7663S	+	DIP-8	1,3	16	0,04	0,4[6]	0,5	200[7]	1,5	16	1[9]	20	1	—	—	—	—	—	Микромощный; кроме того, MAX663
MAX664	–	DIP-8	–1,3	16	0,04	0,8[6]	0,5	120[7]	–2	–16	0,3[9]	15	1	—	—	—	—	—	Микромощный, улучшенный 7664; малый перепад
LM305AH	+	TO-5	4,5	40	0,05	0,03	0,3	45	8,5	50	3	80	0,3	0,1	—	—	—	—	
LM2931CT	+	TO-220	3	24	0,1	0,3	0,06[6]	3	3,6	26	0,3[9]	60[6]	—	0,4	0,1[6]	0,2[6]	V	V	Малый перепад, малая мощность
LP2951CN	+	DIP-8	1,3	29	0,1	0,1[6]	0,03[6]	105	1,7	30	0,4[9]	70[6]	0,5	—	0,01	0,5	V	V	Малый перепад, микромощный
LT1020CN	+	DIP-14	2,5	35	0,13	0,2	0,15	60?	4,5	36	0,4[9]	60	1	—	—	—	V	V	Микромощный
NE550N	+	DIP-14	2	40	0,15	0,03	0,08	150[7]	8,5	40	3	90	0,2	0,1[9]	0,1	0,1	—	—	
μA723PC	+	DIP-14	2	37	0,15	0,03	0,1	150[7]	9,5	40	3	75	0,3	0,1	0,05	0,1	—	—	Классический
LAS1000	+	TO-5	3	38	0,15	0,1[8]	0,2	150[7]	5	40	2	60[8]	1,5[8]	—	0,004	0,05	V	—	Lambda; улучшенный 723
LAS1100	+	TO-5	3	48	0,15	0,1[8]	0,2	150[7]	5	50	2	60[8]	1,5[8]	—	0,004	0,05	V	—	Высоковольтный LAS1000
SG3532J	+	DIP-14	2	38	0,17	0,1	0,1	125[7]	4,7	40	2	66	0,5	0,3	—	—	V	—	Улучшенный 723
MC1469R	+	TO-66	2,5	32	0,6	0,005	0,05	7	9	35	3	100	0,2	—	0,05	0,1	—	—	Прецизионный, может самовозбуждаться
MC1463R	–	TO-66	–3,8	32	0,6	0,005	0,5	17	–9	–35	3	90	0,2	—	0,02	0,03	—	—	Отрицательный MC1469
LM2941CT	+	TO-220	1,3	25	1			3		26	1	74	0,4	0,4[9]	0,04	0,1	—	V	Малый перепад
LAS2200	+	Модуль	2,5	28	5	0,2[8]	0,15[8]	2	9,6	40	2,5	60[8]	0,7[8]	—	—	—	V	V	
LAS3000	+	Модуль	2,7	29	10	0,2[8]	0,15[8]	1,3	7,9	40	2,5	60[8]	1,5[8]	—	—	—	V	V	Гибридный Lambda, два нестабилизированных входа

Продолжение табл. 6.9

Тип	Корпус	Выходное напряжение, В		$I_{макс}$, А	Стабилизация (тип.), %		$\Theta_{вых}$, °С/Вт	Входное напряжение, В		Перепад напряжения при $I_{макс}$ (макс.), В	Подавление пульсации 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность[3] (тип.), %	Временная стабильность[4] (макс.), %	Выходное полное сопротивление, Ом		Тепловая защита	Ограничитель тока	Примечания
		мин.	макс.		по нагрузке[1]	по входу[2]		мин.	макс.					10 Гц	10 кГц			
LAS5000	+ Модуль	4,8	29	20	0,2[5]	0,2[6]	0,7	11,9	40	2,5	60[5]	1,5[6]	—	—	—	У	У	То же
LAS7000	+ Модуль	4,8	29	10	0,2[5]	0,2[6]	0,4	12,3	40	2,5	60[5]	1,5[6]	—	—	—	У	У	—»—
MC1466L	+ DIP-14	0	1000	—	0,02	0,05	170[7]	—	—	2[5]	70	0,4	—	—	—	—	—	Лабораторный источник питания; хороший ограничитель тока
LAS3700	+ TO-5	0	1000	—	0,003	0,15	220	—	—	—	65	0,5[6]	—	—	—	—	—	«Плавающий» выход, нагреватель на кристалле

[1] При изменении от 10 до 50% $I_{макс}$. [2] Для $\Delta U_{вх} \approx 15$ В. [3] $\Delta U_{вых}$ для изменения $T_{пер}$ с 0 до 100 °С. [4] На 1000 ч. [5] Макс. $U_{вх} - U_{вых}$. [6] При 5 В. [7] $\Theta_{пс}$. [8] Мин. или макс. [9] Типичное значение.

Рис. 6.29. Трехвыводной регулируемый стабилизатор.

Рис. 6.30.

рианты схем на отрицательное напряжение, хотя их разнообразие меньше: LM337 – аналог (на отрицательное напряжение) схемы LM317 (1,5 А), а LM333 – схемы LM350 (3 А).

Четырехвыводные стабилизаторы. Если условия применения не слишком жесткие, то лучше всего использовать трехвыводные регулируемые стабилизаторы. Исторически они предшествовали четырехвыводным, подключение которых показано на рис. 6.30. На «управляющий» вывод подается часть выходного напряжения; стабилизатор регулирует выходное напряжение, поддерживая на управляющем выводе фиксированное напряжение (+3,8 В для стабилизаторов Lambda, указанных в табл. 6.9, +5 В для μA79G и −2,2 В для стабилизаторов отрицательного напряжения). Четырехвыводные стабилизаторы ничем не лучше более простых трехвыводных (но и не хуже), и мы упоминаем здесь о них лишь для полноты картины.

6.18. Дополнительные замечания относительно трехвыводных стабилизаторов

Общие характеристики трех- и четырехвыводных стабилизаторов. Технические данные, приведенные ниже, типичны для большинства трех- и четырехвыводных стабилизаторов, как регулируемых, так и нерегулируемых. Они могут быть полезны при грубой оценке ожидаемых технических характеристик.

Допуск выходного напряжения	1–2%
Падение напряжения	0,5–2 В
Максимальное входное напряжение	35 В (за исключением TL 783, для которого + 125 В)
Подавление пульсаций	0,01–0,1%
Подавление всплесков	0,1–0,3%
Стабилизация по нагрузке	0,1–0,5% во всем диапазоне нагрузки
Подавление нестабильности входного напряжения постоянного тока	0,2%
Температурная нестабильность	0,5% по всему диапазону температур

Увеличение коэффициента подавления пульсаций. На рис. 6.29 показана схема включения стандартного трехвыводного стабилизатора; работает она превосходно. Тем не менее добавление шунтирующего конденсатора 10 мкФ между выводом для регулировки и землей (рис. 6.31) увеличивает подавление пульсаций (всплесков) почти на 15 дБ (в 5 раз по напряжению). Например, коэффициент подавления пульсаций LM317 достигает 65–80 дБ (последнее значение соответствует 0,1 В пульсаций на выходе при подаче на вход напряжения с пульсацией 1 В). Позаботьтесь о включении разрядного диода для безопасности; более детальную схему вы сможете составить, заглянув в технические данные конкретного стабилизатора.

Стабилизаторы с малым падением напряжения. Как мы уже ранее упоминали,

Рис. 6.31. Вывод «рег.» для снижения помех и пульсаций можно зашунтировать, подключив для обеспечения безопасности разрядный диод.

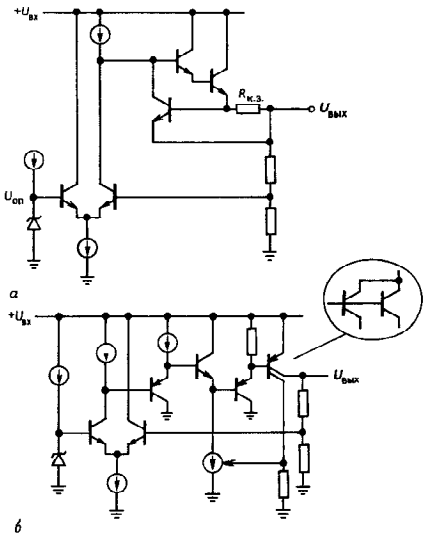


Рис. 6.32. Упрощенная схема 78Lxx (*а*); упрощенная схема LM330 (с низким перепадом) (*б*).

для работы большинства стабилизаторов требуется по крайней мере 2-вольтовая «добавка». Это объясняется тем, что база проходного $n-p-n$-транзистора находится под напряжением, которое выше напряжения на выходе на $U_{БЭ}$, и должна запускаться от транзистора-формирователя, как правило, другого $n-p-n$-транзистора, база которого подключена к токовому зеркалу. Это уже два падения $U_{БЭ}$. Далее, следует допустить еще одно падение $U_{БЭ}$ на резисторе-датчике тока для защиты схемы от короткого замыкания; взгляните на упрощенную схему 78Lxx на рис. 6,32, *а*. Три падения $U_{БЭ}$ добавляются к 2 В, ниже этого напряжения стабилизатор перестает работать на полном токе.

С помощью проходного $p-n-p$-транзистора (или n-канального МОП-транзистора) «перепад» напряжения можно снизить, избавившись от трех $U_{БЭ}$ в обычной $n-p-n$-схеме и довести его почти до напряжения насыщения транзистора. На рис. 6.32, *б* показана упрощенная схема LM330 перегулируемого стабилизатора +5 В (150 мА) с малым «перепадом» напряжения. С помощью проходного $p-n-p$-транзистора выход схемы можно установить в пределах напряжения насыщения нестабилизированного входного напряжения. Исключив падение $U_{БЭ}$ на паре Дарлингтона в $n-p-n$-стабилизаторе, разработчики не собираются тратить падение на диоде в обычной (последовательный резистор) схеме защиты от короткого замыкания. Они пользуются хитроумным приемом: выводят часть выходного тока через второй коллектор. Этот ток составляет фиксированную долю выходного тока и используется, как показано на рисунке, для отключения управления базой. Такая схема ограничения тока

не отличается точностью ($I_{огр}$ составляет 150 мА мин. и 700 мА макс.), но она достаточно эффективна для защиты стабилизаторов, которые имеют, помимо того, внутреннюю тепловую защиту.

Выпускается большое число распространенных типов стабилизаторов с малым «перепадом» напряжения, например трехвыводные нерегулируемые (LM2931, LM330, LT1083/4/5 (5 и 12 В), TL750), трехвыводные регулируемые (LT1083/4/5, LM2931) и микромощные (LP2950/1, MAX664, LT1020). В табл. 6.8 и 6.9 включены все стабилизаторы с малым «перепадом», выпускаемые промышленностью на момент подготовки этого издания.

Стабилизаторы, ориентированные на процессоры. Для работы электронных устройств, содержащих микропроцессоры (гл. 10, 11), необходимо нечто большее, чем простое стабилизированное напряжение. Для того чтобы сохранить содержимое энергозависимой памяти (и данные, необходимые для восстановления работы), следует предусмотреть отдельный слаботочный источник постоянного напряжения; он может понадобиться при отключении устройства или в связи с выходом из строя источника питания. Кроме того, эти устройства должны «знать», когда обычный источник питания работоспособен, с тем, чтобы «проснуться» в известном состоянии. Более того, микропроцессорным устройствам может понадобиться несколько миллисекунд перед окончательным выходом из строя обычного источника для того, чтобы успеть передать данные в «безопасную» память.

До недавнего времени вы должны были сами проектировать для этих целей дополнительные схемы. Теперь жизнь стала легче – вы можете приобрести ИС стабилизаторов, ориентированные на (микро)процессоры, с различными сочетаниями встроенных функций. Иногда эти ИС проходят под наименованием «ИС-наблюдателя для источников питания» или «сторожевые» ИС. Существует, например, LM298 , которая имеет два сильноточных выхода +5 В (один – для микропроцессора, другой – для остальных схем), слаботочный выход +5 В (для памяти) и выход отсроченного флажка ПЕРЕЗАПУСК для инициализации вашего микропроцессора после восстановления питания и вход управления включением/выключением для сильноточных выходов. Кроме того, у нее есть вход, который следит за работой микропроцессора, восстанавливая работу процессора, если тот был вынужден остановиться. Примером сторожевой ИС без стабилизатора может служить MAX691 фирмы Maxim, которая следит за стабилизированным напряжением питания и работой микропроцессора и посылает сигналы сброса (и «прерывание») в микропроцессор точно также, как LM2984. Однако в дополнение к функциям LM2984, она содержит схему предупреждения об отказе источника питания и схему переключения на батарейное питание. В сочетании с обычным стабилизатором +5 В ИС MAX691 делает все, что необходимо для обеспечения жизнеспособности микропроцессора. В гл. 10 и 11 мы поближе познакомимся с обслуживанием и питанием микропроцессоров.

Микромощные стабилизаторы. Как мы уже упоминали, большинство ИС стабилизаторов потребляют несколько миллиампер тока покоя для питания источников эталонного напряжения и усилителей ошибки. Если устройство работает от сети переменного тока, то это не страшно; для батарейных устройств, работающих от 9-вольтовых щелочных аккумуляторов емкостью 400 мА-ч, это нежелательно, и совсем недопустимо для микромощных приборов, которые должны работать тысячи часов, допустим, от одной батареи.

Выход из положения – это микромощные стабилизаторы. Самыми «скупыми» из них являются ICL7663/4, положительный и отрицательный регулируемые стабилизаторы с токами покоя 4 мкА. При таком токе 9-вольтовая батарея может существовать 100 000 часов (более 10 лет), что превышает срок сохранности (время саморазряда) любой батареи, за исключением некоторых литиевых батарей. Более полно о микромощных схемах мы расскажем в гл. 14.

Двухполярные стабилизированные источники питания. Большинство описанных

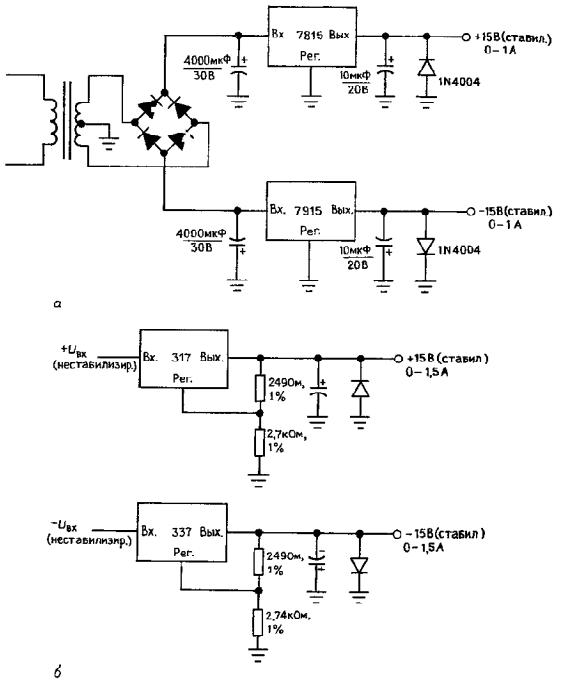


Рис. 6.33. Двухполярные стабилизированные источники питания

в гл. 4 схем операционных усилителей работали от симметричных биполярных источников питания, обычно ±15 В. Это общее требование в аналоговой схемотехнике, где приходится работать с сигналами, как правило, вблизи уровня земли, и самым простым способом формирования симметричного расщепленного питания является использование пары трехвыводных стабилизаторов. Для того чтобы сформировать, например, стабилизированные напряжения ±15 В вы мо использовать ИС 7815 и 7915 (рис. 6.33, *а*). Мы предпочитаем использовать регулируемые трехвыводные стабилизаторы потому, что а) на каждую полярность и диапазон токов необходимо иметь только один тип и б) в случае необходимости можно точно подстроить напряжение; на рис. 6.33, *б* приведена схема на ИС 317 и 337.

Сдвоенные стабилизаторы. Возможно,

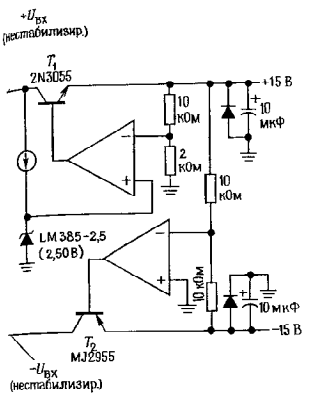


Рис. 6.34. Двухканальный стабилизатор.

у вас возникнет вопрос, почему, коль скоро стабилизированные расщепленные источники так необходимы, отсутствуют «сдвоенные трехвыводные стабилизаторы». Больше не удивляйтесь – они есть и известны как «сдвоенные следящие стабилизаторы». Для того чтобы понять, почему они носят такое сложное название, взгляните на рис. 6.34, на котором показана классическая схема сдвоенного стабилизатора. T_1 – проходной транзистор для традиционного положительного стабилизированного источника. Положительный стабилизированный выход используется в качестве опорного напряжения для отрицательного источника. Нижний усилитель ошибки управляет отрицательным выходом, сравнивая среднее значение двух выходных напряжений с уровнем земли и создавая, таким образом, равные положительный и отрицательный стабилизированные выходы 15 В. Схема положительного источника может быть любой из тех, которые мы уже рассматривали; если это регулируемый стабилизатор, то отрицательный выход отслеживает любые изменения положительного стабилизированного выхода. На практике в схему включают токоограничивающие цепи, не показанные для простоты на рисунке.

Как и однополярные стабилизаторы, сдвоенные выпускаются в виде полностью

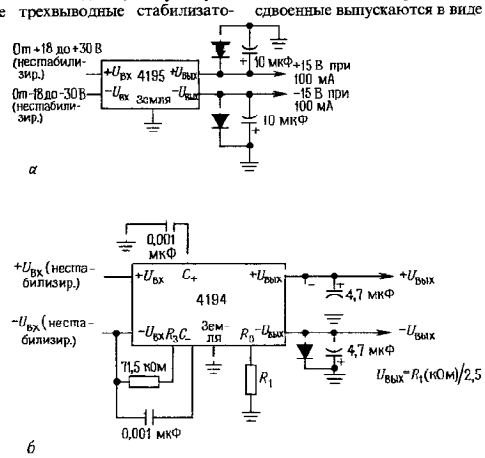


Рис. 6.35.

Таблица 6.10. Сдвоенные стабилизаторы

Тип	Корпус	$U_{вых}$, В	Регулировка выхода	Подстройка баланса	Регулировка ограничения тока	Тепловая защита	Исходное напряжение $U_+ - U_-$ (макс.), В	Максимум выходного тока[1] (каждый источник): при $t_{корп}$ 75°С, мА	без радиатора[2]: $I_{вых}$, мА	$P_{расс}$, Вт	Стабилизация (тип.), мВ: по нагрузке[3]	по входу[4]	$\Theta_{вх}$, °С/Вт	Подавление пульсации 120 Гц (тип.), дБ	Температурная стабильность[5] (тип.), мВ	Шум[6] мкВ (эфф.)
Motorola																
MC1468I	DIP	±15	+	+	+	–	60	55	30	0,5	10^{11}	10^{11}	50	75	45	100
MC1468R	TO-66	±15	+	+	+	–	60	100	65	1,2	10^{11}	10^{11}	17	75	45	100
National																
LM325H[7]	TO-5	±15			+	+	60	100	50	0,5	6	2	12	75	45	150
LM325N[7]	DIP	±15			+	+	60	–	50	0,5	6	2	90[8]	75	45	150
LM326H[7]	TO-5	рег.			+	+	60	100	70	0,5	6	2	12	75	35	100
LM326N[7]	DIP	рег.			+	+	60	—	70	0,5	6	2	90[8]	75	35	100
Raytheon																
RC4194DB	DIP	рег.		+		+	70	30[9]	25[9]	0,5	0,1%	0,2%	160[8]	70	0,2%	250[10]
RC4194TK	TO-66	рег.		+		+	70	250[9]	90[9]	1,8	0,2%	0,2%	7	70	0,2%	250[10]
RC4195NB	мини-DIP	±15		+		+	60	—	20	0,35	2	2	210[8]	75	75	60
RC4195TK	TO-66	±15		+		+	60	150	70	1,2	3	2	11	75	75	60
Silicon General																
SG3501AN	DIP	±15		+		+	60	60	30	0,6	30	20	125[8]	75	150	50
SG3502N	DIP	рег.	+	+	+	+	50	50[9]	30	0,6	0,3%	0,2%	125[8]	75	1%	50

[1] $U_{вх} = 1{,}6\ U_{вых}$ (для каждого источника). [2] Для внешней температуры 50 °С. [3] От 10 до 50% $I_{макс}$. [4] Для $\Delta U_{вх} = 15$ В. [5] $\Delta U_{вых}$ для $T_{пер}$ от 0 до 100 С. [6] От 100 Гц до 10 кГц. [7] Предназначен для использования с двумя внешними проходными транзисторами. [8] $\Theta_{вх}$. [9] Перегрев 10 В (для каждого источника). [10] От 10 Гц до 100 кГц. [11] Макс.

интегрированных схем нерегулируемых и регулируемых версий, хотя и в существенно меньшей номенклатуре. В табл. 6.10 перечислено большинство из доступных в настоящее время типов. Типичными являются стабилизаторы 4194 и 4195 фирмы Raytheon, включение которых показано на рис. 6.35. 4195 – это стабилизатор с заводской подстройкой с выходами ±15 В, в то время как симметричные выходы 4194 регулируются с помощью единственного резистора R_1. Оба стабилизатора выпускаются в мощных корпусах и в небольших корпусах DIP; оба содержат схемы отключения по температуре и ограничения по току. Для того чтобы получить большие выходные токи, можно добавить внешние проходные транзисторы (см. ниже).

Многие из предшествующих стабилизаторов можно соединить как сдвоенные стабилизаторы (например, четырехвыводные регулируемые стабилизаторы). В спецификации изготовителя часто рекомендуется схема включения. Идею использования выхода одного источника в качестве опорного для другого источника можно применить даже в том случае, когда напряжения не равны и не противоположны по знаку. Например, коль скоро у вас есть источник стабилизированного напряжения +15 В, вы можете его использовать для того, чтобы сформировать стабилизированный выход +5 В, или даже стабилизированный выход −12 В.

Упражнение 6.6. Используя ИС 4194, спроектируйте стабилизатор на ±12 В.

Защита от включения обратной полярности. Использование сдвоенных источников требует дополнительной меры предосторожности: при нарушении полярности почти все электронные схемы подвергаются сильным повреждениям. С одним источником это может произойти только при неправильном подключении проводников; иногда для защиты от такой ошибки схему запараллеливают мощным выпрямителем, включенным в обратном направлении. В схемах с несколькими источниками питания (например, с расщепленным питанием) возможны обширные повреждения, если возникает отказ компонента схемы, который приводит к закорачиванию двух источников; довольно распространенный случай – это закорачивание «коллектор–эмиттер» в одном из транзисторов двухтактной пары, работающей от двух источников. При этом два источника оказываются объединенными друг с другом и один из стабилизаторов выходит победителем. Вследствие этого напряжение другого источника меняет полярность и схема начинает «дымиться». Для предупреждения последствий таких отказов между каждым стабилизированным выходом и землей следует включить мощный диод в обратном направлении (например, 1N4004), как это сделано в схеме на рис. 6.33.

Внешние проходные транзисторы. Трехвыводные стабилизаторы с фиксированным напряжением выпускаются на выходные токи 5 А и более, например подстраиваемый 10-амперный LM396. Вместе с тем работа с такими большими токами может оказаться нежелательной, поскольку максимальная рабочая температура для этих кристаллов меньше, чем для мощных транзисторов, что приводит к необходимости использовать мощные радиаторы. Кроме того, они достаточно дороги. Альтернативное решение заключается в использовании внешних проходных транзисторов, которые можно добавить к трех- и четырехвыводным стабилизаторам (и двухканальным стабилизаторам) точно также, как в классическом стабилизаторе 723. Базовая схема показана на рис. 6.36.

При токах менее 100 мА схема работает обычным образом. При больших токах нагрузки падение на R_1 открывает тран-

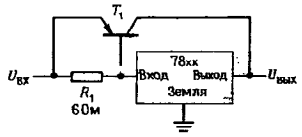


Рис. 6.36. Трехвыводной стабилизатор с внешним транзистором для увеличения тока.

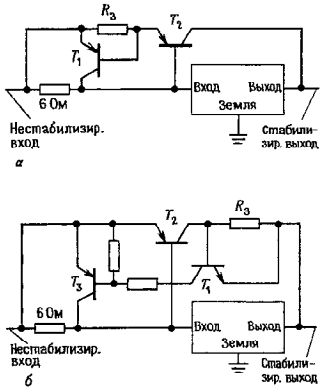


Рис. 6.37. Токоограничивающая схема для усилителя на внешнем транзисторе.

зистор T_1 и реальный ток через трехвыводной стабилизатор ограничивается величиной 100 мА. Трехвыводной стабилизатор поддерживает требуемое значение напряжения на выходе, снижая, как и ранее, входной ток и, следовательно, управляя транзистором T_1 при увеличении выходного напряжения, и наоборот. Он даже не знает, что нагрузка потребляет больше 100 мА! В этой схеме входное напряжение должно превышать выходное на величину перепада 78*xx* (2 В) плюс $U_{БЭ}$.

На практике эту схему следует несколько модифицировать для того, чтобы обеспечить ограничение по току для T_1, который в противном случае может отдавать ток в $h_{21Э}$ раз превышающий максимальный внутренний ток стабилизатора, т. е. 20 А и более! Этого вполне достаточно для разрушения транзистора T_1, как и той несчастной нагрузки, которая в это время была подключена. Два способа ограничения тока показаны на рис. 6.37.

Транзистор T_2 в обеих схемах является сильноточным проходным транзистором, а резистор между его эмиттером и базой выбран таким образом, чтобы транзистор открывался при токе нагрузки 100 мА. В первой схеме транзистор T_1 реагирует на ток нагрузки за счет падения напряжения на $R_э$ и ограничивает запуск транзистора T_2, если это падение превышает падение на диоде. Схема имеет два недостатка: входное напряжение должно теперь превышать стабилизированное выходное на падение напряжения на трехвыводном стабилизаторе плюс падение на двух диодах для токов нагрузки вблизи максимального тока. Кроме того, транзистор T_1 должен выдерживать большие токи (до максимального тока стабилизатора), так как из-за малого сопротивления резистора в базе T_1 трудно реализовать ограничивающую схему с обратным наклоном характеристики.

Во второй схеме эти недостатки устранены за счет некоторого усложнения. В сильноточных стабилизаторах для уменьшения мощности рассеяния до приемлемого уровня важно добиться малого перепада напряжений. Чтобы получить в последней схеме характеристику с обратным наклоном, можно просто подключить базу T_1 к делителю между коллектором и землей, а не к коллектору T_2.

К регулируемым трех- и четырехвыводным стабилизаторам внешние проходные транзисторы подключаются точно также. Детали можно понять, заглянув в спецификации изготовителей.

Источник тока. Из трехвыводного регулируемого стабилизатора можно легко сделать мощный источник постоянного тока. На рис. 6.38 показан такой источник на 1 А. Добавление повторителя на операционном усилителе, как это сделано на второй схеме, может понадобиться в том случае, если схема используется для р мирования малых токов, поскольку вход «регулировка» вносит в выходной ток ошибку порядка 50 мкА. Как и для ранее описанных стабилизаторов, здесь имеется внутреннее ограничение по току, з от тепловой перегрузки и защита от выхода за пределы области безопасной работы.

Упражнение 6.7. Спроектируйте регулируемый источник тока на диапазон токов от 10 мкА до 1 мА.

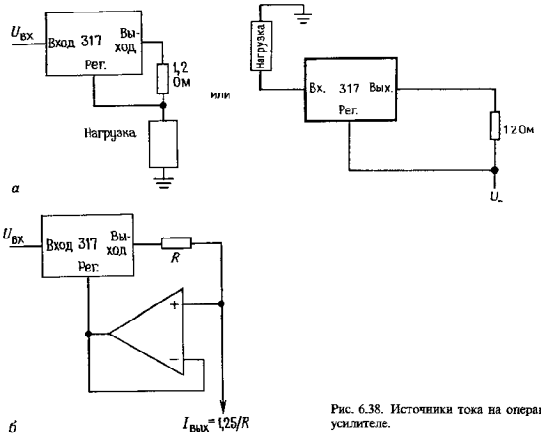


Рис. 6.38. Источники тока на операционном усилителе.

используя схему 317. Каков будет диапазон напряжения на выходе, если $U_{вх} = +15$ В? Перепад напряжения примите равным 2 В.

Заметьте, что источник тока на рис. 6.38, *а* является двухвыводным элементом Следовательно, нагрузку можно подключить с любой стороны. На рисунке показано, как можно осуществить отвод тока от нагрузки, подключенной к земле разумеется, вы всегда можете использовать схему 337 с отрицательной полярностью, включив ее так же, как показано на рис. 6.38, *а*).

Фирма National выпускает специальный трехвыводной прибор LM334, предназначенный для использования в качестве маломощного источника тока. Он поступает в небольшом пластмассовом транзисторном корпусе (TO-92), а также в стандартном корпусе DIP. Вы можете использовать его любым способом до нижней границы тока 1 мкА, поскольку ток регулирования является лишь малой долей общего тока. Этот элемент имеет, однако, одну особенность: выходной ток зависит от температуры, даже точно пропорционален абсолютной температуре. Так что, хотя он и не самый стабильный источник тока в мире, вы можете использовать его в качестве температурного датчика (разд. 15.01)!

6.19. Импульсные стабилизаторы и преобразователи постоянного тока

Все схемы стабилизаторов напряжения, которые до сих пор рассматривались, работают одинаково: последовательно нестабилизированному напряжению постоянного тока включается линейный управляющий элемент (проходной транзистор) с обратной связью, которая поддерживает на постоянном уровне выходное напряжение (или, может быть, постоянный ток). Выходное напряжение всегда ниже нестабилизированного входного напряжения и на управляющем элементе рассеивается некоторая мощность (или точнее, среднее значение $I_{вых}(U_{вх} - U_{вых})$). Небольшая вариация этой темы – параллельный стабилизатор, в котором управляющий элемент включается не последовательно с нагрузкой, а между выходом и землей; при-

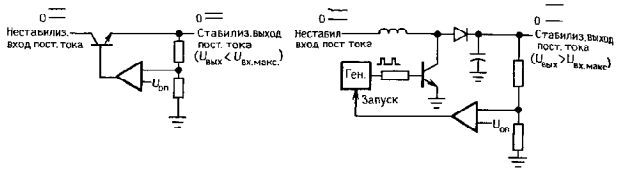


Рис. 6.39. Два вида стабилизаторов: *а* – линейный (последовательный), *б* – повышающий импульсный.

мер – простой резистор плюс стабилитрон.

Существует другой способ генерации стабилизированного напряжения постоянного тока, принципиально отличный от того, что мы видели до сих пор; взгляните на рис. 6.39. В таком импульсном стабилизаторе транзистор, работающий в режиме насыщенного ключа, периодически на короткое время прикладывает к катушке индуктивности полное нестабилизированное напряжение. Ток катушки появляется на каждом импульсе, запасая энергию $^1/_2LI^2$ в ее магнитном поле; запасенная энергия передается на конденсатор вых. сглажив. фильтра (чтобы поддержать напряжение и ток в нагрузке на выходе между импульсами заряда). Как и в линейных стабилизаторах, выход по обратной связи сравнивается с эталонным напряжением, но в импульсных стабилизаторах управление выходом осуществляется за счет изменения длительности импульсов генератора или частоты переключения, а не за счет линейного управления базой или затвором.

Импульсные стабилизаторы обладают необычными свойствами, которые делают их очень популярными: так как управляющий элемент либо выключен, либо насыщен, рассеивается очень маленькая мощность; таким образом, импульсные стабилизаторы чрезвычайно эффективны даже при большом падении от входа до выхода. «Импульсники» (слэнг для «импульсные источники питания») могут генерировать выходное напряжение, превышающее нестабилизированное входное напряжение (рис. 6.39, *б*); они позволяют также довольно просто генерировать напряжение противоположной полярности! Наконец, импульсники можно сделать без цепи постоянного тока между входом и выходом; это означает, что они могут работать прямо от шины питания с выпрямленным напряжением без сетевого трансформатора! В результате получается очень маленький, легкий и эффективный источник постоянного тока. По этим причинам импульсные источники питания используются почти во всех компьютерах.

Импульсные источники питания имеют и свои проблемы. Выход по постоянному току содержит некоторый «шум» переключения который может попадать в шину питания. Как правило, у них скверная репутация в отношении надежности – при катастрофическом отказе иногда возникают зрелищные пиротехнические эффекты. Однако большинство этих проблем решаются, и в настоящее время импульсные источники прочно обосновываются в электронных приборах и компьютерах.

В этом разделе мы в два этапа расскажем все об импульсных источниках питания. Сначала мы опишем базовый импульсный стабилизатор, работающий от традиционного нестабилизированного источника постоянного тока. Существуют три схемы, используемые для а) понижения (выходное напряжение меньше входного), б) повышения (выходное напряжение больше входного) и инвертирования (полярность выходного напряжения противоположна полярности входного) напряжения. Затем мы сделаем радикальный шаг – опишем «еретические» (и наиболее широко используемые) схемы, работающие прямо от шины питания с выпрямленным напряжением без изолирующего трансформатора. Оба вида источников питания сейчас широко используются, поэтому наш подход достаточно практичен (правда, не совсем педагогичен). В заключение мы дадим массу советов: когда использовать «импульсники», когда следует избегать их; когда проектировать свои собственные и когда покупать их. Короче говоря, мы постараемся развеять все ваши сомнения.

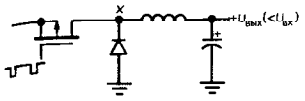


Рис. 6.40. Понижающий импульсный источник питания.

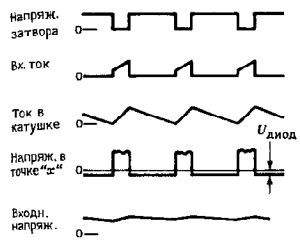


Рис. 6.41.

Понижающий стабилизатор. На рис. 6.40 показана основная понижающая импульсная схема; обратная связь для простоты не показана. Если МОП-ключ замкнут, то к индуктивности прикладывается напряжение $U_{вых} - U_{вх}$, которое вызывает появление линейно увеличивающегося тока (вспомним $dI/dt = U/L$) в индуктивности. (Этот ток течет, конечно, к нагрузке и конденсатору). Когда ключ открывается, ток индуктивности продолжает протекать в том же направлении (вспомните, что индуктивности не могут сразу же изменить свой ток, как это следует из последнего уравнения) теперь уже через ограничивающий диод. Выходной конденсатор работает как энергетический «маховик», сглаживая неизбежно возникающие пилообразные пульсации (чем больше емкость конденсатора, тем меньше пульсации). Ток индуктивности выделяет на ней напряжение $U_{вых} - 0{,}6U$, при этом ток начинает линейно убывать. Соответствующие формы тока и напряжения показаны на рис. 6.41. Для того чтобы завершить схему и придать ей вид стабилизатора, вы должны, конечно, добавить обратную связь, которая будет управлять либо длительностью импульсов (при постоянной частоте повторения), либо частотой повторения (при постоянной длительности импульсов) по выходу усилителя ошибки, сравнивающего выходное напряжение с эталонным.

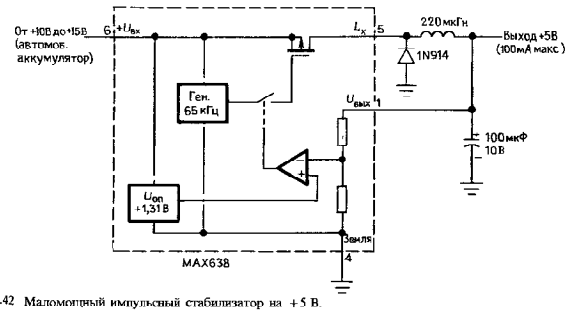


Рис. 6.42 Маломощный импульсный стабилизатор на +5 В.

На рис. 6.42 показан слаботочный стабилизатор +5 В на базе схемы MAX638 фирмы Maxim. Этот превосходный кристалл предлагает вам на выбор либо фиксированный выход +5 В (без внешнего делителя), либо регулируемый положительный выход с внешним резистивным делителем. Почти все компоненты стабилизатора умещаются в традиционном корпусе мини-DIP. Генератор в MAX638 работает на постоянной частоте 65 кГц, причем усилитель ошибки либо подключает, либо отключает импульсы управления затвором в соответствии с выходным напряжением. КПД схемы составляет примерно 85% и почти не зависит от входного напряжения. Сравните это с линейными стабилизаторами, решив следующие задачи.

Упражнение 6.8. Каков максимальный теоретический КПД линейного (последовательного проходного) стабилизатора при использовании его для генерации стабилизированного напряжения +5 В по нестабилизированному входу +12 В?

Упражнение 6.9. Что можно сказать об отношении выходного тока к входному для понижающего импульсного стабилизатора с высоким КПД? Каково это отношение токов для линейного стабилизатора?

Повышающий стабилизатор; инвертирующий стабилизатор. За исключением высокого КПД понижающий импульсный стабилизатор, рассмотренный в предыдущем параграфе, не имеет существенных преимуществ (только существенные недостатки – число компонент, шум переключения) перед линейным стабилизатором. Однако импульсные источники становятся по-настоящему весьма притягательными, когда необходимо, чтобы выходное напряжение было больше входного нестабилизированного или когда полярность выходного напряжения должна быть обратной полярности входного нестабилизированного. На рис. 6.43 показаны основные схемы повышения (или «подъема») и инвертирования напряжения.

Повышающую схему мы уже показывали на рис. 6.39, *а* для сравнения с линейным стабилизатором. Когда ключ замкнут (точка *x* вблизи земли), ток в индуктивности возрастает; когда ключ разомкнут, напряжение в точке *x* быстро

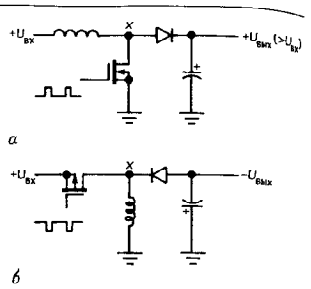


Рис. 6.43. Две схемы переключающего элемента: *а* – повышающая; *б* – инвертирующая.

возрастает, поскольку индуктивность пытается сохранить величину тока. Диод открывается и индуктивность «накачивает» ток в конденсатор. Выходное напряжение может быть много больше входного.

Упражнение 6.10. Изобразите формы колебаний для повышающего «импульсника», показав напряжение в точке *x*, ток в индуктивности и выходное напряжение.

Упражнение 6.11. Почему повышающую схему нельзя использовать как понижающий стабилизатор?

Инвертирующая схема показана на рис. 6.43, *б*. Когда ключ замкнут, от точки *x* к земле протекает линейно возрастающий ток. Для того чтобы сохранить ток при размыкании ключа, индуктивность «тянет» точку в отрицательную область настолько, насколько это необходимо для сохранения тока. Однако ток теперь втекает в индуктивность через сглаживающий конденсатор. Выход, таким образом, будет отрицательным, а его среднее значение будет больше или меньше ве. входного напряжения (что определяется обратной связью); другими словами, инвертирующий стабилизатор может быть как повышающим, так и понижающим.

Упражнение 6.12. Изобразите формы колебаний для инвертирующего импульсного источника, показав напряжение в точке *x*, ток в индуктивности и выходное напряжение.

На рис. 6.44 показано, каким образом можно использовать маломощные им-

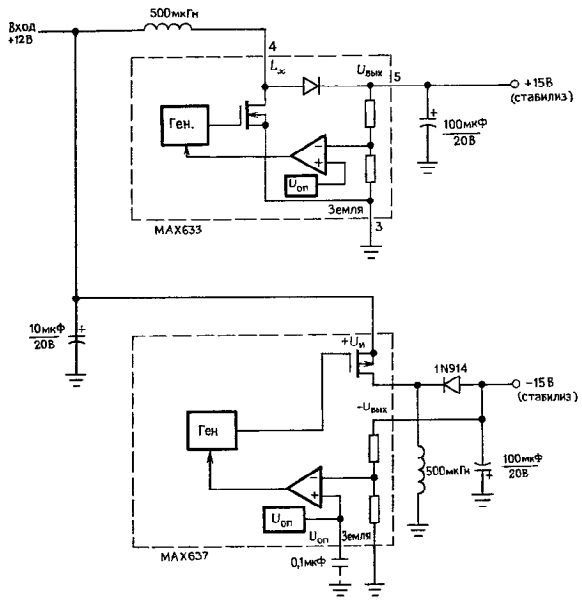


Рис. 6.44 Двухполярный импульсный источник питания.

пульсные стабилизаторы для получения напряжений ±15 В от одного автомобильного аккумулятора +12 В; с линейными стабилизаторами такой прием не пройдет. Здесь мы вновь использовали маломо ИС с фиксированным выходом фирмы Maxim, в данном случае повышающий стабилизатор MAX633 и инвертирующий стабилизатор MAX637. Показанные на рисунке внешние компоненты были выбраны в соответствии со спецификациями изготовителя. Они не очень критичны, но, как это всегда бывает в электронных схемах, существуют компромиссы. Например, чем больше величина индуктивности, тем меньше пиковые токи и выше КПД, но за счет максимально допустимого выходного тока. До тех пор пока входное напряжение не превышает выходное, схема менее чувствительна к входному напряжению; она будет работать и при +2 В, но максимальный выходной ток существенно понизится.

Перед тем, как оставить тему инвертирующих и повышающих стабилизаторов, мы хотели бы заметить, что существует и другой путь для достижения тех же самых целей, а именно, «переключаемые конденсаторы». Основная идея заключается в том, чтобы использовать МОП-ключи для заряда конденсатора от входа

постоянного тока и затем за счет изменения состояния ключей подключения заряженного конденсатора последовательно к другому конденсатору (повышение напряжения) или обратной полярностью к выходу (инвертирование). Преобразователи напряжения с переключаемыми конденсаторами обладают определенными преимуществами (нет индуктивностей) и некоторыми недостатками (низкая мощность, малые пределы регулирования, ограниченное напряжение). Мы обсудим их несколько позже в этой же главе.

Общие замечания относительно импульсных стабилизаторов. Как мы уже видели, способность импульсных источников повышать и инвертировать напряжение делает их весьма привлекательными для создания, скажем, слаботочных источников питания на ± 12 В прямо на полностью цифровой во всех других отношениях плате с питанием +5 В. Такие биполярные источники часто необходимы для питания «последовательных портов» (более подробно см. гл. 10 и 11) или линейных схем на операционных усилителях или схем с ЦАП и АЦП. Еще одно полезное применение повышающих импульсных источников – это питание дисплеев, для работы которых необходимо относительно высокое напряжение, например дисплеев, использующих люминесцентную или плазменную технологии. В тех применениях, где входное напряжение постоянного тока (обычно +5 В) уже стабилизировано, вы часто произносите «преобразователь постоянного тока», а не «импульсный стабилизатор», хотя в действительности это одно и то же. Наконец, в оборудовании на батарейном питании вам, как правило, хочется получить высокий КПД во всем диапазоне напряжений батареи; например, 9-вольтовый «транзисторный» щелочной аккумулятор начинает свою жизнь примерно с 9,5 В и постепенно угасает к концу своей полезной жизни до 6 В. Маломощный понижающий стабилизатор на +5 В сохраняет свою высокую эффективность, увеличивая ток на протяжении всего срока службы батареи.

Следует отметить, что индуктивность и конденсатор в импульсном стабилизаторе не работают как LC-фильтр. Для простого понижающего стабилизатора еще могут быть какие-то сомнения, но, очевидно, что схема, которая инвертирует уровень постоянного тока, едва ли является фильтром! Катушка индуктивности представляет собой запасающее энергию устройство без потерь (запасенная энергия равна $^1/_2LI^2$), способное преобразовывать импеданс для того, чтобы сохранить энергию. Это точное определение с физической точки зрения, в котором отражен тот факт, что энергия заключена в магнитном поле. Мы обычно привыкли рассматривать конденсатор как устройство, хранящее энергию (запасенная энергия равна $1/2CU^2$), которое выполняет свою функцию в импульсных источниках питания, как и в традиционных последовательных стабилизаторах.

Немного терминологии. Вы иногда встречаете словосочетания «импульсный стабилизатор с ШИМ» и «стабилизатор с токовым режимом». Они относятся к конкретному способу изменения импульсных колебаний в соответствии с сигналом обратной связи (сигналом ошибки). В частности, ШИМ означает широтно-импульсную модуляцию, в которой сигнал ошибки используется для управления длительностью импульса (при фиксированной частоте), в то время как при управлении в токовом режиме сигнал ошибки используется для управления пиковым током индуктивности (определяется с помощью резистора) посредством изменения интервала между импульсами. Стабилизаторы в токовом режиме обладают существенными достоинствами и становятся все более популярными в связи с тем, что теперь выпускаются хорошие ИС-контроллеры в токовом режиме.

При рассмотрении любого импульсного источника не забывайте о помехах, создаваемых процессом переключения. Они могут быть трех видов: а) пульсации на выходе на частоте переключения, обычно порядка 10–100 мВ (размах); б) пульсации также на частоте переключения, которые накладываются на напряжение входного источника; в) помехи излучения на частоте переключения и ее гармониках из-за импульсных токов в индуктивности и проводниках. Можно оказаться в весьма трудной ситуации при использовании импульсных источников в схемах с сигналами низкого уровня (скажем, 100 мкА и менее). Хотя тщательное экранирование и фильтрация могут решить все эти проблемы, но лучше, по-видимому, в подобных случаях с самого начала использовать линейные стабилизаторы.

Импульсные источники с питанием от сети. Мы уже упоминали, что импульсные источники обладают высоким КПД, даже если выходное напряжение сильно отличается от входного. Это может помочь нам рассматривать индуктивность как «преобразователь импеданса», поскольку средний постоянный выходной ток может быть больше (при понижении) или меньше (при повышении), чем средний постоянный входной ток. Это полностью противоположно тому, что происходит в линейных последовательных стабилизаторах, где средние значения входного и выходного токов всегда равны (если не учитывать, конечно, тока покоя схемы стабилизатора).

В связи с этим появляется превосходная идея: можно исключить тяжелый понижающий сетевой трансформатор, если стабилизатор подключить прямо к выпрямленному и отфильтрованному напряжению переменного тока. Два промежуточных замечания: а) входное напряжение постоянного тока будет равно примерно 160 В (при сети переменного тока 115 В), т.е. схема будет довольно опасна для того, чтобы в ней копаться! б) отсутствие трансформатора означает, что вход постоянного тока не будет изолирован от сети. Следовательно, импульсную схему следует модифицировать для того, чтобы обеспечить изоляцию.

Обычный способ изолирования импульсной схемы заключается в намотке вторичной обмотки на энергозапасающую индуктивность и использовании изолирующего элемента (либо трансформатора, либо оптоизолятора) для обеспечения обратной связи на импульсный генератор; взгляните на упрощенную схему, показанную на рис. 6.45. Заметьте, что генератор питается от высоковольтного нестабилизированного постоянного напряжения, в то время как схемы управления обратной связью (усилитель ошибки, эталонный источник) питаются от стабилизированного выходного напряжения. Иногда для питания управляющих элементов используется вспомогательный слаботочный нестабилизированный источник (со своим собственным низковольтным трансформатором на 60 Гц). Квад-

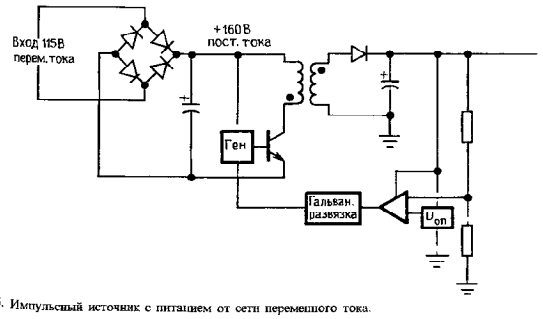


Рис. 6.45. Импульсный источник с питанием от сети переменного тока.

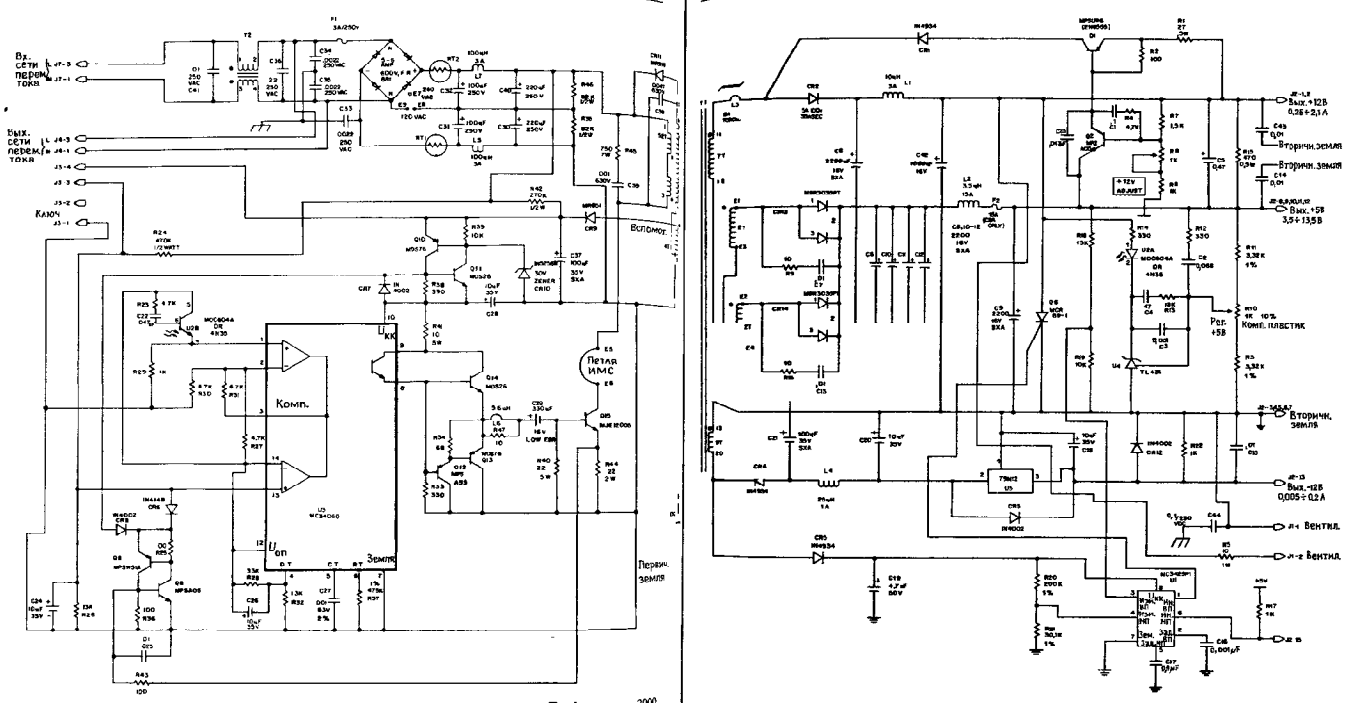


Рис. 6.46. Импульсный источник питания используемый в персональном компьютере Tandy модель 2000. Обратная связь с выхода +5 В осуществляется через оптрон U_{2A}–U_{2B} (с разрешения фирмы Tandy Corporation). ВП – верхний порог; НП – нижний порог.

ратик, обозначенный «изоляция», часто представляет собой небольшой импульсный трансформатор, хотя может использоваться и оптическая изоляция (более подробно об этом позже).

Может показаться, что преимущества безтрансформаторного нестабилизированного питания сводятся на нет в связи с необходимостью иметь, по крайней мере, два других трансформатора! Это не так. Размеры трансформатора определяются размерами сердечника, которые резко снижаются на высоких частотах. В результате импульсные источники с питанием от сети намного меньше и легче, чем аналогичные линейные источники; кроме того, благодаря своему высокому КПД они работают в более благоприятном тепловом режиме. Фирма Power-One выпускает, например, оба типа источников питания. Сравнивая ее модель F5-25 (5 В, 25 А) линейного источника со сравнимой по цене моделью SPL130-1005 (5 В, 26 А) импульсного источника, мы обнаруживаем, что импульсный источник весит 2,5 фунта, линейный – 19 фунтов; импульсный занимает всего 1/4 объема линейного. Более того, «импульсник» при работе не нагревается, а 19-фунтовый линейный, рассеивая 75 Вт при полной нагрузке становится горячим.

Пример реального импульсного источника. Для того чтобы вы почувствовали реальную сложность импульсных источников с питанием от сети, на рис. 6.46 мы воспроизводим полную схему коммерчес-

кого импульсного источника, используемого фирмой Tandy (Radio Shack) в качестве источника питания для своего персонального компьютера модели 2000. Мы пытались получить схемы от фирм IBM и Apple, но нас либо игнорировали, либо отказывали с явным высокомерием. Фирма Tandy, напротив, публикует превосходную документацию с полными схемами и подробным описанием. Этот источник дает стабилизированные выходные напряжения +5 В при 13 А, +12 В при 2,5 А и −12 В при 0,2 А (всего 95 Вт), которые используются для питания логических схем и накопителей на гибких магнитных дисках компьютера.

Пройдемся по схеме рис. 6.46, чтобы посмотреть, как импульсный источник с питанием от сети справляется с реальными задачами. Топология схемы, выбранная проектировщиками фирмы Tandy, точно соответствует тому, что показано на рис. 6.45, хотя и имеет бо́льшее число компонентов! Сравните рисунки. Мостовой выпрямитель (BR1), питающийся от сети, заряжает конденсаторы фильтра C_{30}, C_{31}, C_{32} и C_{40} (Tp_2 – это не трансформатор, обратите внимание на включение, а фильтр подавления помех). Заряженные конденсаторы подключаются к первичной обмотке трансформатора (выводы 1 и 3) с помощью мощного транзистора T_{13}, переключающее колебание (прямоугольный импульс переменной длительности фиксированной частоты) для которого вырабатывается ИС U_3 (импульсным стабилизатором с ШИМ). Вторичная обмотка (на самом деле их три, по одной на каждое выходное напряжение) включается в однополупериодную схему выпрямления для выработки напряжения постоянного тока: +12 В вырабатывается с помощью CR_2 от 7-витковой обмотки с выводами 11 и 18, −12 В – с помощью CR_4 от 5-витковой обмотки с выводами 13 и 20 и +5 В – с помощью запараллеленных CR_3 и CR_{14}, причем каждый подключен к своей собственной (2-витковой) обмотке.

В импульсных источниках с несколькими выходами для обратной связи можно использовать только один выход. Для этих целей обычно используют источник питания логики +5 В; так поступили и в данном случае: R_{10} снимает часть (точнее 50%) выходного напряжения +5 В, которая сравнивается с внутренним эталонным напряжением +2,5 В на U_4, и, если напряжение слишком велико, включается фотодиод U_{2A}. Фотодиод имеет оптическую связь с фототранзистором U_{2B}, который изменяет длительность импульсов U_3 и поддерживает выходное напряжение на уровне +5 В. Таким образом, блок, помеченный на рис. 6.45 как «изоляция», представляет собой оптопару (см. разд. 9.10).

До этого момента мы объяснили назначение около 25% компонентов рис. 6.46. Остальные необходимы для того, чтобы справиться с такими проблемами, как а) защита от короткого замыкания, б) отключение при перенапряжениях и пониженном напряжении, в) вспомогательный источник для схемы стабилизации, г) фильтрация сети переменного тока и д) линейная постстабилизация источников ±12 В. Объясним эту часть схемы более подробно.

На входе сети переменного тока мы обнаруживаем 4 конденсатора и пару последовательных индуктивностей, образующих в сочетании фильтр для подавления радиопомех. Это, конечно, всегда полезно очистить сеть переменного тока при подаче ее в устройство (см. разд. 6.11); в данном случае, однако, необходима дополнительная тщательная фильтрация для того, чтобы радиочастотные помехи, создаваемые внутри машины (главным образом, за счет переключений в источнике питания), не излучались через силовую сеть. Обратите внимание также на перемычку E_8E_9, которая преобразует вход из двухполупериодного моста (перемычка снята) в двухполупериодный удвоитель напряжения (перемычка установлена); изготовители, желающие экспортировать свою электронную продукцию, должны обеспечить совместимость с сетью 110/220 В; это значительно проще сделать в случае импульсных источников.

Термисторы RT_1 и RT_2 используются для ограничения высокого пускового тока, когда источник включается первый раз и сеть обнаруживает в некоторой точке несколько сотен микрофарад незаряженной емкости. Без термисторов (или без других средств) пусковой ток легко может превысить 100 А! Термисторы дают всего один-два Ома последовательного сопротивления, которое падает почти до нуля, когда они прогреты. Даже при использовании термисторов пусковой ток может быть весьма значительным: источник питания имеет специфицированный «входной экстраток» 70 А макс.

Последовательные индуктивности L_5 и L_6 величиной 100 мкГн в нестабилизированном источнике также предназначены для фильтрации импульсных помех, а шунтирующие резисторы 82 кОм (R_{35} и R_{46}) служат для обеспечения полного разряда конденсаторов фильтра после отключения питания. Несколько дополнительных «амортизирующих» пассивных компонентов использованы для демпфирования больших всплесков напряжения, которые могли бы привести к повреждению переключающего транзистора T_{15}: функция CR_{11} более тонкая – он искусно возвращает неиспользованную энергию трансформатора на конденсаторы фильтра C_{30} и C_{40}.

Двигаясь вниз, мы сталкиваемся с поистине хитроумной схемой, называемой «вспомогательный источник». Для работы ИС контроллера ШИМ и связанных с ним схем требуется низковольтный и слаботочный источник постоянного напряжения. Одной из возможностей является использовать отдельный небольшой линейный источник со своим собственным сетевым трансформатором и т. п. Соблазнительно, однако, подвесить еще одну обмотку (с однополупериодным выпрямителем) на T_1, избавляясь от отдельного трансформатора. Как раз это и сделал здесь разработчик с помощью 4-витковой обмотки (выводы 9 и 10), напряжение с которой выпрямляется и фильтруется элементами CR_9 и C_{37}. Этот простой источник формирует выход с номинальным напряжением 15 В.

Наблюдательный читатель может заметить в этой схеме один изъян: схема не может запустить сама себя, поскольку вспомогательное напряжение появляется только тогда, когда уже работает источник питания! Оказывается, что это старая проблема: разработчики телевизоров любят пошутить таким же образом, формируя все свои низковольтные напряжения от вспомогательных обмоток на высокочастотном трансформаторе горизонтальной развертки. Эта проблема решается с помощью так называемой схемы с ударным запуском, в которой для запуска схемы привлекается некоторое нестабилизированное напряжение; однажды запущенный, источник поддерживает сам себя от постоянного напряжения, полученного от собственного трансформатора. В данной схеме ударный запуск поступает через R_{42} и при включении питания начинает заряжать C_{37}. Далее ничего не происходит, пока напряжение на конденсаторе не превысит напряжение стабилитрона CR_{10} на величину прямого падения напряжения диодного p–n-перехода тиристорнообразное сочетание T_{10} и T_{11} переключается в состояние проводимости (подумайте, как это работает), ослабляя заряд C_{37} за счет конденсатора C_{28} и обеспечивая, таким образом, кратковременную подачу питания на управляющую схему (U_3 и все компоненты влево от нее). Раз генератор запустился, CR_9 начинает вырабатывать напряжение 15 В и ток, достаточный для непрерывной работы управляющей схемы (R_{42} обеспечить это не в состоянии).

Большинство компонентов вокруг U_3 обслуживают ее (C_{27} и R_{37}, например, устанавливают частоту повторения импульсов 25 кГц). На стороне входа U_{2B} обеспечивает общую обратную связь для поддержания выхода на уровне +5 В, как ранее описано. T_8 и T_9 образуют еще одну тиристорноподобную защелку; здесь она запускается для того, чтобы «заткнуть» генератор (и последовательный фиксирующийся ключ $T_{10}T_{11}$), если ток эмиттера T_{15} (считываемый с помощью R_{44}) становится слишком большим, например, если источник питания обнаруживает короткое замыкание на выходе. Последовательная цепочка $R_{43}C_{25}$ обеспечивает

постоянную времени около 1 мкс, так что схема не будет запускаться от импульсных всплесков. На блокирующую схему поступает также сигнал от делителя $R_{26}R_{24}$, который подавляет генерацию, если входное переменное напряжение становится ниже 90 В. На выходной стороне U_3 транзисторы $T_{12}-T_{14}$ вырабатывают сильноточный двухтактный запуск на базу T_{15}, используя задействованный в ИС одним выводом $n-p-n$-транзистор (объясните, как). Обратите внимание на «петлю I_C», провод соответствующей длины в коллекторе T_{15}, которая позволяет наблюдать форму тока на осциллографе, используя зажимной токовый щуп (посмотрите, например, каталог фирмы Tektronix).

На выходной стороне Tp_1 все значительно проще. В источнике +5 В используются запараллеленные диоды Шоттки (CR_{13} и CR_{14}) для обеспечения быстрого восстановления и низкого падения напряжения в режиме прямого тока (MBR 3035 PT имеет следующие параметры: средний ток 30 А при 20 кГц, напряжение пробоя в режиме обратного тока 35 В, типовое падение напряжения в режиме прямого тока 0,5 В при 10 А) и «амортизирующая цепь» (10 Ом/0,01 мкФ) для защиты диодов от высоковольтных всплесков. Фильтр с π-образными звеньями состоит из входной емкости 8800 мкФ, последовательной индуктивности 3,5 мкГн и выходной емкости 2200 мкФ. (Более слаботочные выходы ±12 В также используют однополупериодные выпрямители Шоттки, фильтры с π-образными звеньями с меньшими величинами всех компонентов.) По стандартам линейных стабилизаторов такой уровень фильтрации может показаться избыточным, но припомните, что там нет постстабилизации,– то, что выходит из фильтра,– это «стабилизированное постоянное», поэтому требуется более сильная фильтрация для того, чтобы уменьшить пульсацию на выходе, в основном, на частоте переключения, по крайней мере, до 50 мВ.

Выходное напряжение +5 В через делитель $R_3R_{10}R_{11}$ поступает на «трехвыводной Зенер» TL431 (U_4) фирмы TI, который в сочетании с несколькими резисторами и конденсаторами для нейтрализации обратной связи образует обратную связь с изоляцией через оптрон U_{2AB}. Выход +5 В снимается также через $R_{18}R_{19}$ для запуска ИС датчика перенапряжений (U_1: $U_{порог}$ = +2,5 В); последний запускает управляющий электрод тиристора T_6, который шунтирует источник +12 В и за счет ограничения по току на первичной стороне останавливает работу источника. Способ включения U_1 обеспечивает также возможность определения пониженного напряжения по специальной вспомогательной добавке от CR_5 и C_{19}; сигнал о понижении напряжения (насыщенный $n-p-n$-транзистор, подключенный к земле) передается на микропроцессор, предупреждая систему о возможном отказе источника питания, так что программа может осуществить упорядоченный останов без потери данных.

Для улучшения стабилизации источников ±12 В разработчики использовали несколько хитроумных приемов, без которых эти источники полностью зависели бы от источника +5 В. Для источника +12 В они использовали выход +5 В в качестве эталонного напряжения для усилителя ошибки T_2, который управляет магнитным усилителем. Последний содержит насыщающийся реактор с добавкой противодействующего «сбросового тока» через T_1. Сбросовый ток определяет, сколько вольт-секунд будет блокировать индуктивность до достижения состояния магнитного насыщения, в котором она работает как превосходный проводник. Магнитный усилитель заслуживает своего названия, поскольку небольшой ток управления изменяет большой выходной ток. Контроллеры для магнитных усилителей выпускаются в виде полностью интегрированных схем, например UC3838 фирмы Unitrode.

Для слаботочного источника −12 В разработчики выбрали самое простое решение, использовав линейный постстабилизатор типа 7912 с диодами для защиты от обратного включения. На всех выходах постоянного тока разработчики включили конденсаторы развязки и резисторы для

обеспечения небольшого тока на выходе.

На схеме этого источника можно увидеть бо́льшую часть тех узлов, которые редко упоминаются в учебниках, но которые, на самом деле, очень существенны. Применение дополнительных компонентов в этой схеме щедро вознаграждается гарантией надежной работы источника в условиях пользователя. Хотя может показаться, что эти дополнительные хлопоты являются результатом излишней скрупулезности, на самом деле это твердая экономическая политика, – каждый отказ у пользователя при наличии гарантий стоит изготовителю, по крайней мере, сотню долларов на перевозку плюс стоимость ремонта, не говоря уж об опороченной репутации.

Общие замечания относительно импульсных источников с питанием от сети.

1. Импульсные источники с питанием от сети (их называют иногда «автономными» импульсными источниками, но нам не нравится это название) – это превосходные мощные источники питания. Благодаря высокому КПД при работе они не нагреваются, а отсутствие трансформатора низкой частоты делает их более легкими и меньшими по размерам по сравнению с эквивалентными линейными источниками. По этим причинам для обеспечения питания компьютеров, даже настольных персональных компьютеров, используют исключительно импульсные источники с питанием от сети. Они также находят применение и в других портативных приборах, даже в таких чувствительных к помехам устройствах, как осциллографы.

2. Импульсные источники шумят! Выходные напряжения содержат десятки милливольт пульсаций переключения, они подбрасывают в сеть «мусор», их вопли можно даже услышать! Одно из средств борьбы против пульсаций на выходе, если они доставляют беспокойство, – это добавить внешний сильноточный LC-фильтр нижних частот; другой способ – добавить линейный постстабилизатор с низким падением. Некоторые преобразователи постоянного тока содержат эти средства, кроме того, они полностью экранированы и имеют усиленную фильтрацию входа.

3. Выпускаются и получили широкое распространение импульсные источники на несколько выходов. Однако отдельные выходы формируются с помощью дополнительных обмоток на общем трансформаторе. Как правило, обратная связь снимается с выхода с наибольшим током (обычно с выхода +5 В), а это означает, что остальные выходы стабилизируются не очень хорошо. В спецификации указывается обычно «кросс-стабилизация», которая показывает, например, насколько меняется напряжение на выходе +12 В при изменении нагрузки на выходе +5 В от 75% полной нагрузки до 50% или 100% полной нагрузки; типовое значение кросс-стабилизации составляет 5%. В некоторых многовыходных импульсных источниках добиваются превосходной стабилизации, используя на вспомогательных выходах линейные пост-стабилизаторы, но это исключение. Внимательно просматривайте технические данные!

4. Импульсные источники с питанием от сети могут выдвигать требование по минимальному току нагрузки. Если ток нагрузки может упасть ниже минимального, то вы должны добавить некоторую резистивную нагрузку, в противном случае возможно сильное повышение напряжения или появление колебаний. Например, упомянутый выше импульсный источник +5 В, 26 А имеет минимальный ток нагрузки 1,3 А.

5. Будьте внимательны при работе от импульсного источника с питанием от сети. Многие компоненты находятся под напряжением сети и несут смертельную опасность. Нельзя подключать заземление щупа осциллографа к схеме.

6. Когда вы впервые включаете питание, сеть переменного тока обнаруживает большой незаряженный электролитический конденсатор фильтра (разумеется, через диодный мост). Последующий «пусковой» ток может оказаться просто огромным; для нашего источника фирмы Power-One он составляет 17 А макс. (сравните с входным током при полной на-

грузке 1,6 А). Коммерческие «импульсники» для того, чтобы удержать пусковой ток в «цивилизованных» границах, используют различные приемы «мягкого пуска». Одним из таких приемов является включение последовательно с входом резистора с отрицательным ТКС (низкоомного термистора); другой способ – быстро отключить небольшой (10 Ом) последовательный резистор после включения источника.

7. Импульсные источники содержат обычно схему отключения при перенапряжениях, аналогичную нашей шунтирующей тиристорной схеме. Часто это простая схема на стабилитроне, которая останавливает генератор, если постоянное напряжение на выходе превышает определенную величину. Можно придумать такие виды отказов, при которых такие «шунты» не будут ничего шунтировать. Для максимальной безопасности вы, возможно, захотите использовать автономные внешние шунтирующие схемы на тиристорах.

8. Импульсные источники имеют обычно скверную репутацию относительно надежности, но последние схемы, как будто, намного лучше. Тем не менее, когда они решают взорваться, они делают это с большой помпой! Один из них у нас взорвался, изрыгая все свои внутренности, как и внутренности невинных электронных свидетелей.

9. Импульсные источники с питанием от сети, на самом деле, сложны и хитроумны с точки зрения надежности. Необходимы специальные индуктивности и трансформаторы. Наш совет: откажитесь от их проектирования, покупайте то, что вам нужно! В конце концов, зачем создавать то, что можно купить?

10. Импульсные источники являются особенной нагрузкой для питающей сети. В частности, увеличение сетевого напряжения приводит к снижению среднего тока, поскольку источник работает при постоянном КПД, т.е. он является нагрузкой с отрицательным сопротивлением (усредненным на периоде 60 Гц), а это может привести к совершенно сумасшедшим эффектам. Если в питающей сети есть большая индуктивность, то в системе возможны колебания.

Советы.

Счастье для вас, что мы не стесняемся давать советы. Вот они.

1. Для цифровых систем обычно требуется напряжение +5 В и часто большой ток (10 А и более).

Совет: а) используйте импульсный источник с питанием от сети; б) купите его (если требуется, добавьте фильтр).

2. Аналоговые схемы с сигналами низкого уровня (слабосигнальные усилители, сигналы менее 100 мкВ и т. п.).

Совет: используйте линейные стабилизаторы; импульсные слишком шумны, они испортят вам жизнь.

Исключение: для некоторых схем с батарейным питанием, возможно, лучше использовать маломощный импульсный преобразователь постоянного тока.

3. Что-то большой мощности. *Совет:* используйте импульсный источник с питанием от сети. Он меньше, легче и холоднее.

4. Высоковольтная, маломощная аппаратура (фотоэлектронные умножители, лампы-вспышки, электронно-оптические преобразователи, плазменные дисплеи). *Совет:* используйте маломощный повышающий преобразователь.

В общем случае, маломощные преобразователи постоянного тока легко спроектировать, потребуется всего несколько компонентов типа ИС серии Maxim. Не стесняйтесь делать их собственными руками. В противоположность этому, импульсные источники большой мощности (обычно с питанием от сети) сложны, хитроумны и чрезвычайно беспокойны. Если вам необходимо спроектировать свой собственный источник, будьте осторожны, проверьте очень тщательно свою схему. А лучше, подавите самолюбие и купите самый лучший импульсный источник, какой вы только сможете найти.

ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ

6.20. Высоковольтные стабилизаторы

При проектировании линейных стабилизаторов, вырабатывающих высокое напряжение, возникает ряд специальных проблем. Поскольку напряжение пробоя обычного транзистора не превышает, как правило, 100 В, при разработке источников с более высоким напряжением необходимо применять некоторые нестандартные решения. В этом разделе мы представим набор таких способов.

Решение в лоб: высоковольтные компоненты. Выпускаются мощные транзисторы, как биполярные, так и МОП, с напряжением пробоя 100 В и выше; они даже и не очень дорогие. Например, MJ12005 фирмы Motorola – это 8-амперный мощный $n-p-n$-транзистор с напряжением пробоя коллектор – эмиттер 750 В и напряжением пробоя обратно смещенной базы 1500 В; стоимость его менее 5 долл. MTP 1N100 (аналогичен European BUZ-50) представляет собой 1-амперный мощный МОП-транзистор с напряжением пробоя 1000 В; цена несколько долларов. Благодаря превосходной области безопасной работы (отсутствие вторичного теплового пробоя), мощные МОП-транзисторы наиболее всего подходят для применения в высоковольтных стабилизаторах.

Используя усилитель ошибки в режиме работы вблизи уровня земли (делитель для съема выходного напряжения дает малую долю выхода), можно построить высоковольтный стабилизатор, в котором под высоким напряжением будет находиться только проходной транзистор и формирователь, работающий на него. На рис. 6.47 показан принцип построения такой схемы. В данном случае, это стабилизированный источник на напряжение от 100 до 500 В, в котором использованы проходной n-МОП-транзистор и формирователь. T_2 представляет собой последо-

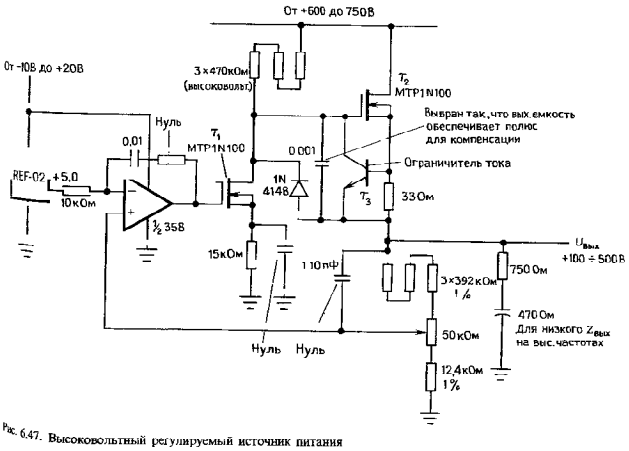


Рис. 6.47. Высоковольтный регулируемый источник питания

вательный проходной транзистор, который запускается от инвертирующего усилителя T_1. В качестве усилителя ошибки используется операционный усилитель, сравнивающий регулируемую долю выхода с прецизионным эталонным источником +5 В. T_3 обеспечивает ограничение по току путем отключения запуска T_2 при падении напряжения на резисторе 33 Ом, равном падению $U_{бэ}$. Остальные компоненты выполняют более тонкую, но необходимую работу. Диод защищает T_2 от обратного пробоя затвора, если вдруг T_1 решит понизить напряжение на стоке (в то время как выходной конденсатор поддерживает исток T_2). Различные небольшие конденсаторы обеспечивают нейтрализацию, которая необходима, поскольку T_1 работает как инвертирующий усилитель с усилением по напряжению и вносит неустойчивость в контур операционного усилителя (особенно в схеме с емкостной нагрузкой). Эта схема является исключением из общего правила, которое гласит, что транзисторные схемы не представляют электрической опасности!

Здесь мы не можем противостоять искушению несколько отклониться от темы: с небольшими изменениями (эталонный источник заменяется на сигнальный вход) эту схему можно превратить в превосходный высоковольтный усилитель, удобный для управления «ненормальными» нагрузками типа пьезопреобразователей. Для таких специфических применений схема должна быть способна как отводить, так и отдавать ток в емкостную нагрузку. Как это ни странно, схема работает как «псевдодвухтактный выход» с T_2, отдающим ток, и T_1, отводящим ток (через диод), в зависимости от необходимости; см. разд. 3.14.

Если высоковольтный стабилизатор проектируется только на нерегулируемое выходное напряжение, то проходной транзистор может иметь напряжение пробоя меньше, чем выходное напряжение. В предыдущей схеме замена резистора для регулировки напряжения на постоянный резистор 12.4 кОм превращает схему в нерегулируемый стабилизатор на +500 В. В этом случае вполне подойдет проходной транзистор на 300 В, потому что напряжение на нем никогда не превысит 300 В даже при включении и выключении, а также при коротком замыкании выхода. Последнее весьма проблематично, но, шунтируя T_2 300-вольтовым стабилитроном, эту проблему можно решить. Если стабилитрон может работать с большим током, он может и защитить проходной транзистор от короткозамкнутой нагрузки, если перед стабилизатором стоит подходящий предохранитель. Здесь может помочь активная схема на стабилитронах, упомянутая в разд. 6.06.

Стабилизация в цепи земли. Другой способ стабилизации высокого напряжения с помощью низковольтных элементов показан на рис. 6.48. T_1 – последовательный проходной транзистор, но соединенный с низковольтным концом источника питания; его «выход» поступает на землю. Напряжение на нем – это только часть выходного напряжения, и поэтому транзистор «сидит» вблизи уровня земли, что упрощает схему формирования. Как и раньше, следует обеспечить защиту во

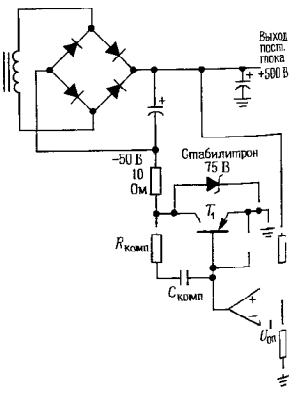


Рис. 6.48. Стабилизация в цепи земли.

время переходных процессов включения-выключения и при перегрузках. Достаточно проста стабилитронная защита, показанная на рисунке, но надо помнить, что стабилитрон должен выдерживать ток короткого замыкания.

«Подъем» стабилизатора над уровнем земли. Для расширения диапазона напряжений стабилизатора, включая и простые трехвыводные стабилизаторы, применяют еще один способ – поднятие общего вывода стабилизатора относительно уровня земли с помощью стабилитрона (рис. 6.49). В этой схеме $Д_1$ добавляет свое напряжение к обычному выходу стабилизатора. $Д_2$ через повторитель T_1 устанавливает падение напряжения на стабилизаторе и совместно с $Д_3$ обеспечивает защиту от короткого замыкания.

Транзистор с оптической связью. Существует еще один способ решения проблемы пробоя транзистора в высоковольтных источниках питания с применением сравнительно низковольтного проходного транзистора для нерегулируемого (известного) выходного напряжения. В подобных случаях высокое напряжение должен выдерживать только управляющий транзистор, но, используя оптически связанные транзисторы, можно избежать и этого. Эти приборы, о которых мы поговорим ниже в связи с сопряжением цифровых элементов в гл. 9, состоят в действительности из двух элементов, электрически изолированных друг от друга: светодиода, который излучает свет, если через него протекает ток в прямом направлении, и фототранзистора (или фотопары Дарлингтона), расположенных вблизи друг друга в непрозрачном корпу-

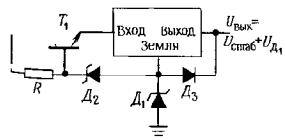


Рис. 6.49

се. Прохождение тока через диод приводит транзистор в проводящее состояние, как если бы в транзисторе протекал базовый ток. Для того чтобы вывести фототранзистор в активный режим, как и в случае обычного транзистора, необходимо приложить коллекторное напряжение. В большинстве случаев базовый вывод отсутствует. Оптопары имеют, как правило, изоляцию, способную выдержать напряжение между входом и выходом в несколько тысяч вольт.

На рис. 6.50 показано несколько способов применения транзистора с оптической связью в высоковольтном источнике. На первой схеме фототранзистор T_2 закрывает транзистор T_3, если напряжение на выходе поднимается слишком высоко. На второй схеме, на которой показан только фрагмент с проходным транзистором, фототранзистор, находясь в возбужденном состоянии, увеличивает выходное напряжение, поэтому входы усилителя ошибки должны быть инвертированы. Обе схемы формируют некоторый выходной ток в цепи смещения проходного транзистора, поэтому для того чтобы удержать выходное напряжение от подъема при отсутствии нагрузки, между выходом и землей следует включить определенную нагрузку. Эту работу может выполнить делитель напряжения для съема выхода или отдельный шунтирующий резистор, подключенный к выходу, который, вообще говоря, всегда рекомендуется подключать в высоковольтных источниках.

Плавающий стабилизатор. Избежать применения высоковольтных компонентов в схеме управления источника высокого напряжения можно еще одним способом – «подвесить» управляющую схему на потенциал проходного транзистора, сравнивая падение напряжения на его собственном эталонном источнике с падением между ним и землей. Для такого рода применений предназначена превосходная ИС стабилизатора MC1466, которой требуется вспомогательный слаботочный плавающий источник напряжением 20–30 В для питания собственной схемы. Выходное напряжение ограничивает-

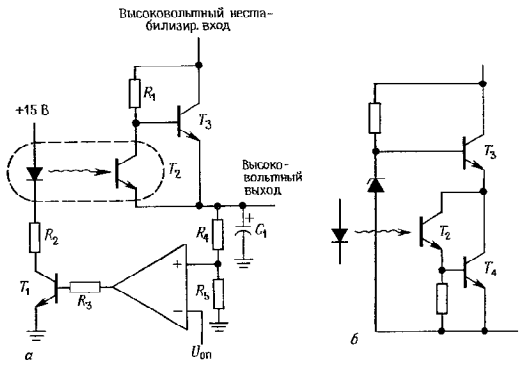


Рис. 6.50. Высоковольтный стабилизатор с оптической изоляцией.

ся только проходными транзисторами и изоляцией вспомогательного источника питания (напряжением пробоя изоляции трансформатора). Схема MC1466 характеризуется очень хорошей стабилизацией и прецизионной схемой ограничения тока, поэтому она вполне подходит для точных «лабораторных» источников питания. Однако следует предостеречь вас: в MC1466 в отличие от большинства современных стабилизаторов нет внутренней тепловой защиты.

Изящный способ построения плавающего стабилизатора может быть осуществлен с помощью недавно появившейся ИС – LM10 – сочетания операционного усилителя и источника эталонного напряжения, явившей собой знаменательное событие в технологии производства ИС со времени открытия Видлара (см. разд. 4.13). Эта схема работает только от одного источника питания 1,2 В, т. е. ее можно подключить к перепаду база–эмиттер проходного транзистора Дарлингтона! Пример показан на рис. 6.51. Если вы любите аналогии, то представьте себе жирафа, который измеряет свой рост, глядя на землю с высоты, а затем стабилизирует его, меняя соответствующим образом длину шеи. Схема TL783 фирмы Texas Instruments – это ИС стабилизатора на 125 В, которая работает аналогичным образом: в случае небольших токов она заменяет схему на дискретных компонентах, показанную на рис. 6.51.

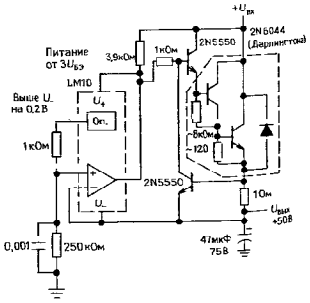


Рис. 6.51. Высоковольтный «плавающий» стабилизатор.

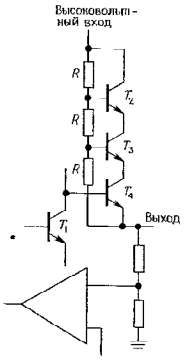
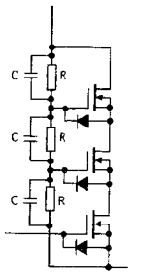


Рис. 6.52. Последовательное включение транзисторов для повышения напряжения пробоя.



Последовательное соединение транзисторов. На рис. 6.52 показан трюк с последовательным соединением транзисторов для увеличения напряжения пробоя. Транзистор T_1 управляет последовательно соединенными транзисторами $T_2 - T_4$, которые делят между собой большое напряжение между коллектором T_2 и выходом. Одинаковые базовые резисторы выбираются достаточно малыми, чтобы обеспечить полный выходной ток транзисторов. Аналогичная схема будет работать и на МОП-транзисторах, но в этом случае следует подключить, как показано на рисунке, диоды защиты от обратного пробоя затвора (относительно прямого пробоя затвора вам не следует беспокоиться, поскольку МОП-транзисторы будут достаточно быстро включаться еще задолго до пробоя затвор–канал). Заметьте, что резисторы смещения дают некоторый выходной ток, даже когда транзисторы выключены, поэтому должна быть минимальная нагрузка на землю для того, чтоб предотвратить подъем выходного напряжения выше стабилизированного уровня. Во многих случаях нелесообразно включить параллельно резисторам делителя небольшие конденсаторы для того, чтобы обеспечить работоспособность делителя на высоких частотах. Емкость конденсаторов должна быть достаточно большой для того, чтобы нейтрализовать разницу входных емкостей транзисторов; в противном случае будет неравное деление и общее напряжение пробоя уменьшится.

Последовательно соединенные транзисторы можно использовать, конечно, не только в источниках питания. Их иногда можно увидеть в высоковольтных усилителях, хотя часто это и необязательно, так как выпускаются высоковольтные МОП-транзисторы.

В высоковольтных схемах типа этой можно легко упустить из виду тот факт, что могут потребоваться 1-ваттные (и более) резисторы, а не стандартные на 1/4 Вт. Непосвященных ожидает более тонкая ловушка, а именно, максимальное напряжение, достигающее 250 В, для стандартных («угольных») резисторов на 1/4 Вт независимо от мощности рассеяния. Угольные резисторы проявляют на высоких напряжениях довольно странное поведение коэффициентов сопротивления по напряжению, не говоря уж о постоянных изменениях сопротивления. Например, при реальных измерениях (рис. 6.53) на делителе 1000:1 (10 МОм, 10 кОм) при

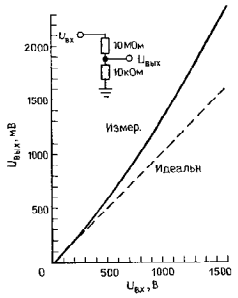


Рис. 6.53. Угольные композиционные резисторы показывают снижение сопротивления при напряжениях выше 250 В

напряжении 1 кВ отношение оказывается равным 775 : 1 (ошибка 29%!); обратите внимание, что мощность соответствовала номинальной. Этот «неомический» эффект играет важную роль, в частности, в делителях для съема выходного напряжения в высоковольтных источниках питания и усилителях. Будьте внимательны! Фирмы, такие как Victoreen, выпускают резисторы различного типа, предназначенные для подобных высоковольтных применений

Стабилизация входного напряжения. В высоковольтных источниках питания особенно в тех, которые работают с малыми токами, иногда применяют другой способ – стабилизацию не выходного напряжения, а входного. Обычно это делается с помощью высокочастотных импульсных преобразователей постоянного тока, поскольку попытка стабилизировать вход переменного напряжения 60 Гц приводит к слабой стабилизации и высокому уровню остаточной пульсации. Основная идея показана на рис. 6.54. Трансформатор Tp_1 и связанная с ним схема формируют некоторое промежуточное нестабилизированное напряжение, допустим, 24 В; можно использовать и аккумулятор. От этого напряжения работает генератор прямоугольных импульсов, на выходе которого размещается двухполупериодный выпрямитель и фильтр. Отфильтрованный постоянный ток является выходным сигналом, часть которого поступает обратно на генератор для управления скважностью или амплитудой в зависимости от выходного напряжения. Поскольку генератор работает на высокой частоте, реакция схемы достаточно быстрая, а выпрямленное напряжение легко фильтруется, поскольку оно происходит от прямоугольного колебания, подвергнутого двухполупериодному выпрямлению. Трансформатор Tp_2 должен быть рассчитан на

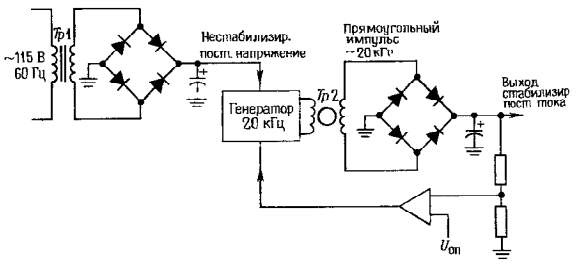


Рис. 6.54. Высоковольтный импульсный источник питания

работу с высокочастотным сигналом, так как обычный мощный трансформатор с наборным сердечником будет иметь значительные потери. Подходящие трансформаторы изготавливают из железного порошка, феррита или с использованием тороидальных ленточных сердечников; они намного легче и меньше по сравнению с традиционными мощными трансформаторами той же мощности. Здесь не использованы высоковольтные компоненты, за исключением, конечно, выходного выпрямительного моста и конденсатора.

Читая последний параграф, искушенный читатель возможно испытает своего рода déjà vu [1]. Действительно, это все очень похоже на импульсный стабилизатор (разд. 6.19). Одно существенное отличие состоит в том, что импульсные источники обычно используют индуктивности в качестве энергозапасающих элементов, в то время как высоковольтный источник со стабилизацией входа использует Tp_2 как «обычный» (хотя и высокочастотный) трансформатор. То, что родит высоковольтные источники с импульсными, так это высокочастотные пульсации и помехи.

Высоковольтные выпрямители для видеомониторов. Для формирования высокого постоянного напряжения (10 кВ и выше), необходимого в телевизорах и видеомониторах на ЭЛТ, обычно используют вариант традиционного высоковольтного импульсного стабилизатора (рис. 6.43, *а*). Как вы увидите, схема эта чрезвычайно умна, поскольку она формирует вдобавок и сигнал горизонтальной развертки для запуска отклоняющей системы.

Основная идея заключается в использовании трансформатора с большим коэффициентом трансформации и запуске первичной обмотки от насыщенного транзистора, точно также, как в традиционной высоковольтной схеме. Выходное напряжение снимается с вторичной обмотки, выпрямляется и используется как высокое напряжение постоянного тока; см. рис. 6.55.

[1] Синдром уже виденного (франц.). – *Прим. перев.*

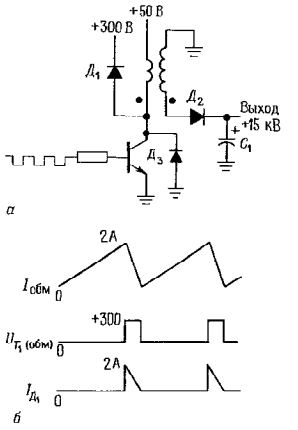


Рис. 6.55. Высоковольтный источник для видеомониторов.

Транзистор T_1 запускается широкими импульсами и подключает первичную обмотку к земле. Схема может быть выполнена с самовозбуждением или с запуском от генератора. $Д_1$ – это демпферный диод, который защищает коллектор T_1 от слишком высокого подъема во время обратного хода. $Д_2$, подключенный к высоковольтной вторичной обмотке, выпрямляет выходное напряжение, которое составляет обычно 10–20 кВ при токе несколько миллиампер. Схема работает на частотах 15 кГц и более; это означает, что конденсатор фильтра C_1 может быть достаточно маленьким – всего несколько сотен пикофарад (убедитесь в этом сами, подсчитав пульсацию).

Заметьте, форма волны коллекторного тока – линейно-нарастающая пила, которая обычно используется для запуска магнитной отклоняющей системы (называемой также «ярмо») ЭЛТ и обеспечения линейной скорости горизонтального сканирования. В этих случаях частоту гене-

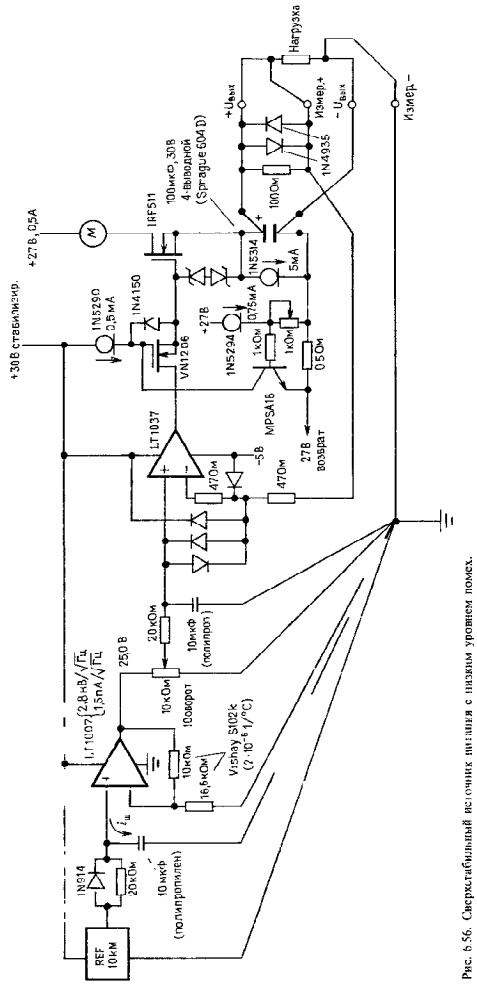


Рис. 6.56. Сверхстабильный источник питания с низким уровнем помех.

ратора выбирают равной частоте горизонтальной развертки. Похожие схемы — это так называемые, блокинг-генераторы, которые формируют свои собственные импульсы возбуждения.

6.21. Источники питания с малым уровнем помех и малым дрейфом

Стабилизированные источники питания, которые мы описали, до сих пор остаются одними из лучших,—они имеют обычно пульсацию и уровень помех ниже милливольта и температурный дрейф около $100 \cdot 10^{-6}$/°C. Это более чем достаточно для питания почти всего, что может когда-либо понадобиться. Однако возможно вам потребуются еще лучшие технические характеристики и вы не сможете обеспечить их с помощью выпускаемых ИС стабилизаторов. Тогда вам придется проектировать свои собственные схемы стабилизаторов, используя лучшие из доступных ИС опорных источников (в отношении стабильности и помех; см., например, REF101KM в табл. 6.7). Такая стабильность ($< 1 \cdot 10^{-6}$/°C) намного лучше, чем ТКС обычных металлопленочных резисторов ($50 \cdot 10^{-6}$/°C); поэтому вы должны больше уделять внимания выбору операционных усилителей и пассивных компонентов, ошибки и дрейфы которых не ухудшают общих технических данных.

На рис. 6.56 показана полная схема необычного стабилизированного источника питания с низким уровнем помех и малым дрейфом. Схема начинается с превосходной ИС REF10KM фирмы Burr-Brown, которая гарантирует ТКС лучше, чем $1 \cdot 10^{-6}$ °C и очень низкий уровень шумов (6 мкВ размах, 0,1–10 Гц). Более того, это достигается без применения термостатического управления, которое позволяет удерживать приповерхностный зенеровский шум на низком уровне. За источником опорного напряжения следует фильтр нижних частот для дальнейшего снижения уровня шумов. Большое значение емкости конденсатора необходимо для подавления токового шума операционного усилителя; указанное значение преобразует токовый шум (1,5 пА/$\sqrt{\text{Гц}}$ на 10 Гц) в шум напряжения 2,4 нВ$\sqrt{\text{Гц}}$, сравнимый с шумом e_m операционного усилителя. Используется полипропиленовый конденсатор, потому что утечка конденсатора (более точно, изменение утечки от времени и температуры) должна быть менее 0,1 нА для того, чтобы избежать микровольтовых дрейфов выходного напряжения. С помощью операционного усилителя, резисторы в обратной связи которого имеют сверхнизкий ТКС ($0{,}2 \cdot 10^{-6}$/°C макс.), эталонное напряжение доводится до +25 В; заметьте, что напряжение питания составляет +30 В. Полученное опорное напряжение +25,0 В поступает на делитель напряжения для формирования желаемого выходного напряжения, которое затем вторично фильтруется фильтром НЧ с использованием конденсатора с малой утечкой. Поскольку для деления опорного напряжения используется потенциометр, значение ТКС резистора здесь не столь критично—это логометрическое измерение.

Остальная часть схемы представляет собой простой повторитель, использующий прецизионный малошумящий усилитель ошибки для сравнения выходного напряжения от мощного последовательного проходного МОП-транзистора. В связи с тем что большой выходной конденсатор обеспечивает основной полюс для компенсации, использован декомпенсированный операционный усилитель. Обратите внимание на необычную токоограничивающую схему и обильное использование «диодов» стабилизации тока (на самом деле использование полевых транзисторов с p–n-переходом) для получения рабочего смещения. Обратите внимание также на применение проводников «считывания» напряжения на нагрузке. В прецизионной схеме типа этой большую роль играют пути земли, поскольку, например, нагрузочный ток 100 мА, протекающий по одному дюйму провода калибра 20, дает падение напряжения 100 мкВ, что составляет ошибку порядка 10^{-4} на 1 В выхода! Представленная схема имеет превосходные технические характеристики,—ее шумы и дрейф, по крайней мере, в 100 раз меньше.

чем приведенные ранее типовые. По данным фирмы EVI, которая любезно предоставила нам эту схему, шумы и фон схемы лежат ниже 1 мкВ, ТКС ниже $1 \cdot 10^{-6}$/°C, выходной импеданс ниже 1 мкОм и дрейф менее $1 \cdot 10^{-6}$ за рабочий день.

В следующей главе мы побольше поговорим о таких прецизионных и малошумящих схемах.

6.22. Микромощные стабилизаторы

Как мы уже ранее упоминали, можно спроектировать схему с батарейным питанием с очень низким током покоя, порядка десятков микроампер. Это как раз то, что нужно, чтобы сделать схему, которая работала бы в течение нескольких месяцев или лет от одной маленькой батареи (например, наручные часы или калькулятор). Щелочной 9-вольтовый транзисторный аккумулятор, к примеру, полностью исчерпывает себя после 400 мА-ч работы; следовательно, 50-микроамперная схема будет работать около года (8800 часов). Если для такой схемы потребуется стабилизированное напряжение, то вы, очевидно, не можете позволить себе тратить 3 мА тока покоя в ИС 78L05, поскольку это снизило бы срок службы батареи до недели!

Решить эту проблему можно либо с помощью стабилизатора на дискретных компонентах, либо используя одну из микромощных ИС. К счастью, в последние годы выпускают несколько хороших ИС. Одними из лучших являются стабилизаторы серии LP2950 фирмы National – трехвыводной нерегулируемый стабилизатор 5 В, выпускаемый в небольшом транзисторном корпусе TO-92 (LP2950ACZ-5.0), или многовыводной регулируемый стабилизатор 1,2–30 В (LP2951). Обе версии имеют ток покоя 75 мкА. Существуют ИС с ее более низким током покоя – ICL7663/4 (или MAX 663/4), регулируемые стабилизаторы на обе полярности с током покоя 4 мкА. В гл. 14 мы рассмотрим микромощные стабилизаторы при обсуждении схем с батарейным питанием.

Как пример того, что можно сделать на дискретных компонентах, на рис. 6.57 мы приводим микромощную схему, которую можно использовать в электростимуляторе сердечной мышцы, работающем от литиевой батареи. Эта схема преобразует входное напряжение в диапазоне от +5 до +3 В (по мере старения батареи) в стабилизированное напряжение +5,5 В. Этот источник имеет ток покоя 1 мкА, обеспечивает стабилизацию по входу и нагрузке 5% и эффективность преобразования 85% при полной нагрузке для всего диапазона напряжений батареи. Как мы отмечали при обсуждении импульсных источников, традиционные линейные источники, использующие генератор, удвоитель и последовательный проходной стабилизатор, были бы гораздо менее эффективными, потому что при более высоких нестабилизированных напряжениях потери в стабилизаторе возрастают. Схемы с обратным выбросом эффективны как умножители напряжения с переменным коэффициентом умножения; они дают чрезвычайно высокий КПД и поэтому достаточно привлекательны для использования в микромощных схемах.

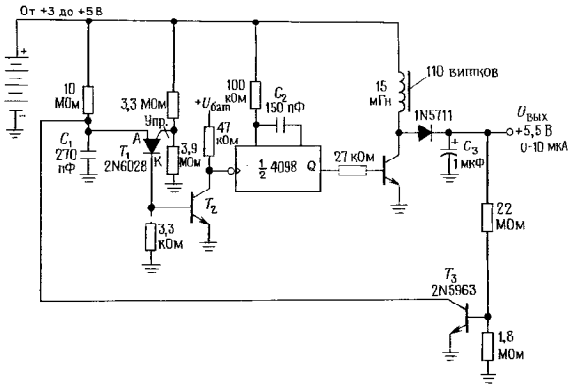


Рис. 6.57. Микромощный импульсный стабилизатор

На управляемом однопереходном транзисторе 2N6028 собран релаксационный генератор. Его анодный вывод не проводит ток, пока напряжение на нем не превысит напряжение на управляющем электроде на величину падения на диоде; в этот момент он начинает пропускать большой ток, разряжая конденсатор. Результирующий положительный импульс на базе T_2 «тянет» коллектор T_2 к земле, запуская схему 4098, известную под названием «одновибратор» (см. разд. 8.20), которая генерирует положительный импульс постоянной длительности на своем выходе Q. T_3 в этой схеме снимает выходное напряжение и «отнимает» часть разрядного тока у C_1, снижая скорость нарастания импульса преобразования энергии до величины, необходимой для поддержания требуемого выходного напряжения. Обратите внимание на большие величины сопротивлений резисторов во всей схеме. Температурная компенсация в данном случае не тема для разговора, поскольку схема работает в условиях постоянной температуры 36,6 °C «передвижной печи». (Предостережение: рекомендуем читателю еще раз заглянуть в «Юридическую справку» в предисловии.)

6.23. Преобразователи напряжения с переключаемыми конденсаторами (зарядовый насос)

В разд. 6.19 мы рассмотрели импульсные источники питания, упомянув их странную способность вырабатывать выходное постоянное напряжение, большее чем входное или даже противоположной полярности. Там мы упомянули также, что преобразователи напряжения с переключаемыми конденсаторами могут делать то же самое. Что же это такое «переключаемые конденсаторы»?

На рис. 6.58 показана упрощенная схема КМОП ИС 7662 фирмы Intersil с расширенной вторичной частью (обвязкой). Она имеет внутренний генератор и несколько ключей КМОП; для ее работы необходимы два внешних конденсатора. Если входная пара ключей замкнута (в проводящем состоянии), C_1 заряжается до $U_{вх}$; затем во время второго полуцикла C_1 отключается от входа и подключается в перевернутом состоянии к выходу. Таким образом, он передает свой заряд на C_2 (и нагрузку), обеспечивая на выходе напряжение, равное примерно $-U_{вх}$. С другой стороны, вы можете использовать 7662 для формирования напряжения $2U_{вх}$, организовав схему таким образом, что C_1 будет заряжаться так, как и раньше, но затем на второй половине цикла будет подключаться последовательно с $U_{вх}$.

Такой способ переключаемых конденсаторов прост и эффективен; для его реализации необходимо всего несколько ком-

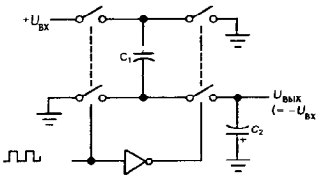


Рис. 6.58. Инвертор напряжения с переключаемыми конденсаторами. C_1 и C_2 – внешние танталовые конденсаторы емкостью 10 мкФ.

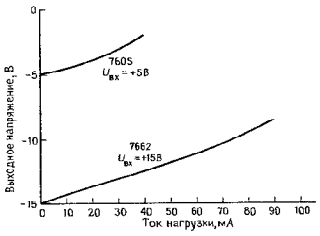


Рис. 6.59. Выходное напряжение инвертора с переключаемыми конденсаторами под нагрузкой значительно уменьшается.

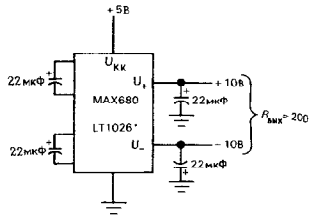


Рис. 6.60. Сдвоенный источник с переключаемыми конденсаторами. Аналогичным образом включается LT1026, но при этом $R_{вых} \approx 100$ Ом, а емкость конденсаторов всего 1 мкФ.

понентов (индуктивности не нужны). Однако выход схемы не стабилизирован и существенно падает при токах нагрузки больше нескольких миллиампер (рис. 6.59). Кроме того, большинство таких КМОП-приборов имеют ограниченный диапазон напряжений питания; для 7662 $U_{вх}$ может меняться в диапазоне только от 4,5 до 20 В (от 1.5 до 10 В для ее предшественницы 7660). Наконец, в отличие от индуктивных повышающих и инвертирующих схем, которые могут генерировать любое напряжение, преобразователь напряжения на переключаемых конденсаторах может формировать напряжения кратные $U_{вх}$. Несмотря на эти недостатки, преобразователи на свободных конденсаторах при определенных обстоятельствах очень удобны, например, для того чтобы обеспечить питание биполярных операционных усилителей или последовательного порта (см. гл. 10 и 11) на схемной плате, которая имеет питание только +5 В.

Существуют еще несколько интересных ИС с переключаемыми конденсаторами. MAX680 фирмы Maxim – это сдвоенный источник, который вырабатывает ±10 В (до 10 мА) от +5 В (рис. 6.60). Похожая схема LT1026 фирмы LTC формирует выход ±20 В (до 20 мА) и использует меньшие емкости (1 мкФ вместо 20 мкФ). Схема LT1054 фирмы LTC сочетает преобразователь с переключаемыми конденсаторами с линейным стабилизатором и вырабатывает достаточно мощный стабилизированный выход с токами нагрузки до 100 мА (при более низком КПД, разумеется). Схемы серии MAX232 и схема LT1080 объединяют источник на переключаемых конденсаторах ±10 В и цифровой последовательный порт RS-232C (см. гл. 11), что исключает необходимость в биполярном источнике для многих компьютерных плат; некоторые ИС из серии MAX232 содержат даже встроенные конденсаторы. Схема же LTC1043 представляет собой незавершенный блок с переключаемыми конденсаторами, который можно использовать для того, чтобы проделывать всевозможные чудеса. К примеру, вы можете использовать переключаемые конденсаторы для передачи падения напряжения, измеренного на неудобном потенциале вблизи потенциала земли (например, на резисторе для считывания тока при положительном напряжении источника), туда, где с ним можно легко справиться. Документация на LTC1043 содержит 8 страниц с подобными хитроумными применениями.

6.24. Источники стабилизированного постоянного тока

В разд. 2.06 и 2.14 мы описали несколько способов стабилизации тока с помощью схем, содержащих управляемые напряжением источники тока с плавающими или заземленными нагрузками и некоторые виды токовых зеркал. В разд. 3.06 было показано, как использовать полевые транзисторы для построения некоторых простых источников тока на «токостабилизирующих диодах» (затвор транзистора соединен с истоком) таких, как серия 1N5283. В разд. 4.07 мы показали, как добиться более высоких технических данных (во всяком случае, на низкой частоте), используя для создания источников тока ОУ. В разд. 6.15 мы упомянули удобную ИС трехвыводного источника тока LM334. Вместе с тем часто необходим управляемый источник стабилизир. пост. тока, который мог бы выдавать ток и напряжение значительной величины и выпускался в виде законченного прибора. Здесь мы рассмотрим некоторые успешно применяемые для этих целей схемы.

Трехвыводные стабилизаторы. В разд. 6.18 мы показали, как можно использовать трехвыводной регулируемый стабилизатор для построения превосходного простого источника тока. Стабилизатор типа 317 поддерживает между выходным выводом и выводом «рег» постоянное напряжение 1.25 В (ширина запрещенной зоны); включая резистор между этими выводами, можно получить двухвыводной прибор со стабильным постоянным током (рис. 6.38), используемый для отдачи или отвода тока. Поскольку перепад на самом стабилизаторе составляет около 2 В, характеристики начинают ухудшаться при напряжении на схеме менее 3 В.

Этот тип источника тока удобен для средних и больших токов: LM317 имеет максимальный ток 1,5 А и может работать с падением напряжения до 37 В. Ее высоковольтный родственник LM317HVK может выдержать падение 57 В. Выпускаются более сильноточные версии, например, LM338 (5 А) и LM396 (10 А), но они рассчитаны на более низкие напряжения. Трехвыводные стабилизаторы не работают как источники тока при токах ниже 10 мА, наихудший случай тока покоя. Обратите внимание, однако, что ток не является источником ошибки тока, поскольку он протекает от входного вывода к выходному; гораздо меньший ток, вытекающий по выводу «рег» (50 мкА номин.), колеблется в пределах 20% по всему диапазону рабочих температур и им можно пренебречь.

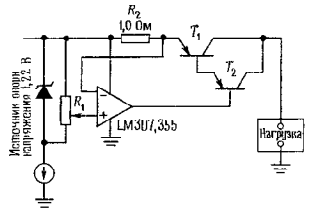


Рис. 6.61. Измерение тока в шине питания.

В давние времена, до появления трехвыводных регулируемых стабилизаторов, иногда использовали в качестве источников тока 5-вольтовые нерегулируемые стабилизаторы (например, 7805) в похожей схеме (заменяя вывод «рег» выводом «земля»). Это плохая схема, потому что при малых выходных токах ток покоя стабилизатора вносит большую ошибку, а при больших токах падение напряжения 5 В на резисторе установки тока приводит к лишнему рассеянию мощности.

Измерение тока в шине питания. Простая схема с хорошими параметрами получается из традиционного последовательного проходного стабилизатора со съемом тока на входе проходного транзистора (рис. 6.61). R_2 – резистор для съема тока, желательно с малой температурной зависимостью. Для очень больших токов или прецизионной точности следует использовать четырехпроводной резистор, специально предназначенный для измерений тока – измерительные проводники подключены в самом резисторе. В этом случае снятое напряжение не зависит от сопротивления соединения с токонесущими проводниками, которые на схеме для ясности показаны жирными линиями.

В этой схеме необходимо использовать операционный усилитель, который имеет

диапазон входных синфазных сигналов вплоть до положительного напряжения питания (307, 355 и 441 обладают этим достоинством), если, конечно, вы не питаете операционный усилитель от еще более положительного вспомогательного напряжения. МОП-транзистор в этой схеме можно было бы заменить на проходной $p-n-p$-транзистор, однако, поскольку выходной ток будет тогда включать ток базы, придется использовать соединение Дарлингтона для минимизации ошибки. Обратите внимание на то, что вместо p-канального транзистора можно использовать n-канальный выходной транзистор (подключенный как повторитель), если поменять подключение на входе операционного усилителя. Однако в этом случае источник тока будет иметь нежелательно низкий выходной импеданс на частотах, близких к частоте f_T контура операционного усилителя, поскольку выход является по-существу истоковым повторителем. При проектировании источников тока часто допускают подобную ошибку, так как анализ по постоянному току показывает хорошие параметры.

Измерение тока в возвратной цепи. Хорошим способом построения прецизионного источника тока является считывание напряжения на прецизионном резисторе, включенном последовательно с нагрузкой. В этом случае легче исключить ошибки источника тока, связанные с током базы; базовый ток должен проходить либо и через нагрузку, и через усилитель считывания, либо не должен проходить ни через то, ни через другое. Для того чтобы удовлетворить этому требованию, необходимо «подвесить» нагрузку или источник питания, по крайней мере, к напряжению, равному падению напряжения на резисторе для измерения тока. На рис. 6.62 показаны две схемы, использующие плавающую нагрузку.

Первая схема – это обычная последовательная проходная схема, в которой сигнал ошибки получается из падения напряжения на небольшом резисторе, включенном на возвратном пути от нагрузки к земле. Сильноточный путь здесь также отмечен жирной линией. В данном случае соединение Дарлингтона используется не для того, чтобы избежать ошибки, связанной с базовым током (измеряется реальный ток нагрузки), а чтобы снизить ток управления до нескольких миллиампер, поэтому в качестве усилителя ошибки можно использовать обычный операционный усилитель. Измерительный резистор должен быть прецизионным мощным резистором с малой температурной зависимостью и желательно четырехпроводным. Во второй схеме транзистор регулирования T_2 находится в возвратной цепи земли сильноточного источника питания.

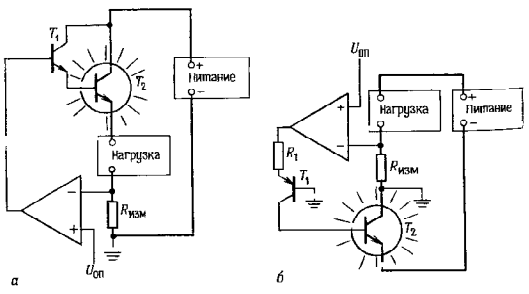


Рис. 6.62. Измерение тока в возвратной цепи

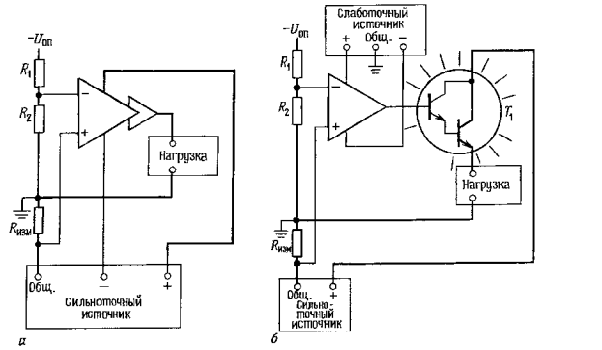


Рис. 6.63. Источники тока для заземленных нагрузок, использующие плавающие высоковольтные источники питания.

Преимущество такого расположения состоит в том, что коллектор транзистора подключен к земле, поэтому можно не беспокоиться относительно изоляции корпуса транзистора от теплоотвода.

В обеих схемах $R_{изм}$ выбирается из расчета падения на нем около вольта при типовых рабочих токах; значение резистора – это компромисс между ошибками смещения на входе операционного усилителя с одной стороны, и сочетанием уменьшенного размаха источника тока и увеличенной мощностью рассеяния, с другой. Если схема предназначается для работы в большом диапазоне выходных токов, то $R_{изм}$, по-видимому, целесообразно выполнить в виде набора прецизионных мощных резисторов с выбором нужного резистора с помощью переключателя.

Заземленная нагрузка. Если важно, чтобы нагрузка была подключена к земле, то можно использовать схему с плавающим источником. На рис. 6.63 показано два примера. В первой схеме операционный усилитель, изображенный необычным образом, представляет собой усилитель ошибки с сильноточным буферным выходом; им может быть простой 723 (для токов до 150 мА) или один из сильноточных операционных усилителей, перечисленных в табл. 4.4. Общий вывод сильноточного источника «плавает» относительно схемной земли. Большое значение имеет то, что усилитель ошибки (или, по крайней мере, выход его буфера) питается от плавающего источника и токи базы возвращаются через $R_{изм}$. Понадобится дополнительный слаботочный источник с заземленным общим выводом, если в этом же приборе будут использованы другие операционные усилители и т. п. Отрицательный источник опорного напряжения (относительно схемной земли) управляет выходным током. Обратите внимание на полярность на входах усилителя ошибки.

На второй схеме показано использование второго маломощного источника для случая, когда в качестве усилителя ошибки используется обычный слаботочный операционный усилитель. T_1 – это внешний проходной транзистор, который может быть парой Дарлингтона (или может быть МОП-транзистором), поскольку базовый ток возвращается через нагрузку, а не через измерительный резистор. Усилитель ошибки питается в данном случае от того же расщепленного источника с заземленным общим выводом, от которого питаются все остальные

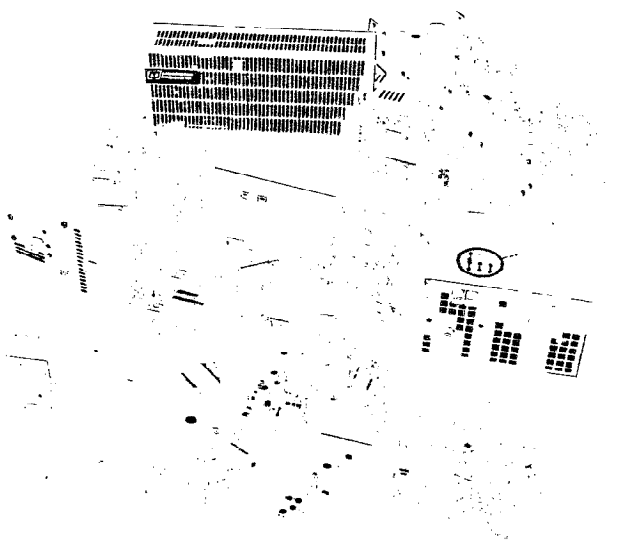


Рис. 6.64. Коммерческие источники питания различных форм и размеров, включая герметизированные модули, открытые блоки и полностью закрытые коробки (с разрешения фирмы Computer Products).

схемы прибора. Эта схема очень удобна как простой стендовый источник тока со встроенным слаботочным расщепленным источником и внешним сильноточным источником. В каждом конкретном случае вы можете подобрать напряжение сильноточного источника и его нагрузочную способность по току.

6.25. Коммерческие модули источников питания

Всю эту главу мы посвятили тому, как проектировать свои собственные источники питания, безотчетно ориентируя вас на самые лучшие схемы. И только при обсуждении импульсных источников с питанием от сети мы советовали подавить самолюбие и купить коммерческий источник питания.

Экономические реальности жизни, однако, играют большую роль, поэтому часто наилучшим подходом будет использовать один из коммерческих источников питания, которые продаются такими фирмами, как ACDC, Acopian, Computer Products, Lambda, Power-One и еще сотни других. Они предлагают как импульсные, так и линейные источники, выпускаемые в четырех различных видах (рис. 6.64).

1. Модульные герметизированные источники. Это маломощные источники, часто сдвоенные (± 15) или строенные ($+5$, ± 15), упакованные в герметизированные модули размерами обычно $2{,}5 \times 3{,}5$ дюйма и толщиной 1 дюйм. Большинство обычных корпусов имеет твердые проволочные выводы снизу, так что вы можете монтировать их непосредственно на схемной плате; их можно закрепить на панели или вставить в соединитель. Они выпускаются также с крепежным полосковым выводом с одной стороны для установки на шасси. Типовой линейный строенный источник дает $+5$ В, 0,5 А и ± 15 В, 0,1 А и стоит около 100 долл. в малых партиях. Мощность линейных модульных источников составляет обычно от 1 до 10 Вт, импульсных — от 15 до 25 Вт.

2. Открытые источники питания. Они состоят из металлического шасси, на котором закрепляется схемная плата, трансформатор и мощные транзисторы, все полностью открыто. Источники предназначены для установки в устройства больших размеров. Выпускаются они в широком диапазоне напряжений и токов и в виде сдвоенных и строенных блоков, а также в виде источников на одно напряжение. Например, распространенный строенный открытый линейный блок дает $+5$ В, 3 А и ± 15 В, 0,8 А и стоит 75 долл. в малых партиях. Открытые источники больше герметизированных блоков и всегда крепятся к шасси. Мощность открытых линейных источников составляет 10–200 Вт, импульсных 20–400 Вт. Открытые источники нижнего края диапазона мощности могут иметь компоненты, монтируемые прямо на схемной плате без металлического каркаса. Как и для герметизированных источников, предполагается, что вы сами заботитесь о выключателях, фильтрах и предохранителях для сетевого напряжения.

3. Полностью закрытые источники. Источник этого типа имеет полностью закрывающий металлический кожух, обычно перфорированный для охлаждения, с выступающими мощными транзисторами. Их можно устанавливать снаружи, поскольку полностью закрывающий кожух защищает от прикосновения; вы можете устанавливать их и внутри прибора, если пожелаете. Они выпускаются с одним и несколькими выходами и могут быть как линейными, так и импульсными. Диапазон мощности полностью закрытых линейных источников составляет 15–750 Вт, импульсных 25–1500 Вт.

4. Стоечные съемные источники питания. Это — известные черные пластмассовые коробки, которые поставляются с небольшими электронными устройствами широкого потребления и предназначены для непосредственного включения в стойку через врубное соединение. Они выпускаются в трех видах: а) только понижающий трансформатор переменного тока; б) нестабилизированный источник постоянного тока и в) полный стабилизированный источник постоянного тока; последние могут быть как линейными, так и импульсными. Например, фирма Ault выпускает прекрасную серию сдвоенных (± 12 В или ± 15 В) и строенных ($+5$ и ± 12 В или ± 15 В) линейных стабилизированных съемных источников. Они позволяют избавиться от всех работ, связанных с вводом в ваш прибор сетевого питания, и сделать его легким и маленьким. Некоторые из нас думают, что эти источники слишком популярны, ведь, когда их много, необходимо оборудовать специальный ввод в ваш дом! Некоторые «настольные» модели имеют два шнура — для входного сетевого и выходного постоянного напряжений. Некоторые из импульсных блоков работают в диапазоне сетевого напряжения от 95 до 252 В, что очень удобно для передвижных приборов. Мы побольше расскажем о съемных конструкциях в разд. 14.03, когда будем обсуждать маломощные схемы.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

6.26. Удачные схемы

На рис. 6.65 приведено несколько удачных схем, взятых главным образом из каталогов фирм-изготовителей.

6.27. Плохие схемы

На рис. 6.66 показано несколько схем которые, наверняка, не будут работать. Проанализируйте их и вы сможете в дальнейшем избежать подобных ловушек.

Удачные схемы

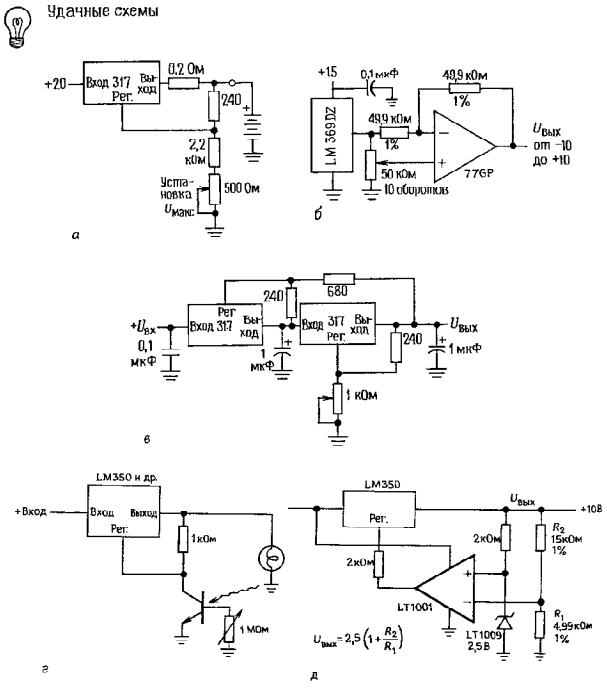


Рис. 6.65. *а*–зарядное устройство для аккумуляторной батареи 12 В; *б*–регулируемый стабилизированный биполярный источник опорного напряжения; *в*–схема со следящим предварительным стабилизатором; *г*–автоматический регулятор света для лампы накаливания; *д*–прецизионный мощный источник напряжения;

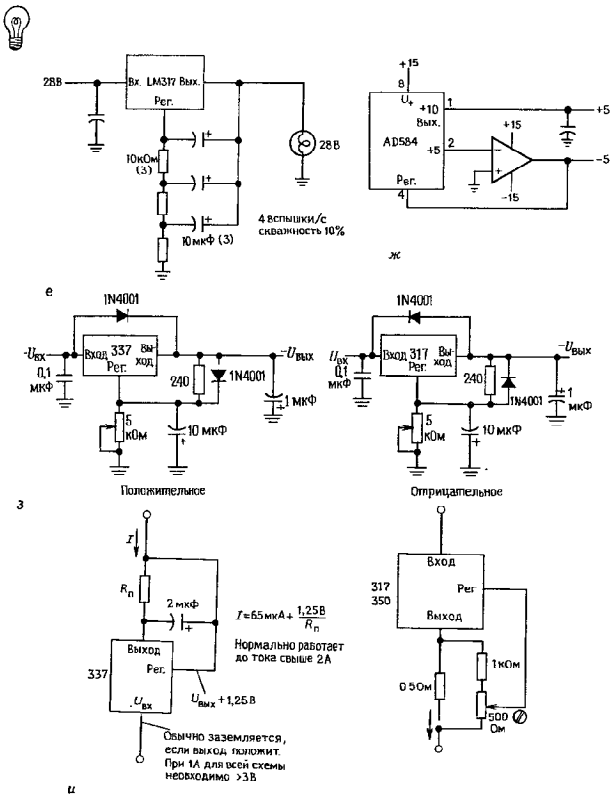


Рис. 6.65 (продолжение).

е–импульсная лампа (из технических данных NSC 317); *ж*–источник опорного напряжения +5 В на основе одного источника опорного напряжения на 2 выхода; *з*–трехвыводные стабилизаторы с повышенным подавлением пульсаций (диоды защищают от коротких замыканий входа и выхода); *и*–мощный источник тока;

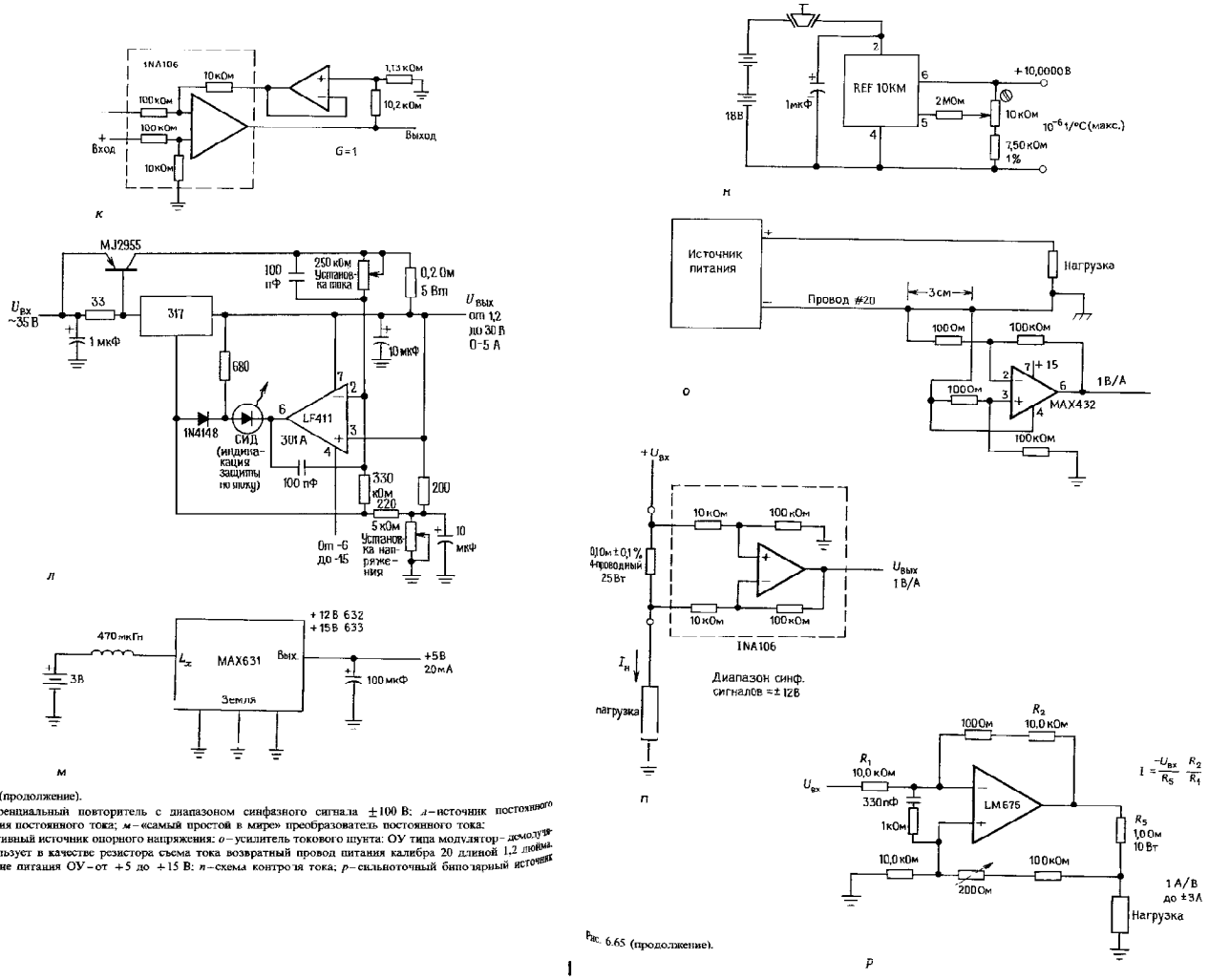


Рис. 6.65 (продолжение).

к – дифференциальный повторитель с диапазоном синфазного сигнала ±100 В; л – источник постоянного напряжения постоянного тока; м – «самый простой в мире» преобразователь постоянного тока; н – портативный источник опорного напряжения; о – усилитель токового шунта: ОУ типа модулятор–демодулятор использует в качестве резистора съема тока возвратный провод питания калибра 20 длиной 1,2 люйма, напряжение питания ОУ – от +5 до +15 В; п – схема контроля тока; р – сильноточный биполярный источник тока.

Рис. 6.65 (продолжение).

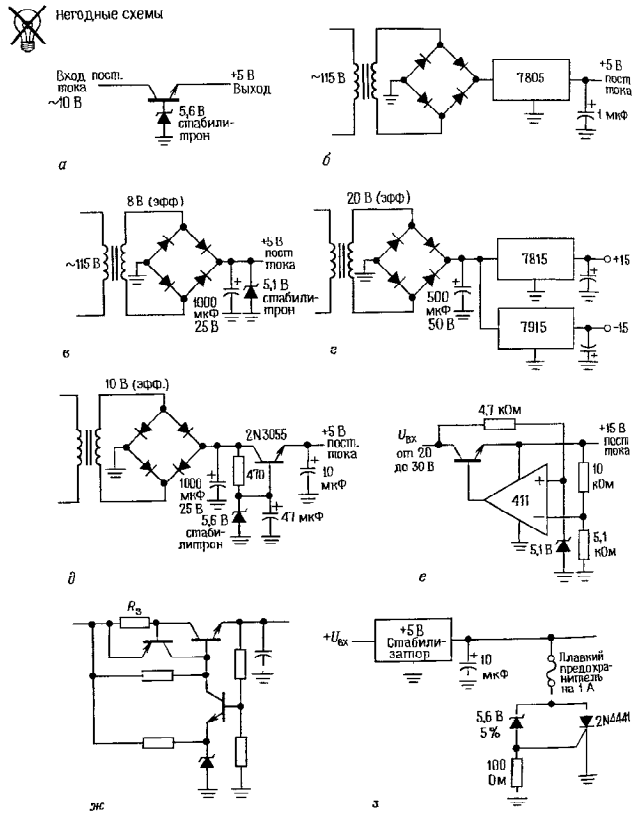


Рис. 6.66. *а*–простой источник стабилизированного напряжения; *б*–источник +5 В; *в*–источник +5 В; *г*–расщепленный источник ±15 В; *д*–источник +5 В; *е*–стабилизатор на +15 В; *ж*–стабилизатор с ограничением тока; *з*–схема автоматического шунтирования источника питания с тиристорной защитой.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

1. Спроектируйте стабилизированный источник с напряжением точно +10,0 В и током до 10 мА, используя ИС 723. В вашем распоряжении имеется трансформатор на 15 В (эфф.), 100 мА; диоды в любом количестве, различные конденсаторы, схема 723, резисторы и подстроечный потенциометр на 1 кОм. Выберите резисторы так, чтобы при их стандартных значениях (5%) диапазона подстройки потенциометра хватило бы для компенсации производственного разброса источника опорного напряжения (от 6,80 до 7,50 В).

2. Спроектируйте стабилизатор напряжения на +5 В, 50 мА для нестабилизированного входа +10 В, используя следующие компоненты: а) стабилитрон и эмиттерный повторитель, б) трехвыводной стабилизатор 7805, в) стабилизатор 723, г) стабилизатор 723 и внешний проходной *npn*-транзистор; используйте схему ограничения тока с обратным наклоном характеристики, настроенную на 100 мА (граничное значение тока при полном выходном напряжении) и ток короткого замыкания 25 мА, д) трехвыводной регулируемый стабилизатор положительного напряжения 317, е) дискретные компоненты, источник опорного напряжения на стабилитроне и обратную связь. Докажите, что величины компонентов выбраны правильно; для а), в) и е) обеспечьте ограничение тока на уровне 100 мА.

3. Спроектируйте полный источник питания на +5 В, 500 мА для цифровой логической схемы. Начните с начала (от настенной розетки 115 В переменного напряжения), определяя такие вещи, как напряжение и номинальный ток трансформатора, величины конденсаторов и т. п. Для того чтобы облегчить себе работу, используйте трехвыводной стабилизатор 7805. Не расточайте сверх меры емкости, но сделайте так, чтобы ваша схема выдерживала 10%-й разброс всех параметров (сетевого напряжения, допуски параметров трансформатора и конденсаторов и т. п.). Когда закончите, рассчитайте потери в стабилизаторе в худшем случае.

Затем, применив внешний проходной транзистор, модифицируйте схему для обеспечения нагрузочной способности 2 А. Встройте токоограничивающую схему на 3 А.

ГЛАВА 7

ПРЕЦИЗИОННЫЕ СХЕМЫ И МАЛОШУМЯЩАЯ АППАРАТУРА

В предыдущих главах мы рассмотрели многие аспекты проектирования аналоговых схем, включая свойства пассивных элементов и транзисторов, ПТ и ОУ, обратную связь, а также рассмотрели ряд применений этих устройств и методов схемотехники. Но в этих рассуждениях не ставился вопрос о лучшем из возможных вариантов, например о минимизации ошибок усилителя (нелинейность, дрейф и т. д.), или об усилении слабого сигнала с наименьшим искажением за счет «шума» усилителя. Эти вопросы во многих случаях составляют существо дела, и поэтому они являются важной частью искусства схемотехники. Поэтому в данной главе мы рассмотрим методы проектирования прецизионных схем и проблемы шумов усилителя. При первом чтении всю эту главу можно пропустить, за исключением разд. 7.11, в котором вводится понятие «шум усилителя». Для понимания следующих глав материал данной главы несущественен.

РАЗРАБОТКА ПРЕЦИЗИОННОЙ АППАРАТУРЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

При измерении и управлении часто нужны высокопрецизионные схемы. Схемы управления должны быть точными, устойчивыми относительно времени и температуры, а их поведение – предсказуемым. Так же и ценность измерительного прибора зависит от его точности и стабильности. Почти во всех областях электроники существует желание сделать все более точно – можно назвать это стремлением к совершенству. Если вам и не нужна такая высочайшая точность, приятно иметь точные приборы, чтобы до конца понимать, что происходит.

7.01. Соотношение точности и динамического диапазона

Понятия *точность* и *динамический диапазон* легко спутать, поскольку иногда одна и та же аппаратура используется для достижения и того, и другого. Может быть, разницу можно лучше всего пояснить на ряде примеров: у 5-разрядного цифрового многошкального прибора – прецизионная точность; измерения напряжения им делаются с точностью 0,01% и выше. Такое устройство также имеет широкий динамический диапазон – от милливольт до вольт на одной и той же шкале. Точный десятичный усилитель (например, с коэффициентом усиления, выбираемым из ряда значения 1, 10, 100) и прецизионный опорный источник напряжения могут иметь достаточную точность, но не обязательно широкий динамический диапазон. Примером устройства с широким динамическим диапазоном, но скромной точностью служит шестидекадный логарифмический усилитель (ЛУ), построенный на тщательно подогнанных ОУ, но с применением элементов, имеющих точность всего лишь 5%; даже при использовании более точных элементов ЛУ может иметь ограниченную точность за счет несоответствия при крайних значениях тока характеристик используемого для преобразования транзисторного перехода логарифмической зависимости. Другой пример устройства с широким динамическим диапазоном (диапазон входного тока более чем 10 000 : 1) при весьма скромной точности 1% – это кулонометр, описанный в разд. 9.26. Вначале он был спроектирован для определения суммарного заряда электрохимического элемента – величины, которую достаточно знать с точностью 5%, но которая образуется в результате действия тока, изменяющегося в широком диапазоне. Общее свойство устройств с широким динамическим диапазоном это то, что входное смещение должно быть тщательно отрегулировано для обеспечения пропорциональности при уровне сигнала, близком к нулю. При проектировании прецизионной аппаратуры это также необходимо, но там для удержания суммарной погрешности в рамках так называемого бюджета погрешности требуются также прецизионные элементы, устойчивые генераторы опорных напряжений, и внимание ко всем возможным источникам погрешностей.

7.02. Бюджет погрешностей схемы

Несколько слов о *бюджете погрешности*. Начинающие разработчики часто попадают в ловушку, считая, что несколько стратегически правильно расположенных прецизионных элементов дадут устройство с прецизионными параметрами. В каких-то редких случаях, может быть, так и получится. Но даже схема, битком набитая резисторами 0,01% и дорогостоящими ОУ, не оправдывает ваших ожиданий, если на каком-то участке схемы смещение выходного тока, умноженное на сопротивление источника, даст погрешность смещения напряжения, например 10 мВ. Подобного рода погрешности встречаются почти в любой схеме, и важно их выявить, хотя бы для того, чтобы найти место, где требуется устройство с лучшими параметрами или где нужно изменить схему. Такой подсчет бюджета погрешности рационализирует проектирование. во многих случаях позволяет обойтись недорогими элементами и точно оценить характеристики схемы.

7.03. Пример схемы: прецизионный усилитель с автоматическим выбором нуля

Для иллюстрации предшествующих рассуждений мы спроектировали схему прецизионного декадного усилителя с автоматическим поиском начального уровня. Такое устройство позволяет зафиксировать некоторое значение входного сигнала и усиливать его последующие отклонения от этого уровня с коэффициентом, точно равным 10, 100 или 1000. Это окажется весьма удобным в эксперименте, при котором измеряется малое отклонение какой-нибудь величины (например, светопроницаемости или поглощения радиочастоты) при изменении условий эксперимента. Обычно трудно точно измерить малое изменение большого сигнала постоянного тока вследствие дрейфа и неустойчивости усилителя. В таком случае нужна схема с предельной прецизионностью и устойчивостью. Мы опишем методы и ошибки, которые мы допускали при проектировании этой конкретной схемы, в рамках общего описания процесса прецизионного проектирования и таким образом безболезненно изложим то, что иначе могло бы стать утомительным поучением. Одно предварительное замечание: заманчивой альтернативой к этой чисто аналоговой схеме могла бы стать цифровая аппаратура. (В следующих главах следите за захватывающими открытиями!). Проектируемая схема изображена на рис. 7.1.

Описание схемы. Основа схемы – повторитель (U_1), подключенный ко входу неинвертирующего усилителя с переключаемым коэффициентом усиления (U_2), выход которого смещается сигналом, приложенным к его неинвертирующему входу. Транзисторы T_1 и T_2 – это ПТ, они применяются как простые аналоговые ключи, $T_3 - T_5$ используются для формирования необходимых уровней управления ключами от входного логического сигнала. Транзисторы $T_1 - T_5$ можно заменить на реле или, если угодно, на выключатели. Можете представить их себе как простые однополюсные переключатели на одно направление (1П1Н).

В том случае когда логический входной сигнал имеет высокий уровень («хранение»), ключи замкнуты и U_3 заряжает аналоговый конденсатор «памяти» (C_1) до уровня, необходимого для поддержания нулевого выходного сигнала. При этом схема не делает «никаких попыток»

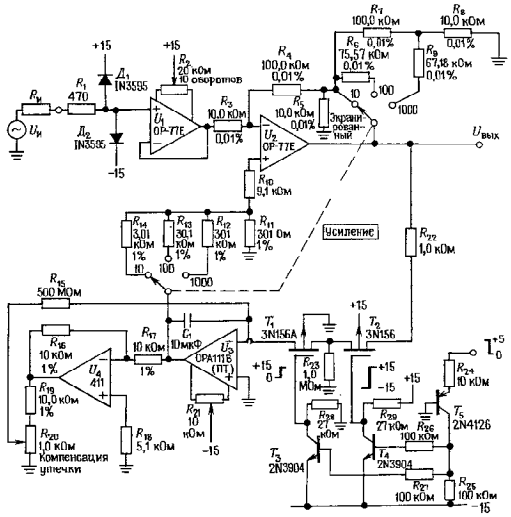


Рис. 7.1. Лабораторный усилитель постоянного тока с автоподстройкой нуля.

отслеживать быстрые изменения выходного сигнала, поскольку в применениях, для которых предназначена эта схема, все сигналы – постоянного тока, и некоторое сглаживание является желательным свойством. Когда ключ размыкается, напряжение на конденсаторе фиксируется, в результате чего выходной сигнал оказывается пропорциональным последующему отклонению входного сигнала.

Перед дальнейшим детальным объяснением принципов работы данной прецизионной схемы следует остановиться на ее некоторых дополнительных особенностях. (а) U_4 включен в схему первого порядка компенсации тока утечки конденсатора C_1; конденсатор имеет тенденцию медленно разряжаться через собственное сопротивление утечки (минимум 100 ТОм, т.е. постоянная времени около двух недель!); при этом ток утечки компенсируется небольшим зарядным током через R_{15}, пропорциональным напряжению на C_1. (б) Вместо одинарного ПТ-ключа применены два ключа, которые соединены последовательно в «защищенное от утечки» устройство. Небольшой ток утечки T_2 в положении «выкл» проходит на землю через R_{23}, поддерживая потенциал на всех выводах T_1 в пределах милливольт по отношению к земле. Так как нет сколько-нибудь заметного перепада напряжений на T_1, то нет и сколько-нибудь заметной утечки! (Подобные приемы см. в разд. 4.15 и на рис. 4.50.) (в) Запоминаемое напряжение с выхода ослабляется делителем напряжения на резисторах $R_{11}-R_{14}$ в соответствии с установленным коэффициентом усиления. Это делается, чтобы избежать трудностей с динамическим диапазоном и точностью U_3, так как ошибки дрейфа в схеме, запоминающей начальный уровень, не усиливаются на U_2 (подробности см. далее).

7.04. «Бюджет погрешностей» при проектировании прецизионной схемы

Для каждого вида схемной погрешности и соответствующей стратегии проектирования мы отведем несколько параграфов общей дискуссии, сопроводив их иллюстрацией предыдущей схемы. Схемные погрешности разделяются на следующие категории: а) погрешности элементов внешних цепей; б) погрешности ОУ или усилителей, связанные с входными схемами; в) погрешности ОУ, связанные с выходными схемами. Примерами таких категорий являются соответственно допуски резисторов, сдвиг входного напряжения и погрешности, связанные с конечной скоростью нарастания.

Давайте подсчитаем наш бюджет погрешности. В его основе лежит желание удержать погрешность, приведенную ко входу, в пределах 10 мкВ, дрейф выхода – ниже 1 мВ в 10 мин и точность коэффициента усиления – около 0,01%. Как и в любом бюджете, отдельные составляющие получаются в процессе достижения компромисса между тем, что должно быть сделано и имеющейся технологией. В некотором смысле бюджет погрешности – это результат проектирования, а не его исходный пункт. Нам тем не менее удобней иметь его сейчас.

Бюджет погрешности (наихудшие значения)

1. Буферный усилитель U_1.

Погрешности напряжения, приведенные ко входу:	
Температура	1,2 мкВ/4 °С
Время	1,0 мкВ/мес
Источник питания	0,3 мкВ/100 мВ изменения
Ток смещения × R_u	2,0 мкВ/1 кОм R_u
Нагрев от тока нагрузки	0,3 мкВ на полной шкале 10 В

2. Усилительный каскад U_2.

Погрешности напряжения, приведенные ко входу:	
Температура	1,2 мкВ/4 °С
Время	1,0 мкВ/мес
Источник питания	0,3 мкВ/100 мВ изменения
Токовый дрейф отклонения смещения	1,6 мкВ/4 °С/1 кОм
Нагрев током нагрузки	0,3 мкВ при полной шкале ($R_u \geqslant 10$ кОм)

3. Усилитель хранения U_3.

Погрешности напряжения, приведенные в выходу:	
Температурный коэффициент сдвига	60 мкВ/4 °С
Источник питания	10 мкВ/100 мВ изменения
Потери в конденсаторе (см. бюджет тока)	100 мкВ/мин
Прохождение заряда	10 мкВ
Погрешности тока, протекающего через C_1 (нужны для приведенного выше бюджета погрешности по напряжению):	
Утечка конденсатора максимум (нескомпенсированная)	100 пА
типичная (компенсированная)	10 пА
Входной ток U_3	0,2 пА
Сдвиг напряжения U_3 и U_4/R_{15}	1,0 пА
Утечка ПТ-ключа в состоянии «выкл»	0,5 пА
Утечка по печатной плате	5,0 пА

Смысл различных «статей» этого бюджета будет выясняться по мере описания возможностей для выбора возникающих при проектировании этой схемы. Будем следовать порядку перечисленных ранее категорий погрешностей: компоненты цепей, приведенные ко входу погрешности входного усилителя, погрешности выходного усилителя.

7.05. Погрешности внешних цепей

Степень точности источников опорного напряжения, источников тока, коэффициентов усиления усилителей и т. д. зависит от точности и стабильности резисторов, которые применяются во внешних цепях. Даже если прецизионность прямо не требуется, точность элементов все равно может дать значительный эффект, например в подавлении синфазных помех в дифференциальном усилителе собранном на ОУ (см. разд. 4.09), где отношения со-

противлений двух пар резисторов должны быть точно согласованы. Точность и линейность интеграторов и генераторов пилообразного напряжения зависят от свойств применяемых конденсаторов, равно как и характеристики фильтров, контуров настройки и т. д. Как мы увидим вскоре, в схеме существуют такие цепи, где точность значений компонент является критическим моментом, а есть и такие цепи, где она едва ли играет роль.

Элементы обычно специфицированы по начальной точности, а также по изменению значения параметров во времени (стабильность) и с температурой. Есть и дополнительные спецификации по коэффициенту напряжения (нелинейность) и необычным эффектам, таким как «память» и диэлектрическое поглощение (для конденсаторов). Полная спецификация включает также эффекты от циклических температурных изменений и пайки, ударов и вибраций, кратковременных перегрузок и влажности, полученные при точно определенных условиях измерений. У элементов с лучшей исходной точностью как правило остальные параметры также соответственно лучше, это делается с целью поднять общую стабильность на уровень, сравнимый с уровнем исходной точности. Общая погрешность, порождаемая остальными эффектами тем не менее, может превзойти указанный начальный допуск. Будьте бдительны!

Вот пример. Металлопленочный резистор *RN55C* с допуском 1% имеет следующие паспортные данные: температурный коэффициент $5 \cdot 10^{-5}$/°C в диапазоне от −55 до +175 °C; коэффициент стабильности по отношению к циклическим изменениям температуры и нагрузки, а также к пайке 0,25%, к ударам и вибрации 0,1%, к влажности 0,5%. Для сравнения: у композитно-углеродистого резистора (фирма Allen-Bradley, тип CB) эти параметры таковы: температурный коэффициент 3,3% в диапазоне от 25 до 85 °C, пайка и циклическая нагрузка – соответственно +4% и −6%, удар и вибрация ±2%, влажность 6%. Из этих спецификаций становится очевидным, что нельзя просто отобрать (с помощью точного цифрового омметра) для работы в прецизионных цепях углеродистые резисторы, которые окажутся в пределах 1% от нужного номинального значения, а нужно взять 1%-ный резистор (или еще более точный), рассчитанный как на начальную точность, так и на долговременную стабильность. Для исключительно высокой точности следует применять ультрапрецизионные металлопленочные резисторы, такие как 5023Z фирмы Mepco ($5 \cdot 10^{-6}$/°C и 0,025%) или проволочные резисторы, выпускаемые с допуском 0,01%. Дополнительную информацию о прецизионных резисторах см. в приложении Г.

«Нуль»-усилитель: погрешности элементов. В описываемой схеме (рис. 7.1) резисторы R_3 R_9 с допуском 0,01%, примененные в цепи, устанавливающей коэффициент усиления, задают его очень точно. Как мы увидим далее, значение R_3 выбирается путем компромисса, так как малые его значения уменьшают погрешность от тока сдвига U_2, но увеличивают нагрев и тепловой дрейф U_1. Когда задано R_3, приходится усложнять цепь обратной связи для того, чтобы значения резисторов были меньше 301 кОм – наибольшего значения сопротивления доступных прецизионных резисторов с допуском 1%. Этот прием обсуждался в разд. 4.19. Заметьте, что резисторы с допуском 1% применены также в цепи аттенюатора начального отклонения (R_{11} – R_{14}); точность здесь несущественна, а металлопленочные резисторы взяты только из-за их хорошей стабильности.

Как показывает бюджет погрешности, в этой схеме наибольшую погрешность дает утечка конденсатора хранения C_1. Конденсаторы, предназначенные для работы с малыми утечками, специфицируются по утечке – иногда в виде сопротивления утечки, иногда в виде постоянной времени (мегаом × микрофарада). В данной схеме C_1 должен иметь значение не меньше по крайней мере нескольких микрофарад, чтобы была мала скорость заряда от токов погрешности других элементов (см. бюджет). В этом диапазоне емкостей наименьшей утечкой обладают полистироновые, поликарбонатные и полисульфоновые конденсаторы. Выбранный нами конденсатор имеет утечку по спецификации не более 1 000 000 мегаом × × микрофарад, т. е. параллельное сопротивление утечки составляет не менее 100 000 МОм. Но даже при этом ток утечки при полном вых. напряжении (10 В) будет 100 пА; это соответствует скорости падения напряжения на выходе около 1 мВ/мин – составляющая погрешности, намного превышающая все остальные. Поэтому мы и добавили описанную выше схему компенсации тока утечки. Мы имеем право предположить, что действительная утечка может быть таким образом уменьшена до 0,1 от значения, указанного в паспорте конденсатора (на самом деле можно добиться намного большего улучшения). Большой стабильности от схемы компенсации утечки не требуется, поэтому наши требования здесь скромны. Как мы увидим при обсуждении влияния сдвигов напряжения, значение R_{15} намеренно выбирается большим, чтобы сдвиг напряжения U_3 не создавал заметных погрешностей по току.

Говоря об ошибках, порождаемых внешними по отношению к самим усилителям элементами, следует отметить, что утечка у ПТ-ключа обычно лежит в диапазоне 1 нА – значение для данной схемы совершенно неприемлемое. Изящный и действенный метод борьбы с этим состоит в применении двух последовательно соединенных ПТ, где утечка T_2 создает на T_1 напряжение лишь в 1 мВ, а утечкой в суммирующей точке U_3 можно пренебречь. Этот метод иногда используется в схемах интеграторов, (см. разд. 19). Мы также использовали его в усовершенствованной схеме пикового детектора в разд. 4.15. Как будет показано ниже U_3 выбирается таким, чтобы ток погрешности через конденсатор C_1 оставался в пикоамперном диапазоне. Здесь всюду одинаковая философия: выбирайте конфигурацию схемы и типы элементов так, чтобы вписаться в бюджет погрешности. Иногда это очень трудная работа, требующая хитрых приемов, а в других случаях легко все решается стандартными способами.

Одним из таких источников погрешности в любой схеме с ПТ-ключами является *перенос заряда* с управляющего затвора в несущий сигнал канал: переходные процессы с затвора через емкостную связь передаются на сток и исток. Как мы отмечаем в гл. 3, суммарный переданный заряд не зависит от времени переходного процесса, а определяется лишь размахом напряжения на затворе и емкостью перехода затвор – канал: $\Delta Q = C_{3к}\Delta U_3$. В данной схеме перенос заряда приводит к погрешности напряжения автоподстройки нуля, поскольку заряд преобразуется в напряжение на запоминающем конденсаторе C_1. Эту погрешность легко оценить.

В паспорте на ПТ 3N156 заданы максимальные значения емкостей $C_{3С}$ (затвор – сток) и $C_{3И}$ (затвор – канал, в основном по отношению к истоку), соответственно равные 1,3 и 5 пФ. При этом перепад напряжения на затворе в 15 В вызовет перенос заряда, равный 75 пКл, что соответствует скачку напряжения $\Delta U_C = -\Delta Q/C_1 = 7.5$ мкВ на конденсаторе C_1, имеющем емкость 10 мкФ. Это в пределах нашего бюджета погрешностей; фактически мы скорее всего даже переоценили данный эффект, так как включили в расчет не только емкость стока, но и емкость истока, в то время как на каком-то этапе переключения затвора канал разрывается, отсекая исток от стока.

7.06. Входные погрешности усилителя

Отклонения входных характеристик ОУ от идеальных, обсуждавшиеся в гл. 4 (конечность значений входного сопротивления и входного тока, сдвиг напряжения, подавление синфазного сигнала и отклонений питания, дрейф этих величин с температурой и временем), создают, как правило, серьезные трудности при проектировании прецизионных схем и заставляют делать дополнительную работу при составлении конфигурации схемы, подборе элементов и выборе конкретного ОУ. Лучше всего это пояснить на примерах,

что мы вскоре и сделаем. Заметим еще, что эти погрешности или им аналогичные существуют и у схем усилителей на дискретных компонентах.

Входное сопротивление. Давайте обсудим бегло только что перечисленные источники погрешностей. Входное сопротивление образует делитель напряжения с сопротивлением источника, от которого сигнал поступает на усилитель поэтому коэффициент усиления по отношению к расчетному снижается. Чаще всего это не проблема, так как входное сопротивление значительно увеличивается за счет обратной связи. Например, операционный усилитель OP-77E с входным каскадом на биполярных, а не на полевых транзисторах имеет типовое значение «полного дифференциального входного сопротивления» 45 МОм. В схеме с достаточным петлевым усилением обратная связь поднимает входное сопротивление до значения «полного синфазного входного сопротивления» 200 000 МОм. Даже если этого мало, то можно воспользоваться ОУ с входным ПТ-каскадом, у которого $R_{вх}$ достигает астрономических величин.

Входной ток смещения. Это более серьезная вещь. Здесь речь пойдет о наноамперных токах, что может вызвать микровольтные ошибки даже при малых полных сопротивлениях источника порядка 1 кОм. Снова на выручку приходят ПТ, но приходится мириться с большим возрастанием сдвига по напряжению как платой за улучшение ситуации с током. Биполярные ОУ со сверхвысоким β, такие как LT1012, 312 и LM11, также могут иметь исключительно малый входной ток. Для примера сравним прецизионный биполярный операционный усилитель OP-77 с LT1012 (биполярный, оптимизированный для получения малого тока смещения), OPA111 (на ПТ, прецизионный, с малым смещением), AD549 (ПТ со сверхмалым смещением) и ICH8500 (ОУ на МОП-транзисторах с исключительно малым смещением); это наилучшие типы на момент написания данной книги, и мы выбрали самые лучшие модификации каждого типа:

	Ток смещения $I_{см}$, нА, при 25°C, не более	Сдвиг входного напряжения $U_{сдв}$, мВ, при 25°C не более	Температурный коэффициент для $U_{сдв}$, мкВ/°C, не более
OP-77E (биполярный)	2	0,025	0,3
LT1012C (супербета)	0,15	0,05	1,5
OPA111B (ПТ с p–n-переходом)	0,001	0,25	1
AD549L (ПТ с p–n-переходом)	0,00006	0,5	10
ICH8500A (МОП-транзистор)	0,00001	50	2000

По сравнению с прецизионным OP-77 у хорошо спроектированных ПТ-усилителей ток смещения крайне мал, но намного больше сдвиг напряжения. Так как сдвиг напряжения всегда можно настроить на нуль, гораздо большее значение имеет его температурный дрейф. В этом смысле ПТ-усилители имеют параметры в 3 или 6000 раз хуже. В операционных усилителях с наименьшими значениями входного тока в качестве входного каскада используются МОП-транзисторы. Они становятся популярными из-за доступности недорогих устройств, таких как 3440, 3160, серий TLC270 и ICL7610, а также устройств со сверхмалым током смещения, подобных названному ранее 8500A. Однако МОП-транзисторы в отличие от ПТ с p–n-переходом и биполярных транзисторов имеют очень большой дрейф сдвига напряжения со временем – эффект, который мы кратко обсудим. Поэтому выигрыш в погрешностях по току может быть потерян вследствие возрастания погрешностей по напряжению. В любой схеме, где ток смещения может дать значительный вклад в ошибку, имеет смысл убедиться в том, что в цепях обоих входов ОУ сопротивление источника одно и то же, как указывалось в разд. 4.12; после этого нас будет интересовать только такой параметр ОУ, как *ток сдвига*. Одно замечание по поводу компенсации тока

смещения. В ряде прецизионных ОУ применяется схема «компенсации смещения», которая уменьшает входной ток почти до нуля, а тем самым делает меньше и соответствующую погрешность; чтобы посмотреть, как это делается, вернитесь к дополнительному упражнению 8 в конце гл. 2. Имея дело с такого типа ОУ, вы практически ничего не выиграете, согласуя сопротивления на обоих входах, поскольку остаточный ток смещения и ток сдвига у ОУ с компенсацией смещения сравнимы по величине.

Помимо сказанного, есть еще одно обстоятельство, которое надо помнить, применяя ОУ с ПТ-входом. Дело в том, что входной ток «смещения» есть на самом деле ток утечки затвора и что он резко растет при повышении температуры (грубо говоря, удваивается при повышении температуры на каждые 10 °C; см. рис. 3.30). А так как ОУ с ПТ-входом часто разогреваются (ИМС 356 рассеивает в покое 150 мВт), то истинный входной ток может быть значительно выше указанного в таблице при 25 °C. Для сравнения укажем, что входной ток ОУ с биполярным входным каскадом на самом деле есть ток базы, и с ростом температуры он *падает* (рис. 7.2). Поэтому ОУ с ПТ-входом с его впечатляющими на бумаге данными по входному току может не дать большого улучшения по сравнению с хорошим биполярным устройством со сверхвысоким значением β. Пример: *OPA*111 с входным током 1 пА при 25 °C будет иметь входной ток 10 пА при температуре кристалла 65 °C, а это больше, чем у LT1012 со сверхвысоким β при той же температуре. Популярная серия ОУ с ПТ-входом 355 имеет входной ток, который срав с входным током LT1012 или LM11 при 25 °C, но во много раз больше при повышенной температуре. И наконец, при сравнении ОУ по входным токам остерегайтесь некоторых типов ПТ ОУ, у которых $I_{см}$ зависит от входного напряжения. В спецификациях обычно указывается только значение $I_{см}$ при 0 В (середина напряжения питания), однако в хороших паспортах на ОУ приводятся также графики (см. типичную зависимость $I_{см}$ от

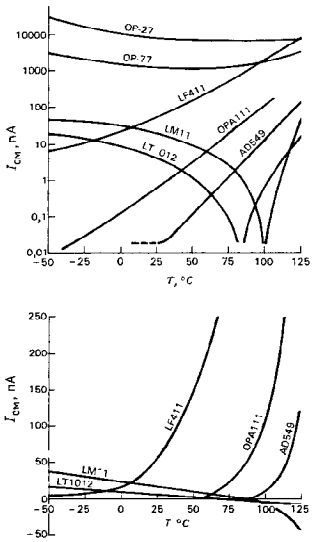


Рис. 7.2. Температурная зависимость входного тока биполярного ОУ. *а* – логарифмическая шкала: *б* – линейная шкала



Рис. 7.3. Зависимость входного тока ПТ ОУ от синфазного входного напряжения.

$U_{вх}$ на рис. 7.3). Обратите внимание на отличные характеристики OPA111, являющиеся следствием каскодной схемы входного каскада.

Сдвиг напряжения. Сдвиг напряжения на входе усилителя – очевидный источник погрешности. У различных ОУ этот параметр сильно варьирует – от десятков микровольт у «прецизионных» ОУ до величин в 2–5 мВ у обычных бескорпусных ОУ, таких как LF411. К настоящему времени чемпионом по минимуму сдвига среди ОУ без стабилизации прерыванием является MAX400M ($U_{сдв}$ не превышает 10 мкВ). Мы ожидаем дальнейших достижений в этой области.

Хотя большинство хороших одинарных ОУ (но не сдвоенные и не счетверенные) имеют выводы для регулировки сдвига, все же по ряду причин имеет смысл выбирать усилитель с малым начальным напряжением сдвига $U_{сдв.макс}$. Во-первых, у таким образом спроектированных ОУ наблюдается соответственно малый дрейф напряжения сдвига с температурой и временем. Во-вторых, достаточно точный ОУ не требует внешних элементов подстройки (подстроечный потенциометр занимает место, требует начальной подстройки, а со временем настройка может изменится). В-третьих, дрейф напряжения сдвига и подавление синфазных напряжений ухудшаются из-за разбаланса, вносимого потенциометром, регулирующим сдвиг. На рис. 7.4 показано, как регулировка сдвига увеличивает температурный дрейф. Из рисунка видно, как зависит регулировка сдвига от оборотов потенциометра, с наилучшим разрешением в районе центра, особенно для больших значений сопротивления подстроечного потенциометра Наконец, вы, как правило, обнаружите, что рекомендуемая внешняя цепь обеспечивает слишком большой диапазон настройки, а в результате почти невозможно уменьшить $U_{сдв}$ до величины в несколько микровольт; но даже если это удастся сделать, настройка будет столь критичной, что вряд ли она останется надолго неизменной. И еще одно, о чем следует подумать, это то, что изготовителем прецизионного ОУ *уже настроен*

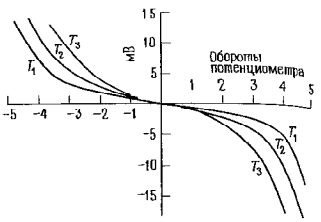


Рис. 7.4. Типичная зависимость сдвига ОУ от числа оборотов регулирующего сдвиг многооборотного потенциометра для нескольких значений температуры.

нуль сдвига путем «лазерной подгонки» на стенде перед отправкой в продажу. Возможно, вам самим сделать это лучше не удастся. Наш совет: а) для прецизионных схем применяйте прецизионные ОУ и б) если вам требуется дополнительная подстройка сдвига, используйте схему тонкой подстройки, например одну из тех, что показана на рис. 7.5, где полный диапазон подстройки составляет ± 50 мкВ.

Поскольку сдвиг напряжения может быть настроен на нуль, то в конечном итоге значение имеет лишь дрейф сдвига со временем, при изменении температуры и напряжения питания. Разработчики прецизионных ОУ много работают над минимизацией этих погрешностей. В этом смысле наилучшими параметрами обладают биполярные ОУ (в противоположность ОУ с ПТ-входом), но при их применении в бюджете погрешностей может начать доминировать входной ток. У лучших ОУ дрейф не превышает 1 мкВ/°С, а у наилучшего на сей момент ОУ без стабилизации прерыванием AD707 $\Delta U_{сдв.макс} = 0{,}1$ мкВ/°С.

Еще один фактор, который следует иметь в виду, это дрейф из-за самонагрева ОУ, когда он включен на низкоомную нагрузку. Чтобы исключить большие погрешности, вызываемые этим эффектом, часто приходится ограничивать нижнее значение сопротивления нагрузки 10 кОм.

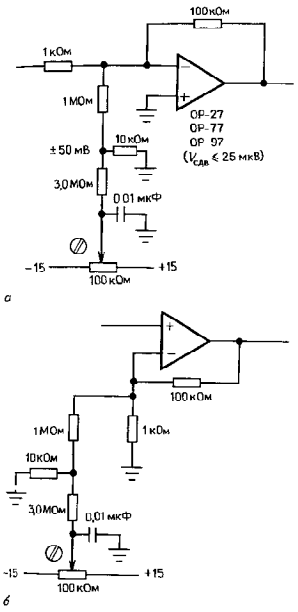


Рис. 7.5. Внешние цепи подстройки сдвига для прецизионных ОУ. *а* – инвертирующего; *б* – неинвертирующего.

Как правило, это может ухудшать бюджет погрешностей следующего каскада – от тока смещения! Именно такого рода проблему мы встретим в нашем примере проектирования. Для тех схем, где важен дрейф в несколько микровольт, заметное влияние начинают оказывать температурный градиент (от расположенных вблизи выделяющих тепло компонентов) и термо-э.д.с (от контактов разнородных металлов). Эти вопросы возникнут вновь, когда мы будем обсуждать в разд. 7.08 сверхпрецизионный усилитель *со стабилизацией прерыванием*.

В табл. 7.1 дано сравнение наиболее важных параметров семи наилучших прецизионных ОУ. Потратьте на нее некоторое время – это позволит вам хорошо почувствовать те компромиссы, на которые приходится идти при разработке высококачественных ОУ. Обратите внимание на противоречия между такими параметрами, как сдвиг напряжения (и его дрейф) и входной ток у биполярных ОУ и ОУ на ПТ с p–n-переходом. Вы получите также наименьшее напряжение шумов у биполярных ОУ, причем оно падает при увеличении тока смещения; ниже, при рассмотрении шумов в этой главе, увидим, почему это происходит. Однако желание получить низкий ток шумов всегда ведет к выбору ПТ ОУ, причины чего также будут ясны позднее. Вообще для получения малых входного тока и тока шумов выбирайте ПТ ОУ, а биполярные ОУ – для малых напряжения сдвига, дрейфа и напряжения шумов.

Среди ОУ с ПТ-входом доминируют ОУ на ПТ с p–n-переходом, особенно там, где нужна точность. В частности, МОП-транзисторы имеют уникальный ухудшающий их параметры эффект, который не наблюдается ни у биполярных транзисторов, ни у ПТ с p–n-переходом. Он выражается в том, что примесь ионов натрия в изолирующем затвор слое медленно перемещается под воздействием электрического поля, порожденного напряжением $U_{ЗИ(вкл)}$, что приводит к дрейфу сдвига напряжения порядка 0,5 мВ за несколько лет. Этот эффект усиливается при повышении температуры и при большом сигнале на дифференциальном входе. Например, в паспорте ОУ с МОП-транзисторным входом CA3420 указано в качестве типичного изменение $U_{сдв}$ 5 мВ за 3000 ч работы при 125 °С и входном напряжении 2 В. Эту натриево-ионную болезнь можно вылечить, вводя фосфор в область затвора. Например, фирма Texas Instruments использует в своих «линейных» КМОП-сериях ОУ (TLC270) и компараторов (TLC339 и TLC370) затворы из поликристаллического кремния, легированного фосфором. Это популярные недорогие устройства, выпускаемые в различ-

Таблица 7.1. Семь прецизионных ОУ

Параметр	Обозначение	Биполярный OP-77†		Малошумящий OP-27E		С малым сдвигом LT1012C		Микромощный OP-90E		На ПТ с p-переходом				С прецизионным МАХ430С		Единица измерения
										Быстродействующий LT1055A		с малым сдвигом OPA111B				
		тип.	мин./макс.	мин./тип.	макс.	мин./тип.	макс.	мин./тип.	макс.	тип.	мин./макс.	тип.	мин./макс.	тип.	мин./макс.	
$(U_{пит} = \pm 15$ В, $T_{раб} = 25$ °C)																
Сдвиг входного напряжения	$U_{сдв}$	10	25	10	25	10	50	50	150	50	150	50	250	1	5	мкВ
Временной дрейф входного напряжения сдвига	$\Delta U_{сдв}/\Delta t$	0,2	—	0,2	1	0,3		0,3	2	—	—	—	—	0,1	—	мкВ/мес
Входной ток смещения	$I_{см}$	1,2	2	10	40	0,03	0,15	4	15	0,01	0,05	0,0005	0,001	0,02	0,2	нА
Входной ток сигнала	$I_{сиг}$	0,1	1,5	7	35	0,02	0,15	0,4	3	0,002	0,01	0,0003	0,0008	0,01	0,1	нА
Входное дифференциальное сопротивление	$R_{вх}$	45	25	6	1,3	—	—	30	—	10^6	—	10^7	—	10^6		МОм
Входное синфазное сопротивление	$R_{вх.синф}$	200	—	3			—	20	—	10^9	—	10^9	—	10^9	—	ГОм
Входное напряжение шума (0,1–10 Гц)	$e_{шп-п}$	0,4	0,6	0,1	0,2	0,5	—	3	—	1,8	—	1,2	2,5	1,1	—	мкВ (от пика к пику)
Плотность входного напряжения шума (10 Гц)	$e_ш$	10	18	3,5	5,5	17	30	60		28	50	30	60			нВ/Гц$^{1/2}$
Плотность входного напряжения шума (1 кГц)	$e_ш$	10	11	3	4	14	22	60	—	14	20	7	12	—		нВ/Гц$^{1/2}$
Плотность входного тока шума (10 Гц)	$i_ш$	0,3	0,8	1,7	4	0,02	—	1,5	—	0,002	0,004	0,0004	—	0,01	—	пА/Гц$^{1/2}$
Плотность входного тока шума (1 кГц)	$i_ш$	0,1	0,2	0,4	0,6	0,005	—	0,7	—	0,002	0,004	0,0004	—			пА/Гц$^{1/2}$
Коэффициент усиления большого сигнала	$A_{ВО}$	12	5	1,8	1	0,2	22	1,2	0,7	0,4	0,015	2	1	30	1	В/мкВ
Коэффициент ослабления синфазного сигнала	КОСС	140	120	126	114	132	110	130	100	100	86	110	100	140	120	дБ
Коэффициент ослабления влияния источника питания	КОИП	120	110	120	100	132	110	120	105	106	90	110	100	140	120	дБ
Скорость нарастания	$C11$	0,3	0,1	2,8	1,7	0,2	0,1	0,61	0,005	1,3	10	2	1	0,5	—	В/мкс
Частота единичного усиления	$f_{ед}$	0,6	0,2	8	5	1	—	0,02	—	5	—	2	—	0,5	—	МГц
Потребляемый ток	$I_{пит}$	1,7	2	3	4,7	0,4	0,5	0,014	0,02	2,8	4	2,5	3,5	1,3	2	мА
(В диапазоне температур)	T		−25 ÷ +85		−25 ÷ +85		0 ÷ +70		−25 ÷ +85		0 ÷ +70		−25 ÷ +85		0 ÷ −70	°C
Сдвиг входного напряжения	$U_{сдв}$	10	45	20	80	20	120	70	270	100	330	100	500	—	—	мкВ
Температурная стабильность	$U_{сдв}/T$	0,1	0,3	0,2	0,6	0,2	1,3	0,3	2	1,2	4	0,5	1	0,02	0,05	мкВ/°C
Входной ток смещения	$I_{см}$	2,4	4	14	60	0,035	0,23	4	15	0,03	0,15	0,03	0,13	0,05	—	нА
Входной ток сигнала	$I_{сиг}$	0,1	2,2	10	50	0,025	0,23	0,8	3	0,01	0,05	0,02	0,1	0,04	—	нА

ных корпусах, с различными характеристиками по быстродействию и мощности и позволяющие получить приемлемый временной дрейф напряжения сдвига (50 мкВ сдвига на каждый вольт дифференциального входного напряжения).

Имеется важное исключение из общего правила, по которому ПТ ОУ, а особенно ОУ на МОП-транзисторах, имеют большее начальное напряжение сдвига и намного больший дрейф $U_{сдв}$ с температурой и временем, чем биполярные ОУ. Это исключение касается так называемых усилителей с автоподстройкой нуля (или со стабилизацией прерыванием), в которых применяются аналоговые МОП-ключи и усилители для восприятия и корректировки остаточной погрешности сдвига обычного ОУ (который сам часто изготавливается на МОП-транзисторах на том же кристалле). ОУ со стабилизацией прерыванием дают даже более низкие напряжения сдвига и дрейф, чем наиболее точные биполярные ОУ – 5 мкВ (макс.) и 0,05 мкВ/°C (макс.) – но не бесплатно. Они имеют некоторые неприятные особенности, которые делают их неприемлемыми для многих применений. Мы детально обсудим эти особенности в разд. 7.08.

Коэффициент ослабления синфазных сигналов. Недостаточный коэффициент ослабления синфазных сигналов (КОСС) ухудшает точность схемы, так как появляется сдвиг напряжения, зависящий от уровня сигнала постоянного тока на входе. Обычно этим эффектом можно пренебречь: он эквивалентен малому изменению коэффициента усиления и в любом случае может быть преодолен за счет выбора конфигурации. Инвертирующий усилитель в отличие от неинвертирующего нечувствителен к КОСС операционного усилителя. Однако в измерительных усилителях часто выделяется малый дифференциальный сигнал на фоне большого синфазного смещения, поэтому большое значение КОСС является существенным параметром. В этих случаях надо тщательно продумывать конфигурацию схемы, а кроме того, выбирать ОУ с большим значением КОСС. И снова проблемы поможет решить ОУ высшего класса вроде OP-77 с минимальным КОСС, равным 120 дБ (для сравнения: ОУ типа 411 обладают весьма умеренным КОСС в 70 дБ). Мы в дальнейшем кратко рассмотрим дифференциальные и измерительные усилители с высоким коэффициентом усиления и высоким КОСС.

Коэффициент ослабления изменений питания (КОИП). Изменение напряжения питания – причина небольших погрешностей ОУ. Как и большинство параметров ОУ, коэффициент ослабления изменений питания (КОИП) специфицируется по отношению к сигналу на *входе*. Например, OP-77 по спецификации обладает КОИП равным 110 дБ на постоянном токе, т. е. изменение напряжения одного из источников питания на 0,3 В создает выходной сигнал, эквивалентный изменению сигнала на дифференциальном входе на 1 мкВ.

КОИП резко падает с ростом частоты, и график, подтверждающий его безобразное поведение, часто приводится в паспортных данных. Например, у нашего фаворита OP-77 спад КОИП начинается с 0,3 Гц и при 60 Гц он равен 83 дБ, а при 10 кГц – 42 дБ. На самом деле это не создает больших трудностей, так как шум источника питания также падает при увеличении частоты, если источник питания как следует шунтирован емкостью. Правда, при использовании нестабилизированного источника питания могут доставить неприятности пульсации с частотой 100 Гц.

КОИП для источников питания положительной и отрицательной полярностей вообще говоря, различен, но это не играет никакой роли. Поэтому применение сдвоенного стабилизатора (разд. 6.19) может не дать никакого выигрыша.

«Нуль»-усилитель: входные погрешности. Схема усилителя на рис. 7.1 начинается с повторителя. Это сделано для обеспечения большого входного полного сопротивления. Здесь есть соблазн применить ПТ, но потери от большого $U_{сдв}$ перекрывают выигрыш, даваемый малым значением входного тока, за исключением тех случаев, когда источник входного сигнала имеет большое полное сопротивление. Для ОУ OP-77 ток смещения 2 нА создает погрешность 2 мкВ на 1 кОм пол-

Таблица 7.2. Прецизионные ОУ

Тип	Изготовитель[1]	Входное напряжение сдвига, мкВ		Дрейф			Входной ток, нА				Входной шум, средн. напряжения $e_{ш}$, нВ/Гц$^{1/2}$		тока, $i_{ш}$, фА/Гц$^{1/2}$		КОИП мин., дБ	Коэффициент усиления мин., 10^3	Скорость нарастания средн., В/мкс	$f_{ед}$ средн., МГц	Время установления средн., мкс		Примечания
				температурный, мкВ/°С		временной, мкВ/мес	Смещения		Сдвига		На частоте		На частоте						0,1%	0,01%	
		тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	тип.	макс.	тип.	макс	10 Гц	1 кГц	10 Гц	1 кГц							
Биполярные																					
OP-07A	PM +	10	25	0,2	0,6	0,2	0,7	2	0,3	2	10,3	9,6	320	120	100	300	0,17	0,6	—	—	Классический прецизионный ОУ
OP-08E	PM	70	150	0,5	2,5	—	0,8	2	0,05	0,2	22	20	150	130	104	80	0,12	0,8	—	—	Улучшенный 308
LM11	NS +	100	300	1	3	1	0,025	0,05	0,5 пА	0,01	180	150	15	4	100	100	0,3	0,5	—	70	Наименьшее среди биполярных смещение
OP-12E	PM +	70	150	0,5	2,5	—	0,8	2	0,05	0,2	22	20	150	130	104	80	0,12	0,8	—	—	Улучшенный 312
OP-20B	PM	60	250	0,75	1,5	—	12	25	0,15	1,5	58	58	140	90	100	500	0,05	0,1	—	—	Микромощный
OP-21A	PM	40	100	0,5	1	—	50	100	0,6	4	21	21	380	210	104	1000	0,25	0,6	—	—	Маломощный
OP-27E	PM +	10	25	0,2	0,6	0,5	10	40	7	35	3,5	3	1700	400	100	1000	2,8	8	—	—	Малошумящий
OP-37E	PM +	10	25	0,2	0,6	0,5	10	40	7	35	3,5	3	1700	400	100	1000	17	63	—	—	Малошумящий, декомпенсир. OP-27 ($K > 5$)
OP-50E	PM	10	25	0,15	0,3	—	1	5	0,1	1	5,5	4,5	300	230	126	10M	3	25[2]	—	30	Сильноточный, малошумящий, декомпенсир. ($K > 5$)
OP-62E	PM	—	200	—	—	—	—	300	—	100	—	2,5	—	—	105	350	15	50	—	—	
OP-77E	PM	10	25	0,1	0,3	0,3	1,2	2	0,1	1,5	10,3	9,6	320	120	110	5000	0,3	0,6	—	—	Улучшенный OP-07
OP-90E	PM	50	150	0,3	2	—	4	15	0,3	3	60	60	1600	700	104	700	0,01	0,02	—	—	Микромощный
OP-97E	PM	10	25	0,2	0,6	0,3	0,03	0,1	0,03	0,1	17	14	20	6	114	300	0,2	0,9			Маломощный OP-77
MAX400M	MA	4	10	0,2	0,3	0,2	0,7	2	0,3	2	10,3	9,6	320	120	100	500	0,3	0,6	—	—	Наименьшее $U_{сдв}$ среди ОУ без прерывания
LM607A	NS	15	25	0,2	0,3	0,2	1	2	0,5	2	9	6,5	320	120	100	5000	0,7	1,8	—	—	
AD707C	AD	5	15	0,03	0,1	0,2	0,5	1	0,1	1	10,3	9,6	320	120	120	8000	0,3	0,9	—	—	Улучшенный OP-07; сдвоенный 708
LT1001A	LT	10	25	0,2	0,6	0,2	1	4	0,8	4	10,3	9,6	320	120	110	450	0,25	0,8	—	—	
LT1006A	LT	20	50	0,2	1,3	0,4	9	15	0,12	0,5	23	22	70	30	106	1000	0,4		—	—	Однополярное питание; по заказу $I_{пит} = 90$ мкА
LT1007A	LT	10	25	0,2	0,6	0,2	10	35	7	30	2,8	2,5	1500	400	110	7000	2,5	8	—	—	Малошумящий, OP-27
LT1012C	LT +	10	50	0,2	1,5	0,3	0,03	0,15	0,02	0,15	17	14	20	6	110	200	0,2	0,8	—	—	Малый ток смещения, улучшенный 312; PM1012[6]
LT1013A	LT	40	150	0,4	2	0,4	15	35	0,2	1,3	24	22	70	15	103	1500	0,4	0,8	—	—	Улучшенный 358/324; однополярное питание[7]
LT1078A	LT	10	40	0,2	0,8	0,3	25	90	12	50	1	0,9	4700	1000	117	7000	15	75	—	—	Сверхмалый шум
LT1037A	LT	10	25	0,2	0,6	0,2	10	35	7	30	2,8	2,5	1500	400	110	7000	15	60	—	—	Декомпенсир. 1007 ($K > 5$), OP-37
RC4077A	RA	4	10	0,1	0,3	0,2	0,3	2	0,1	1,5	10,3	9,6	320	120	110	2500	0,25	0,8			Наименьшее $U_{сдв}$ среди ОУ без прерывания
HA5134	HA	25	250	—	5	—			—	25		7	—	200	—	250		4	—	—	Счетверенный, малошумящий
HA5135	HA	10	80	0,4	1,3	—	1	4	- -	4		9	400	140	94	1000	0.8	2.5	11	13	
HA5147A	HA	10	25	0,2	0,6	—	10	40	~	35	3,5	3	1700	400	80	1000	35	140	0,4	—	Малошумящий, быстродействующий, без частотной компенсации ($K > 10$)

Продолжение табл. 7.2

Тип	Изготовитель[1]	Входное напряжение					Входной ток, нА				Входной шум, средн.				КОИП мин., дБ	Коэффициент усиления мин., 10^3	Скорость нарастания средн., В/мкс	$f_{ср}$ средн., МГц	Время установления средн., мкс		Примечания
		сдвига, мкВ		дрейф			Смещения		Сдвига		напряжения $e_{ш}$, нВ/Гц$^{1/2}$		тока $i_{ш}$, фА/Гц$^{1/2}$						0,1%	0,01%	
				температурный, мкВ/°С		временной, мкВ/мес					на частоте		на частоте								
		тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	тип.	макс.	тип.	макс.	10 Гц	1 кГц	10 Гц	1 кГц							
На ПТ с p–n-переходом																					
OPA101B	BB	50	250	3	5	—	6пА	0,01	1.5пА	4пА	25	8	1,4	1.4	86	60	7	20	2,5	10	Малошумящий: декомпенсированный-OPA102
OPA111B	BB	50	250	0.5	1	—	0,5пА	1пА	0,3пА	0,7пА	30	7	0,4	0,4	100	1000	2	2	6	10	Малый шум, малое смещение
LF*mm*	NS	1000	—	—	—	—	0,05	0,01	0,01	0,05	14	3,5	10	10	80	100	20	10	—	—	Наименьший шум среди ОУ на ПТ с p–n-переходом, импульсный шум отсутствует
LF455A	NS	75	180	3	4	—	7пА	0,05	3пА	0,02	100	12	10	10	86	200	5	3	—	4	456 и 457 более быстродействующие
AD547L	AD	—	250	—	1	—	0,01	0,025	2пА	—	70	30	—	—	80	250	3	1	3.5	4.5	Сдвоенный = AD642, 647
AD548C	AD	100	250	—	2	15	3пА	0,01	2пА	5пА	80	30	—	2	86	300	1 8	1	6	7	Улучшенный LF441; сдвоенный = AD648
AD711C	AD	100	250	2	3	15	0,015	0.025	5пА	0,01	45	18	—	10	86	200	20	4	0.9	1	Улучшенный LF411,2
LT1055A	LT	50	150	1,2	4	5	0,01	0.05	2пА	0,01	28	14	2	2	90	150	13	5	1,2	1,8	LT1056 на 20% быстрее
HA5170	HA	100	300	2	5	—	0.02	0,1	3пА	0.06	20	10	50	10	74	300	8	8	1	1,1	Малошумящий
На ПТ с p–n-переходом, высокоскоростные																					
OP-44E	PM	30	750	4	10	5	0,08	0,2	4пА	0,04	38	13	—	7	90	500	120	16	0,2	—	Декомпенсир. ($K > 3$)
LF401A		—	200	—	—	—	—	0,2		0,1	60	23	—	10	80	100	30	16	0,2	0,3	Быстрое установление
OPA404B	BB	260	750	3	—	—	1пА	4пА	0,5пА	4пА	32	15	0,6	0,6	86	40	35	6,4	0,6	1,5	Счетверенный
OPA602C	BB	100	250	1	2	—	0,5пА	1пА	0,5пА	1пА	23	13	0,6	0.6	86	40	35	6,5	0,7	1	Малое смещение. Быстрое установление
OPA605K	BB	250	500	—	5	—	0,01	0,035	2пА	—	80	20	—	—	74	—	94	20	0,3	0,4	Некомпенсир. ($K > 50$)
OPA606L	BB	100	500	3	5	—	5пА	0,01	0,4пА	5пА	30	13	1,3	1 3	90	100	35	13	1	2,1	Улучшенный LF356
AD744C	AD	100	250	2	3	15	0.03	0.05	0,01	0 02	45	18	—	10	92	250	75	13	0 4	0,5	Малые перекрестные искажения ($3 \cdot 10^{-6}$); декомпенсированный ($K > 2$)
AD845K	AD	100	250	1,5	3	—	0,25	0.4	0,015	0,05	80	25	—	100	98	200	100	16	0,3	0,3	Быстрое установление
LT1022A	LT	80	250	1,3	5		0.01	0,05	2пА	0,01	28	14	2	2	88	150	26	8,5	0,8	1,8	
Стабилизированные прерыванием																					
MAX420E	MA	1	5	0.02	0.05	0,1	0,01	0.03	0,015	0,06	1,1[3]	—	10	—	120	1000	0.5	0.5	—	—	±15 В $U_{пит}$, у 430 конденсаторы встроены
MAX422E	MA	1	5	0,02	0.05	0,1	0.01	0.03	0.015	0,06	1,1[3]	—	10	—	120	1000	0.13	0.13	—	—	±15 В $U_{пит}$, у 432 конденсаторы встроены
LMC668A	NS	1	5	0,05	—	0,1	0,02	0,06	--	—	2[3]	—	10	—	120	1000	2.5	1	—	--	

Тип	Изготовитель[1]	Входное напряжение					Входной ток, нА			
		сдвига, мкВ		дрейф			Смещения		Сдвига	
				температурный, мкВ/°С		временной,				
		тип.	макс.	тип.	макс.	тип.	тип.	макс.	тип.	макс.
TSC900A	TS		5	0,02	0,05	—	—	0,05	0,5пА	—
TSC901	TS	7	15	0,05	0,15	—	0,03	0,05	0,05	0,1
TSC911A	TS	5	15	0,05	0,15	—	—	0,07	5пА	0,02
TSC915	TS		10	0,01	0,1		0,03	0,1	0,05	0,1
TSC918		—	50	0,4	0,8	—	—	0,1	0,5пА	—
LTC1050	LT	0,5	5	0,01	0,05	0,05[4]	0,01	0,03	0,02	0,06
LTC1052	LT	0,5	5	0,01	0,05	0,1[4]	1пА	0,03	5пА	0,03
ICL7650	IL +	0,7	5	0,02	0,1	0,1	4пА	0,01	8пА	0,02
ICL7652	IL +	0,7	5	0,01	0,06	0,2	3пА	0,03	0,015	0,04
TSC76HV52	TS	—	10	—	0,3	—	0,03	0,1	0,05	0,1

[1] См. примечание к табл. 4.1; [2] при $K = 50$; [3] мкВ от пика к пику, 0,1–10 Гц; [4] мкВ/мес$^{1/2}$; [5] полное

ного сопротивления источника сигнала, а LT1055A на ПТ с p–n-переходом, хотя и дает пренебрежимо малую погрешность от тока, имеет дрейф сдвига напряжения порядка 16 мкВ/4 °С (4 °С принято за стандартный диапазон изменений температуры воздуха в лабораторных условиях) Входной повторитель снабжен настройкой нуля сдвига, поскольку начальное значение 25 мкВ (по спецификации) слишком велико. Как отмечалось выше, обратная связь увеличивает входное полное сопротивление до 200 000 МОм, и тем самым ошибка коэффициента усиления, порожденная конечным полным сопротивлением источника, меньшим 20 МОм будет меньше 0.01%. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены в схему защиты от перенапряжения на входе и должны иметь малую утечку (меньше 1 нА).

U_1 управляет инвентирующим усилителем (U_2), а значение R_3 выбирается из соображений компромисса между погрешностью температурного сдвига U_1 и погрешностью дрейфа тока смещения U_2. Выбранное значение удерживает нагрев в пределах 5,6 мВт (при наихудших условиях 7,5 В на выходе), что ведет к повышению температуры на 0,8 °С (тепловое сопротивление ОУ около 0,14 °С/мВт, см. разд. 6.04) с соответственным сдвигом напряжения 0,3 мкВ. Сопротивление 10 кОм на входе U_2 создает погрешность тока смещения, но так как U_2 вместе с U_3 охвачены петлей обратной связи, сводящей полный сдвиг к нулю, единственный существенный параметр – это температурный дрейф токовой погрешности. Для OP-77 в паспорте приводятся данные о температурном дрейфе тока смещения (не часто указываемые изготовителями), из которых следует что вклад дрейфа тока в бюджет погрешности равен 1.6 мкВ 4 °С. Снижение значения R_3 уменьшит этот вклад, но ценой увеличения погрешности от нагрева U_1.

Как было сказано выше в общем описании схемы, значение R_3 таково, что требуется использование причудливого Т-образного звена в обратной связи, чтобы значения резисторов обратной связи оказались в диапазоне номиналов прецизионных проволочных резисторов. Если пользоваться обычный конфигурацией инвентирующего усилителя, то понадобятся резисторы на 100 кОм, 1 МОм и 10 МОм для коэффициента усиления 10, 100 и 1000 соответственно.

Продолжение табл. 7.2

Входной шум, средн.				КОИП мин., дБ	Коэффициент усиления мин., 10^3	Скорость нарастания средн., В/мкс	$f_{ед}$ средн., МГц	Время установления средн., мкс		Примечания
напряжения e_n, нВ/Гц$^{1/2}$		тока, i_n, фА/Гц$^{1/2}$						0,1%	0,01%	
На частоте		На частоте								
10 Гц	1 кГц	10 Гц	1 кГц							
4[3]	—	—	—	120	1000	0,2	0,7	—	—	Маломощный
5[3]	—	—	—	120	1000	2	0,8	—	—	±15 В питание; встроенные конденсаторы
11[3]	—	—	—	112	600	2,5	1,5	—	—	Встроенные конденсаторы; шумящий
0,8[3]	—	—	—	120	1000	0,5	0,5	—	—	±15 В питание
4[3]	—	—	—	105	100	0,2	0,7	—	—	Недорогой
1,6[3]	—	2,2	—	125	300	4	2,5	—	—	Встроенные конденсаторы
1,5[3]	—	0,6	—	120	1000	4	1,2	—	—	Улучшенный 7652
2[3]	—	10	—	120	6000	2,5	2	—	—	Улучшенный 7650
0,7[3]	—	10	—	120	6000	1	0,5	—	—	Улучшенный 7652
0,8[3]	—	—	—	120	1000	0,5	0,5	—	—	±15 В 7652

питание = 18 В (если не указано что-либо другое); [6] сдвоенный — 1024; [7] счетверенный = 1014.

Входное полное сопротивление U_2 может вызвать некоторые затруднения. При коэффициенте усиления, равном 1000, его дифференциальное входное сопротивление 25 МОм умножается благодаря следящей связи на A/1000 и составляет в замкнутой схеме 125 000 МОм. К счастью, это более чем в миллион раз превосходит выгодное сопротивление цепи, устанавливающей коэффициент усиления (9.4 кОм). Поэтому погрешность будет намного меньше 0,01%. Это один из худших случаев, который можно себе представить, но даже и здесь входное сопротивление ОУ не создает проблем. Отсюда видно, что входное сопротивление ОУ не создает никаких эффектов, которые стоило бы учитывать

Дрейф напряжения сдвига U_1 и U_2 от времени, температуры и напряжения питания влияют на суммарную погрешность в равной степени, и их значения приведены в бюджете. Укажем, здесь что они автоматически компенсируются в каждом «обнуляющем» цикле, поэтому играет роль только кратковременный дрейф. Эти погрешности благодаря качеству ОУ лежат в микровольтовом диапазоне. U_3 имеет несколько больший дрейф, но его приходится брать ПТ-типа, чтобы обеспечить малые значения тока утечки конденсатора. Так как выходной сигнал U_3 ослабляется пропорционально выбранному коэффициенту, то эта погрешность, *отнесенная ко входу*, при больших коэффициентах усиления ослабляется. Это важный факт, поскольку большие коэффициенты усиления употребляются при низких уровнях сигнала, для которых требуется большая точность. Погрешности, создаваемые U_3 *на выходе*, всегда одинаковы, поэтому они специфицируются в бюджете погрешностей как выходные погрешности (приведенные к выходу).

Обратите внимание на некоторые общие принципы проектирования, которые

проясняются на этом примере: вы решаете некоторый набор задач, выбирая конфигурацию и элементы так, чтобы уменьшить погрешности до приемлемых значений. При этом необходимо идти на некоторые компромиссы и уступки, при этом их выбор зависит от внешних факторов (например, использование в качестве повторителя ОУ с ПТ-входом предпочтительнее, если полное сопротивление источника сигнала больше 50 кОм).

В табл. 7.2 содержатся данные ОУ, которые можно использовать при проектировании прецизионных схем.

7.07. Выходные погрешности усилителя

Как указывалось в гл. 4, операционные усилители имеют существенные ограничения, связанные с их выходным каскадом. Ограниченная скорость нарастания, нелинейные искажения выходного сигнала (см. разд. 2.15), конечное выходное сопротивление разомкнутого контура могут причинить неприятности и, если их не учитывать, привести к ошеломляющие большим погрешностям прецизионной схемы.

Скорость нарастания: общие соображения. Как отмечалось в разд. 4.11, изменения напряжения выходного сигнала ОУ могут происходить со скоростью, не превышающей некоторого максимума. Этот эффект порождается схемой частотной коррекции ОУ, как увидим при более детальном анализе. Одним из следствий конечности скорости нарастания является ограничение амплитуды выходного сигнала на высоких частотах, равное, как было показано в разд. 4.12 и как видно на рис. 7.6, $U_{пп} = S/\pi f$, где $U_{пп}$ – полный размах сигнала. Второе следствие лучше всего объяснить с помощью графика зависимости скорости нарастания от напряжения дифференциального входного сигнала (рис. 7.7). Смысл его в том, что схема, требующая большой скорости нарастания, работает с существенными напряжениями между входными клеммами ОУ. Это может привести к катастрофическим последствиям в схеме, претендующей на высокую точность.

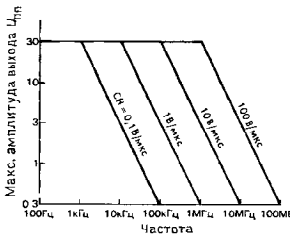


Рис. 7.6. Частотная зависимость максимального размаха сигнала на выходе ОУ.



Рис. 7.7. Для получения полной скорости нарастания ОУ требуется значительное дифференциальное входное напряжение.

Чтобы понять, чем определяется скорость нарастания, заглянем внутрь операционного усилителя. Подавляющее большинство ОУ могут быть смоделированы схемой изображенной на рис. 7.8. Дифференциальный входной каскад, нагруженный на токовое зеркало, возбуждает каскад с большим коэффициентом усиления по напряжению и с корректирующим конденсатором между выходом и входом. Выходной каскад – пушпульный повторитель с единичным коэффициентом усиления. Корректирующий конденсатор выбирается так, чтобы коэффициент усиления разомкнутой петли усилителя становился равным единице раньше, чем сдвиг фазы, вызванный остальными каскадами усилителя, станет существенным. Таким образом, C выбирается таким, чтобы $f_{ср}$, полоса частот единичного коэффициента усиления, была близка к полюсу, с которого начинается спад усиления следующего каскада, как описывалось в разд. 4.34. Входной каскад имеет очень высокое выходное сопротивление и для следующего каскада является источником тока.

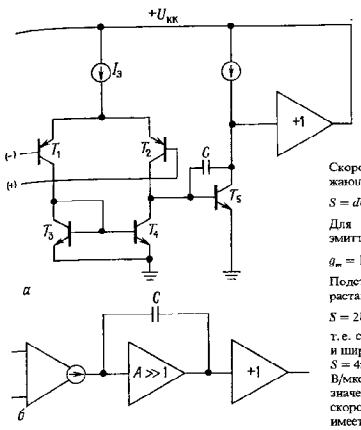


Рис. 7.8. Типичная схема внутренней частотной коррекции ОУ.

В операционных усилителях возникает ограничение скорости нарастания, когда выходной сигнал возбуждает один из транзисторов дифференциального каскада почти до насыщения, действуя на следующий каскад полным током эмиттера в дифференциальной паре. Это происходит при дифференциальном входном напряжении около 60 мВ, при котором соотношение токов в дифференциальном каскаде равно 10 : 1. В этот момент напряжение коллектора T_5 изменяется с максимально возможной скоростью, а весь ток $I_э$ идет на заряд конденсатора C. Так образом, T_5 и C образуют интегратор с ограниченной скоростью нарастания на выходе.

Скорость нарастания: детальное рассмотрение. Прежде всего напишем выражение для коэффициента усиления разомкнутого контура по напряжению при малом сигнале переменного тока без учета сдвигов фаз:

$$A_U = g_m X_C = g/2\pi fC,$$

откуда полоса единичного усиления (частота при которой $A_U = 1$) есть

$$f_{ср} = (1/2\pi)(g_m/C).$$

Скорость нарастания определяется током $I_э$, заряжающим конденсатор C:

$$S = dU/dt = I_э/C.$$

Для обычного дифференциального усилителя без эмиттерных резисторов g_m связано с $I_э$ соотношением

$$g_m = 1/r_э = I_э/2U_T = I_э/50 \text{ мВ}.$$

Подставляя это выражение в формулу скорости нарастания, находим

$$S = 2U_T g_m/C,$$

т. е. скорость нарастания пропорциональна g_m/C, как и ширина полосы единичного усиления. В самом деле, $S = 4\pi U_T f_{ср} = 0{,}3 f_{ср}$, где $f_{ср}$ выражено в МГц, а S – в В/мкс. Это выражение не зависит от конкретных значений C, g_m, $I_э$ и т. д. и дает хорошую оценку для скорости нарастания (классический ОУ 741, например, имеет $f_{ср} \approx 1{,}5$ МГц и скорость нарастания порядка 0,5 В/мкс). Отсюда ясно, что ОУ с большим значением произведения ширины полосы пропускания на коэффициент усиления ($f_{ср}$) будет иметь бо́льшую скорость нарастания. Нельзя улучшить быстродействие ОУ только увеличивая ток $I_э$ входного каскада, поскольку увеличение коэффициента усиления (за счет роста g_m) требует соответственного увеличения значения C для частотной коррекции. Добавочное усиление в других каскадах ОУ также не помогает.

Из изложенного ясно, что увеличение $f_{ср}$ за счет увеличения токов коллекторов, подбора более быстродействующих транзисторов и т. д. увеличивает скорость нарастания. Конечно, всегда желательно иметь большое значение $f_{ср}$, и это хорошо известно разработчику ИС, который конечно же сделал, проектируя кристалл, все, что мог. Тем не менее существует способ обойти ограничение $S = 0{,}3 f_{ср}$, и он основан на том, что крутизна определяется значением $I_э$ ($g_m = I_э/2U_T$). Можно использовать простой прием для увеличения $I_э$ (и соответственно скорости нарастания при фиксированном значении $f_{ср}$, а в силу этого и при фиксированной форме частотной характеристики). Проще всего добавить некоторое сопротивление в эмиттерную цепь дифференциального входного каскада. Предположим, что мы сделали что-нибудь в этом роде, в результате чего $I_э$ вырос в m раз при постоянном значении g_m. Повторив приведенные выше выкладки, получим $S = 0{,}3 m f_{ср}$.

Упражнение 7.1. Покажите, что описанный прием дает указанный эффект.

Увеличение скорости нарастания. Итак, существует несколько способов получения высокой скорости нарастания: а) применить ОУ с большим $f_{ср}$; б) увеличить $f_{ср}$ за счет уменьшения емкости конденсатора частотной коррекции; конечно, это возможно только

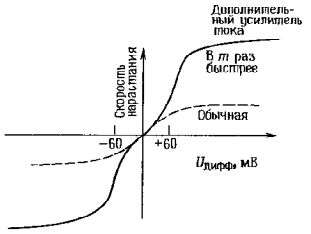


Рис. 7.9.

в тех схемах, где коэффициент усиления при замкнутом контуре обратной связи больше единицы: в) уменьшить крутизну входного каскада g_m, добавив в эмиттерную цепь дополнительные резисторы, а затем пропорционально увеличить $I_Э$ или уменьшить C; г) изменить схему входного каскада.

Третий способ (уменьшение g_m) применяется во многих ОУ. Например, НА2605 и НА2505 почти одинаковы, но НА2505 содержит эмиттерные резисторы во входном каскаде, которые увеличивают скорость нарастания ценой уменьшения коэффициента усиления разомкнутого контура. Это иллюстрируется приводимыми данными. ПТ ОУ с их малым g_m входного каскада имеют более высокую скорость нарастания по тем же причинам.

	НА2605	НА2505
$f_{ср}$	12 МГц	12 МГц
Скорость нарастания	7 В/мкс	30 В/мкс
Коэффициент усиления усилители без обратной связи	150 000	25 000

Четвертый способ состоит в применении «перекрестно-сдвоенного уменьшения крутизны», для которого требуется введение в схему входного каскада целого дополнительного набора транзисторов, болтающихся без дела при малых значениях сигнала, но всегда готовых, если нужно, дать дополнительный ток. Это дает выигрыш в виде улучшения характеристик ОУ по шумам и смещению, достающийся ценой некоторого усложнения схемы по сравнению с простой добавкой эмиттерных резисторов. Данный прием применяется в изделиях фирм Harris HA5141 и HA5151, Raytheon 4531, Signetics 535 и 538 для увеличения скорости нарастания при больших дифференциальных входных сигналах. Зависимость скорости нарастания от входного дифференциального сигнала показана на рис. 7.9.

Полоса пропускания и время установления. Скорость нарастания – это показатель того, насколько быстро может изменяться напряжение выходного сигнала. Спецификация ОУ по скорости нарастания дается обычно в предположении большого дифференциального входного напряжения (60 мВ и более), что вполне оправдано: при обычно встречающихся на практике значениях петлевого усиления ОУ, выходное напряжение которого отличается от того, которое, должно быть, будет испытывать на входе сильное воздействие сигнала по цепи обратной связи. В высокоскоростных прецизионных схемах не менее важно время установления выходного сигнала на том значении, к которому оно стремится, следуя за изменением входного. Этот параметр – *время установления* (время, необходимое для установления выходного сигнала с заданной точностью на окончательное значение, см. рис. 7.10) – всегда приводится в паспортах таких устройств как цифро-аналоговые преобразователи, где точность – суть игры, а для ОУ он обычно не указывается.

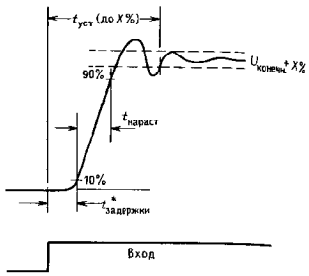


Рис. 7.10. Определение времени установки. * Иногда определяется при $U_{вых}$ = логический порог или при $U_{вых} = 0{,}5\ U_{конечн}$.

Мы сможем оценить время установления ОУ, рассмотрев вначале другую проблему, а именно: что произойдет с идеальным скачком напряжения в некоторой цепи, нагруженной на простой RC-фильтр низкой частоты (рис. 7.11). Несложно вычислить, что отфильтрованный сигнал будет иметь время установления указанное на этом рисунке. Это действительно важный результат, поскольку часто мы ограничиваем при помощи фильтра полосу пропускания, чтобы уменьшить шум (об этом еще будет сказано в этой главе).

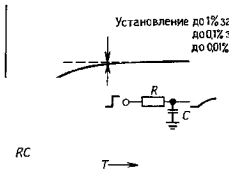


Рис. 7.11. Время установления RC-фильтра нижних частот.

Распространяя этот простой результат на ОУ, достаточно вспомнить, что ОУ с частотной коррекцией имеет спад 6 дБ/октава, точно так же, как и НЧ-фильтр. При включении ОУ в схему с ОС, имеющую коэффициент усиления K, ее «полоса пропускания» (частота, на которой петлевое усиление падает до единицы) приближенно определяется выражением:

$$f_{-3дБ} = f_{ср}/K.$$

Как основной результат можно отметить, что система с полосой пропускания B имеет время реакции $\tau = 1/2\pi B$; отсюда следует, что эквивалент «постоянной времени» ОУ равен

$$\tau \approx K/2\pi f_{ср}.$$

При этом время установления грубо можно оценить как $5\tau \div 10\tau$.

Попробуем применить наш прогноз к реальности. ОР-44 производства фирмы PMI – это прецизионный быстродействующий нескомпенсированный ($K \geqslant 3$) ОУ с типичным значением $f_{ср}$ 23 МГц. Наша простая формула дает оценку времени реакции, равную 21 нс, что соответствует времени установления 0,15 мкс (7τ) до 1%. Это очень хорошо совпадает с реальным значением 0,2 мкс, приводимым в паспорте на ОУ в качестве типичного для точности установления 0,1%.

Стоит отметить несколько моментов: а) наша простая модель дает нам только нижнюю границу фактического значения времени установления в реальной схеме; всегда нужно проверить еще ограниченное скоростью нарастания время нарастания, которое может быть определяющим; б) даже если скорость нарастания не создает проблем, время установления может быть много больше, чем в нашей идеализированной «однополюсной» модели; это зависит от схемы компенсации ОУ и запаса по фазе; (в) ОУ устанавливается тем быстрее, чем лучше применяемая схема частотной компенсации обеспечивает зависимость сдвига фазы от частоты в разомкнутой петле в виде прямой линии при логарифмическом масштабе (например, ОР-42, рис. 7.12); ОУ, имеющие колебания на фазово-частотной характеристике, более склонны к выбросам и пульсациям, вроде тех, что показаны на графике рис. 7.10; (г) быстрое установление с точностью до 1% не обязательно гарантирует быстрое установление в пределах 0,1%, может существовать «длинный хвост» (рис. 7.13); (д) прямая подстановка в реальный случай приводимого изготовителем значения времени установления не всегда пригодна.

В табл. 7.3 приведен ряд быстродействующих ОУ для применений, требующих большого значения $f_{ср}$, высокой скорости нарастания и малого времени установления.

Погрешность коэффициента усиления. Существует еще одна погрешность, причиной которой является конечное значение коэффициента усиления без ОС, а именно: погрешность коэффициента усиления при замкнутой ОС из-за конечного петлевого усиления. В гл. 3 мы вывели выражение для коэффициента усиления

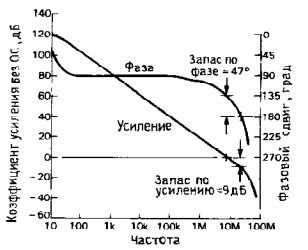


Рис. 7.12. Частотные зависимости усиления и сдвига фазы ОР-42

Таблица 7.3. Быстродействующие прецизионные ОУ

Тип	Изготовитель[1]	ГТ	Подстройка	Внешн. компенс.	$K_{мин}$	$U_{отм}$ макс., мкВ	$\Delta U_{отм}$ макс., мкВ/°С	$I_{вход}$ макс., нА	$I_{отм}$ макс., нА	e_n средн. при 1 кГц, нВ/Гц$^{1/2}$	$C_{вх}$, пФ	Скорость нарастания, средн., В/мкс
OP-37E	PM	+	—	×	— 5	0,025	0,6	35	40	3,0	—	17
OP-42E	PM		×	×	— 1	0,75	10	0,04	0,2	13	6	58
OP-44E	PM		×	×	— 3	0,75	10	0,04	0,2	12	—	122
OP-62E	PM		—	×	× 1	0,2	—	100	300	2,5	—	15
OP-63E	PM		—	×	× 1	0,75	—	100	300	7	—	50
OP-64E	PM		—	×	× 5	0,75	—	100	300	7	—	200
OP-65E	PM		—	×	— 1	2	—	2000	2,5мкА	—	—	200
CLC221	CL		—	—	— 1	1	15	—	10мкА[2]	4	2,4	6500
CLC400	CL		—	×	— 1	5,5	40	—	25мкА[2]	12	0,5	700
CLC401	CL		—	—	— 7	6,5	50	—	35мкА[2]	12	0,5	1200
LF401A	NS		×	×	— 1	0,2	10	0,1	0,2	20	7	70
OPA602C	BB		×	×	— 1	0,25	2	0,001	0,001	13	3	35
AD711C	AD		×	×	— 1	0,25	5	0,01	0,025	18	6	20
MS738B	KE		—	×	— 2	0,075	1	20	40	3 8	3	3500
MS739	KE		×	—	— 1	0,025[7]	0,3[7]	0,03[7]	0,08[7]	—	—	5500
AD744C	AD		×	×	× 2	0,25	3	0,02	0,05	18	5,5	75
AD840K	AD		—	×	— 10	0,5	5	200	5мкА	3	1	400
AD841K	AD		—	×	— 1	1	20	200	5мкА	13	1	300
AD842K	AD		—	×	— 2	1	10	200	5мкА	9	1	375
AD845K	AD		×	×	— 1	0,25	3	0,05	0,4	25	4	100
AD846K	AD		—	—	× 2	0,2	2	—	150[7]	1,3	2	450
AD847J	AD		—	×	— 1	1	30	15[7]	5мкА	15[4]	1,5	300
AD848J	AD		—	×	— 1	1	10	15[7]	5мкА	4[6]	1,5	300
LT1028A	LT		—	×	× 2	0,04	0,8	50	90	0,85	5	15
LT1055A	LT		×	×	— 1	0,15	4	0,01	0,05	14	4	13
1435	TP		—	×	× 2	5	25	300[7]	20мкА	16	2	300
LH4105C	NS		×	—	— 1	0,5	20[7]	0,4	0,6	—		40
HA5147A	HA		—	×	— 10	0,025	0,6	35	40	3	—	35
AD9611B	AD		—	—	— 1	3	20	—	5	1[5]	3	1900

$f_{ср}$, средн. МГц	Время установления средн., нс 0.1%	0.01%	$R_{вых}$ средн., Ом	Выброс при $K_{мин}$, средн., %	Запас по фазе при $K_{мин}$, град.	Дифференциальное входное напряжение, макс., В	Размах напряжения в нагрузке $\pm U_{вых}$, В	$R_н$, Ом	Максимальный выходной ток, мА	Примечания
63	1000	—	70	10	71	0,7	11	600	5	Малошумящий (декомпенс. OP-27)
10	450	700	50	15	47	40	12	600	6	Устойчив при нагрузке 300 пФ
20	200	300?	—	25	53	40	—	—	7	Декомпенс. OP-42
50	—	—	—	—	—	5	12	600	—	
50	—	—	—	—	—	5	12	600	—	
200	—	—	—	—	—	5	12	600	—	
150	—	—	—	—	—	5	3,5	500	50	±5 В питание
—	15	18[3]	8	12	—	—	—	—	30	Гибридный
280	10	15	—	0	—		3,5	100	70	Монолитный; преобразователь сопротивления
2100	10	13	—	0	—	—	3,5	100	70	–»–
16	200	340	50	—	55	32	12	600	12	
6,5	700	1000	80	20	40	36	10	600	4	Малое смещение
4		1000	—	10		20	10	600	2,8	Недорогой
1500	30	200	?	5	—	12	12	100	120	
—	15	30[3]	—	—	—	—	12	100	120	
13	400	500	—	4	70	36	12	600	4	Сверхмалые нелинейные искажения ($3 \cdot 10^{-6}$)[6]
400	80	110	15	20	—	—	10	500	50	Декомпенс. 841
40	80	110	5	20	—	—	10	500	12	Вертик. *pnp*, полезна декомпенсация
80	80	110	5	20	—	—	10	500	100	Декомпенс. 841
16	250	300	—	—	—	20	12,5	500	10,2	
40	80	110	16	20	—	18	10	500	7	Малошумящий
50	80	—	—	—	50	6	10	500	5,6	Вертик. *pnp*, полезна декомпенс.
250	80	—	—	—	50	6	2,5	150	20	Вертик. *pnp*
75	—	—	80	5	50	0 7	12	600	10,5	Сверхмалый шум
5	1200	1800	60	10	—	40	10	600	4	LT1056 быстрее
1000	40	70		1	25	4	7	500	30	Гибридный
18	—	500	—	—		30	10	100	25	Нет ограничения по току
140	400	—	70	20	—	0,7	11	600	4	Малошумящий (декомпенсир. OP-27)
0	1[2]	—	0 03	4	-		3	100	50	Обратная связь по току; нет защиты; гибридный

[1] См. примечания к табл. 4.1. [2] Токочувствительный инвертирующий вход; представленный ток смещения относится только к неинвертирующему входу. [3] С точностью 0,02%. [4] При 10 кГц. [5] В полосе от 5 до 280 МГц. [6] Устойчив при работе в нагрузку 1 нФ. [7] Типичное значение

усилителя с замкнутой петлей ОС, $K = A/(1 + AB)$, где A – коэффициент усиления без ОС, а B – «усиление» цепи обратной связи. Можно было бы предположить, что величина коэффициента усиления ОУ без обратной связи $A \geqslant 100$ дБ является вполне достаточной но если мы попробуем сконструировать сверхпреци-

зио ю схему, то здесь нас ожидает сюрприз. Из предыдущего выражения для эффициента усиления нетрудно показать, что «погрешность усиления» опре- деляемая как

$$\delta_K \equiv (K_{идеальный} - K_{реальный})/K_{идеальный}$$

в точности равна $1/(1 + AB)$ и может

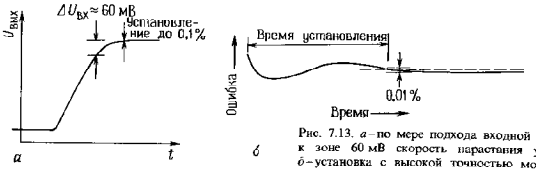


Рис. 7.13. *а* – по мере подхода входной погрешности к зоне 60 мВ скорость нарастания уменьшается; *б* – установка с высокой точностью может длиться удивительно долго.

изменяться в диапазоне от 0 при $A = \infty$ до 1 (100%) при $A = 0$.

Упражнение 7.2. Выведите только что приведенное выражение для погрешности коэффициента усиления.

Результирующая величина частотно-зависимой погрешности коэффициента усиления далека от того, чтобы ей можно было пренебречь. Например, ОУ 411, у которого коэффициент усиления без ОС на низкой частоте составляет 106 дБ, будет давать погрешность усиления 0,5% при включении его в схему с расчетным значением коэффициента усиления с замкнутой ОС 1000. Еще хуже то, что коэффициент усиления без ОС начиная с частоты 20 Гц падает со скоростью 6 дБ/октава, так что наш усилитель имел бы на частоте 500 Гц погрешность коэффициента усиления в 10%! На рис. 7.14 даны кривые зависимости погрешности коэффициента усиления от частоты при значениях коэффициента усиления с ОС, равных 100 и 1000, для ОР-77, имеющего на низкой частоте исключительно высокий коэффициент усиления 140 дБ. Отсюда становится очевидным, что для сохранения точности даже на средних частотах необходимо иметь достаточно большой коэффициент усиления и высокое значение $f_{ср}$.

Приведенные графики мы построили, используя данные в паспорте кривые частотной зависимости коэффициента усиления без ОС. Даже в том случае, если в спецификации на применяемый вами ОУ дан указанный график лучше всего идти в обратном направлении – от паспортных значений $f_{ср}$ и коэффициента усиления по постоянному току, вычисляя величину коэффициента усиления без ОС на интересующей нас частоте, а отсюда и погрешность усиления как функцию частоты. Эта процедура приводит к следующему выражению:

$$\delta_K = \frac{1}{1 + Bf_{ср}/f},$$

где B, как обычно, – коэффициент передачи цепи обратной связи. Разумеется, в некоторых схемах, таких как фильтры, B может также зависеть от частоты

Упражнение 7.3. Выведите представленное выше выражение для $\delta_K(f)$.

Переходные нелинейные искажения и выходное сопротивление. Некоторые ОУ используют простой пушпульный выходной каскад без смещения баз на два диодных перепада в разные стороны, как описывалось в разд. 2.15. Это приводит к искажениям класса *B* при значениях выходного сигнала, близких к нулю, так как возбуждающий повторитель каскад должен давать напряжению баз приращение $2U_{бэ}$ каждый раз, когда выходной ток проходит через нуль (рис. 7.15). Переходные искажения могут быть существенны, в частности, в области высоких частот, где петлевое усиление падает. Оно сильно уменьшается в тех ОУ, где выходная пушпульная схема смещена в состояние слабой проводимости (класс *AB*). Примером последнего типа является популярная схема 741, в то время как у ее предшественника ОУ 709 используется простое смещение выходного каскада класса *B*. Прекрасная во всем остальном, схема 324 по этим причинам может давать большие искажения. Правильный выбор ОУ имеет колоссальное значение для получения высококачественных характеристик усилителей звуковых частот. Возможно, именно эти искажения дают существенный вклад в то, что любители звукозаписи относят к «шумам транзисторов». Некоторые современные ОУ, особенно те, что предназначаются для звукотехники, спроектированы так, чтобы получить исключительно малую величину переходных нелинейных искажений. Примерами могут служить LT1028, LT1037 и LM833. LM833, в частности, имеет во всем диапазоне звуковых частот 20 Гц – 20 кГц величину нелинейных искажений не более 0,002%. (Правда, это всего лишь заявка, так что не будем слишком доверчивы!) Все эти усилители имеют также очень низкие значения напряжения шумов; фактически LT1028 на сегодня является мировым чемпионом по этому параметру, имея $e_ш = 1{,}7$ нВ/$\sqrt{\text{Гц}}$ (макс.) при 10 Гц.

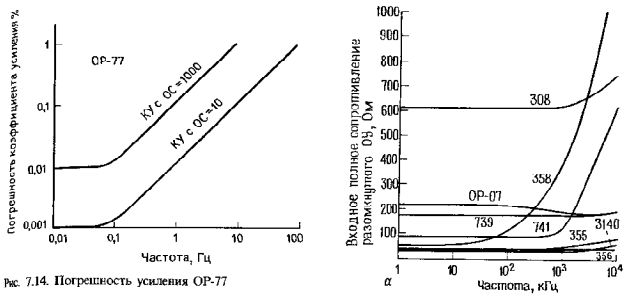


Рис. 7.14. Погрешность усиления ОР-77

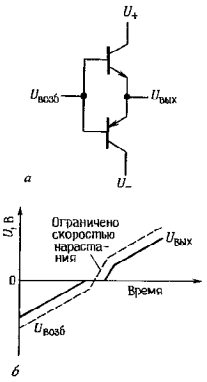


Рис. 7.15. Переходные искажения класса В в пушпульном в одном каскаде.

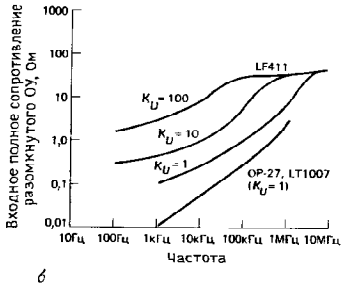


Рис. 7.16. *а* – измеренные частотные зависимости полного выходного сопротивления без ОС для некоторых популярных ОУ; *б* – частотная зависимость полного выходного сопротивления ОУ 411 и ОР-27 при замкнутой ОС.

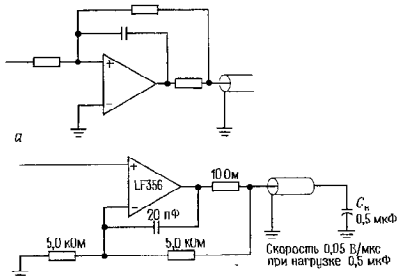


Рис. 7.17.

Выходное сопротивление разомкнутого ОУ будет наивысшим при значениях напряжения выходного сигнала, близких к нулю, поскольку выходные транзисторы работают при этом с наименьшими значениями тока. Выходное полное сопротивление растет также на высоких частотах с падением коэффициента усиления транзисторов (из-за частотной коррекции) и может слегка увеличиваться и на очень низких частотах благодаря температурной обратной связи через кристалл. Можно легко отмахнуться от эффекта конечности выходного полного сопротивления разомкнутого усилителя, считая, что обратная связь все спишет. Но если учесть, что некоторые ОУ имеют выходное сопротивление в разомкнутом состоянии порядка сотен ом, то станет ясно, что этим пренебрегать нельзя, особенно при малых и средних коэффициентах петлевого усиления. На рис. 7.16 показаны типичные графики выходных полных сопротивлений ОУ с обратной связью и без нее

Работа на емкостные нагрузки. Конечное значение выходного сопротивления разомкнутого ОУ может явиться причиной серьезных затруднений при попытке работы на емкостную нагрузку. Это связано с запаздыванием сигнала или сдвигом фазы, вызванным комбинацией выходного сопротивления и емкостной нагрузки, подключенной на землю. Такая ситуация может привести к неустойчивости схемы с обратной связью, если значению спада усиления на 3 дБ указанной цепи соответствует достаточно низкая частота, так как появляется существенная добавка к сдвигу фазы в 90°, уже имеющемуся из-за частотной компенсации. Для примера допустим, что в качестве нагрузки для ОУ с выходным сопротивлением 200 Ом служит тридцатиметровый коаксиальный кабель. Нагрузка эквивалентна конденсатору емкостью 3000 пФ и образует RC-фильтр нижних частот с точкой, отвечающей значению −3 дБ, на частоте 270 кГц. Это намного меньше частоты единичного усиления для типичного ОУ, поэтому автоколебания будут весьма вероятны при высоком коэффициенте петлевого усиления (например, у повторителя).

Существуют два способа решения этих вопросов. Один из них состоит в добавлении последовательно выходу резистора и введении обратной связи на высоких частотах непосредственно с выхода ОУ, а на низких частотах и постоянном токе — от точки присоединения кабеля (рис. 7.17). Конкретные значения параметров, указанные на второй схеме, характерны для данного ОУ и схемы его включения и дают представление о том, какая емкость может служить нагрузкой. Но такой при ухудшает высокочастотные характеристики, так как обратная связь на высоких частотах не влияет на сигнал на кабеле.

Буферные усилители мощности с единичным коэффициентом усиления. Если метод

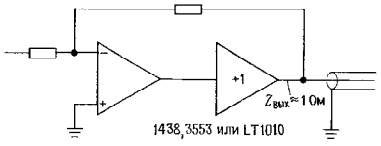


Рис. 7.18.

расщепления цепи обратной связи нельзя применить, то лучшее, что можно сделать,—это добавить буферный каскад сильного тока с единичным коэффициентом усиления внутрь петли (рис. 7.18). Указанные на схеме устройства имеют коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице, малое выходное сопротивление и могут дать выходной ток до 250 мА. Они не дают сколько-нибудь значительного сдвига фазы вплоть до частоты единичного коэффициента усиления $f_{ср}$ большинства ОУ, и их можно включать в контур обратной связи без дополнительной частотной компенсации. В табл. 7.4 приведен краткий список буферных усилителей. Конечно же, эти «мощные бустеры» можно использовать для работы с нагрузками, требующими больших токов, независимо от того, есть проблемы с емкостной нагрузкой или нет К сожалению, большинство буферных усилителей не содержат встроенных цепей ограничения по току или предотвращения теплового пробоя, поэтому их применение требует осторожности. Устройства, избавляющиеся исключением из этого правила и имеющие встроенную в кристалл защиту, перечислены в табл. 7.4, например, LT1010.

Заметим, что приведенный пример выглядел бы иначе, если бы кабель был включен на свое характеристическое сопротивление. Он действовал бы как чисто активное сопротивление в пределах от 50 до 100 Ом в зависимости от типа кабеля. В этом случае буферный усилитель был бы обязателен и должен был давать ток ±200 мА для создания сигнала ±10 В на нагрузке с полным сопротивлением 50 Ом. Более детально этот вопрос обсуждается в разд. 13.09.

На схему из предыдущего примера не влияют выходные параметры ОУ, поскольку она работает, в сущности, на постоянном токе.

7.08. Усилители с автоподстройкой нуля (стабилизированные прерыванием)

Даже наилучшие прецизионные ОУ, обладающие малым сдвигом, не могут сравниться по этому параметру с имеющими ошеломляюще низкое $U_{сдв}$ так называемыми «стабилизированными прерыванием» или «автоматически выбирающими нуль» операционными усилителями. Ирония заключается в том, что эти интересные усилители построены на КМОП-транзисторах, во всех остальных случаях отличающихся своей посредственностью в том, что касается напряжения сдвига или дрейфа. Примененный здесь трюк состоит в том что в кристалл встроены второй ОУ (настраивающий нуль), а также несколько аналоговых МОП-ключей и запоминающих погрешность сдвига конденсаторов (рис. 7.19). Основной ОУ действует как обычный несовершенный усилитель. Работа нуль-усилителя состоит в отслеживании входного сдвига основного ОУ и подстройке по мере необходимости медленно изменяющегося корректирующего сигнала с тем, чтобы попытаться привести входной сдвиг точно к нулю Поскольку нуль-усилитель сам имеет ошибку сдвига, имеется еще один цикл работы, во время которого нуль-усилитель корректирует собственное напряжение сдвига.

Итак, цикл автоподстройки нуля протекает следующим образом: (а) нуль-усилитель отключается от входа, его входные клеммы закорачиваются, а выход соеди-

Таблица 7.4. Быстродействующие буферные усилители

Тип	Изготовитель[1]	Режим малого сигнала		Напряжение питания, ±В		Режим большого сигнала				$U_{сдв}$, макс., мВ	Примечания
		Слад А(Ж	$Z_{вх}$, МОм	мин.	макс.	Скорость нарастания, В/мкс	Максимальный выходной ток, ±мА	Размах напряжения на выходе			
		−3 дБ, МГц	−40°, МГц					$U_{вых}$, ±В	$R_н$, Ом		
LT1010	L1	40	15	7	20	200	150	12	80	150	Монолитный; с ограничением от перегрева
LH0002	NS	50	60	6	22	200	100	10	50	30	
LH4001	NS	50		6	22	125	200	10	50	50	10-штыриковый корпус DIP
LM6321	NS	50	40	5	16	800	300	10	50	50	Мини-DIP; защита от перегрева; монолитный
AH0010	OE	60		20	6	1500	100	10	100	20	Мини-DIP; он же 9910
BUF03	PM	65	20	2	6	250	70	10	150	6	Монолитный
EL2001	EL	70	—	5	15	500	100	—	—		Мини-DIP; монолитный
LH0033	NS	100	80	6	5	1400	100	10	50	10	А также EL2033 и др.
1490	TP	103		20	12	500	100	—	—	20	ПТ-вход
HOS100	AD	125		3	5	1300	200	11	100	20	Монолитный
MAX460	MA	125		8	5	1500	100	10	100	10	
LH4004	NS	140	65	4	5	1500	100	10	100	5	Монолитный
EL2005	EL	140	60	4	15	1500	—	10	50	15	ПТ-вход; внешняя обратная связь
EL2002	EL	180			5	1500	100	10	100	5	ПТ-вход, прецизионный
LH0063	NS	200	30	1	5	1000	100	—	—	—	Мини-DIP; монолитный
MSK330	KE	200		2	15	4000	250	10	50	25	«Чертовски быстрый» буфер
LH4002	NS	200	150	6	18	3000	200	13	100	25	
9911	OE	200		6	4	1250	60	2,2	50	50	Видеоусилитель
9963	OE	200		3	6	1000	500	10	20	20	
359	IP	250	60	5	12[2]	3000	200	10	50	50	ПТ-вход
LH4003	NS	250			8	1200	100	10	100	15	
HA5033	HA	250	80	5	5	1200	100	3	50	15	Видеоусилитель; внешняя обратная связь
OPA633	BB	275	150	5	20	1300	100	10	100	15	Мини-DIP; монолитный; а также AH001
553	BB	300	60	5	16	2500	100	11	50	15	Монолитный
MP2004	MP	350	280	1	5	2000	200	10	50	50[3]	Изолированный металлический корпус
LH4006	NS	350		4	5	2500	100	10	100	10	ПТ-вход; а также EL2004
EL2031	EL	350			8	1200	100	3	50	15	Видеоусилитель; внешняя обратная связь
CLC110	CL	500			—	5000	100	—	—	—	ПТ-вход
CLC110	CL	730	200	2	5?	800	70	4	100	8	Монолитный

[1] См. примечания к табл. 4.1. [2] Номинал. [3] Типичное значение

Рис. 7.19. Стабилизированные прерыванием ОУ типа 7650.

нается с C_1, конденсатором, хранящим корректирующий сигнал, при этом сдвиг нуль-усилителя становится равным нулю; (б) вход нуль-усилителя подключается ко входу схемы, а выход – к конденсатору C_2, хранящему корректирующий сигнал основного усилителя; теперь становится равным нулю сдвиг основного усилителя. Аналоговые МОП-ключи управляются встроенным в кристалл генератором с типичным значением частоты в несколько сотен герц. Конденсаторы хранения напряжения ошибки имеют типичное значение емкости 0,1 мкФ и в большинстве случаев являются навесными компонентами; фирмы LTC, Maxim и Teledyne выпускают ряд удобных усилителей с автоподстройкой нуля, в которых дискретные конденсаторы встроены прямо в корпус ИМС.

ОУ с автоматической настройкой нуля наилучшим образом делает то, для чего он и был сконструирован, а именно: обеспечивает значения $U_{сдв}$ (и температурного коэффициента) в пять раз лучшие, чем у наилучших прецизионных биполярных ОУ (см. табл. 7.2). Более того, они делают это, полностью сохраняя скорость и полосу пропускания ОУ, в отличие от применявшихся ранее синхронных усилителей, которые также называли «усилители с прерыванием», но которые имели полос пропускания, ограниченную долями частоты таймера прерывателя (см. ниже).

Это хорошие новости. Плохие же заключаются в том, что усилители с автоподстройкой нуля имеют ряд «недугов», которые нам необходимо знать. Прежде всего, будучи устройствами КМОП-типа, большинство из них серьезно ограничены по величине питания (типичное полное напряжение питания 15 В) и поэтому не могут работать от обычных источников питания ±15 В. Исключением из этого правила являются «высоковольтные» ОУ с автоподстройкой нуля фирм Maxim MAX430/2 и Teledyne TSC915 и TSC76HV52, работающие при напряжении питания ±15 В. Во-вторых, большинство такого рода ОУ требуют внешних (навесных) конденсаторов (исключения: LTC1050, Maxim MAX430/2, Teledyne TSC911/13/14). Третья проблема со многими усилителями данного типа (особенно с теми, у которых ограничено напряжение питания) состоит в том, что у них значительно ограничен диапазон входного синфазного сигнала; например, популярный ОУ ICL7650 имеет гарантированный диапазон синфазного входного сигнала от −5 до +1,5 В, когда он запитан от обычного для него источника питания ±5 В (для усовершенствованного ОУ ICL7652 этот диапазон составляет от −4,3 до +3,5 В; это более широкий диапазон, но поскольку он не включает потенциала минусового источника питания, данный усилитель нельзя запитывать от «однополярного» источника). Намного лучше обсто-

ит дело с высоковольтными усилителями – например, MAX432 имеет гарантированный диапазон синфазного сигнала от −15 до +12 В при питании от источника ±15 В. В табл. 4.1 показано, какие усилители с прерыванием имеют диапазон синфазного входного сигнала, ограниченный снизу напряжением питания; хотя популярный ICL7652 не входит в этот перечень, однако улучшенные версии фирм LTC (LTC1052) и Maxim (ICL7652B) в него входят, что позволяет использовать для их питания обычный однополярный источник.

Четвертый недостаток ОУ КМОП-типа их слабый выход по току, иногда составляющий всего лишь 1–2 мА. Превосходный во всех остальных отношениях, MAX432 может выдать ток не более 0,5 мА! Пятой в перечне недостатков, но часто первой по важности, является проблема шумов от тактового генератора. Она возникает из-за емкостной связи в МОП-ключах (см. разд. 3.12), что приводит к резким выбросам сигнала на выходе. Спецификации здесь часто вводят в заблуждение, так как в них обычно оговаривается величина отнесенного ко входу шума при $R_и = 100$ Ом, а кроме того, его величина дается только для очень низких частот; например, типичное значение отнесенного ко входу шума составляет 0,2 мкВ (от постоянного тока до 1 Гц, при $R_и = 100$ Ом). Однако при нулевом входном сигнале на выходе может наблюдаться последовательность импульсов чередующейся полярности длительностью 5 мкс и величиной 15 мВ! В низкочастотных схемах можно (и необходимо) ставить на выходе RC-фильтр, который ограничит полосу пропускания до нескольких сотен герц и устранит указанные выбросы. Такого рода импульсный шум не имеет также никакого значения для интегрирующих схем (например, для интегрирующего АЦП, см. разд. 9.21) или для такого рода схем, в которых выходной сигнал изменяется медленно (например, в схеме с термопарой на входе и вольтметром на выходе). Итак, если все, что нам нужно – это отследить очень медленно изменяющийся сигнал, и если исходя из этого мы отфильтруем выходной сигнал фильтром нижних частот до очень малых значений частоты (ниже 1 Гц), то усилитель с прерыванием действительно даст нам меньший шум, чем обычный малошумящий ОУ; см. рис. 7.20.

Последняя проблема, связанная с усилителями с автоподстройкой нуля, – их катастрофические характеристики по насыщению. Происходит следующее. Автоматически настраивающая нуль схема при попытке привести разностное напряжение на входе к нулю действует так, как если бы в полной мере работала обратная связь. Если выход усилителя насыщен (или если отсутствует внешняя цепь, обеспечивающая обратную связь), то на входе будет большое дифференциальное напряжение, которое нуль-усилитель воспримет как входную погрешность сдвига; при этом он слепо выдаст большое корректирующее напряжение, которое будет подзаряжать корректирующие конденсаторы до тех пор, пока нуль-усилитель сам не войдет в насыщение. Восстановление длится невероятно долго – до секунды! «Лекарство» такое: чувствовать, когда выход подходит к насыщению и фиксировать вход, чтобы предотвратить насыщение. Большинство ОУ с автоподстройкой нуля с этой целью снабжены «фиксатором» выхода, который для предотвращения насыщения подключается назад к инвертирующему входу. Не допустить насыщения в усилителе с прерыванием, не имеющем «фиксирующего» вывода (а также и в обычном ОУ), можно, подключив параллельную цепь обратной связи из двунаправленного стабилитрона (два встречно-последовательно соединенных стабилитрона), которая фиксирует выход на уровне напряжения пробоя стабилитрона, не позволяя ему достигать напряжения питания; лучше всего такой проем работает в инвертирующей схеме.

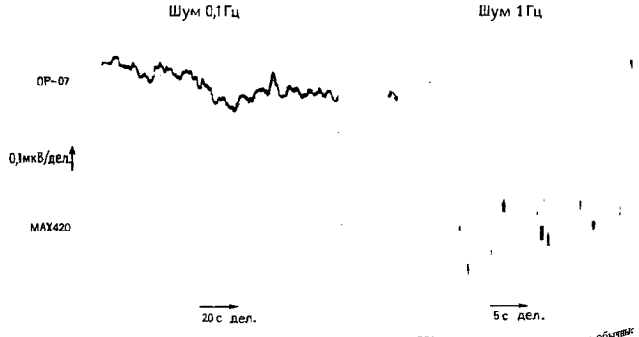


Рис. 7.20. На очень низких частотах стабилизированные прерыванием ОУ имеют шумы меньше, чем обычные малошумящие ОУ. Шумы измерены в полосе частот от 0 до указанного значения (Maxim Integrated Products Inc).

Кое-что еще о схемах с прерыванием

Усилитель со связью по переменному току. Рассматривая описанные выше усилители с автоподстройкой нуля с помощью прерывателя, не спутайте этот способ с другим методом «прерывания», а именно: с традиционным узкополосным усилителем с прерывателем, в котором малый сигнал постоянного тока преобразуется («прерывается» с известной частотой) в сигнал переменного тока, усиливается усилителями переменного тока и, наконец, демодулируется путем наложения на него сигнала той же формы, что использовалась первоначально для прерывания исходного сигнала (рис. 7.21). Данная схема совершенно отлична от только что рассмотренного нами метода автоподстройки нуля с полной полосой пропускания, что особенно проявляется в ее раскачке при подходе частоты сигнала к частоте тактового генератора, составляющей обычно всего несколько сотен герц. Иногда это можно наблюдать с помощью самописца или другого низкочастотного измерительного прибора.

Температурные сдвиги. При построении усилителей постоянного тока с субмикровольтными напряжениями сдвига необходимо полностью отдавать себе отчет в возможности появления *температурных сдвигов*, которые создают небольшие термоэлементы, образуемые соединением разнородных металлов (см. разд. 15.01). В случае если пара таких соединений имеет разную температуру, мы получаем эф-

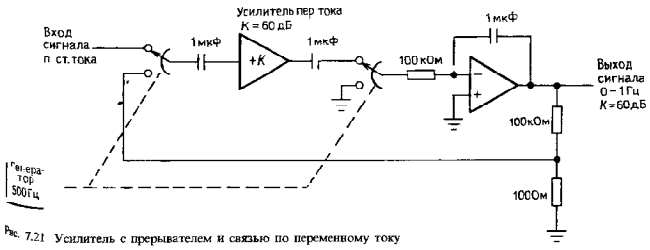


Рис. 7.21. Усилитель с прерывателем и связью по переменному току

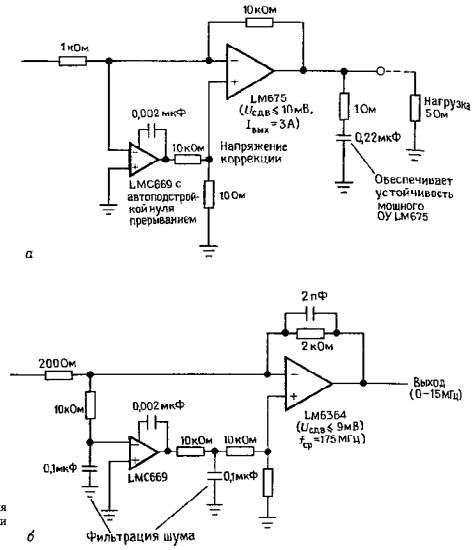


Рис. 7.22. ИМС LM669 для внешней автоподстройки нуля.

фект Зеебека («термо-э. д. с.»). На практике обычно имеются точки соединения проводников с различным покрытием; температурный градиент или даже небольшой поток воздуха легко может вызвать появление напряжения в несколько микровольт. Даже однотипные провода разных изготовителей могут давать термо-э. д. с. величиной 0,2 мкВ/ °С, в четыре раза больше, чем паспортное значение дрейфа MAX432! Наилучший способ исключить влияние тепловых потоков и градиентов – в симметричном, насколько это возможно, расположении проводников и компонентов на печатной плате.

Внешняя настройка нуля. Фирма National выпускает превосходный чип «автоподстройки нуля» (LMC669), который можно использовать как внешний пульусилитель, превращающий любой выбранный нами ОУ в усилитель с автоподстройкой нуля (рис. 7.22). Наиболее естественным является включение этого кристалла в инвертирующую схему, при котором он, как показано, задает на неинвертирующем входе такое напряжение, которое приводит входной сдвиг к нулю. Работает эта схема не столь хорошо, как рассмотренные ранее специально предназначенные для этих целей усилители с автоподстройкой нуля: $U_{сдв}$ составляет 5 мкВ (тип.) или 25 мкВ (макс.). Однако она позволяет нам использовать метод автоподстройки нуля с любым ОУ. Можно, например, применить его для установки нуля непрецизионного, но мощного или высокоскоростного ОУ. Представленные на схемах типы ИМС – хорошие примеры. LM675 – превосходный мощный ОУ (выходной ток 3 А, сложная встроенная

в кристалл схема токовой и тепловой защиты), имеющий, однако, напряжение сдвига до 10 мВ (макс.). Автоподстройка нуля уменьшает его примерно в 1000 раз. В свою очередь, LM6364 – быстродействующий усилитель ($f_{ср}$ = 175 МГц, скорость нарастания составляет 350 В/мкс) с напряжением сдвига 9 мВ (макс.), которое уменьшается здесь раз в 400. Обратите внимание на фильтрующие *RC*-цепочки как на входе, так и на выходе схемы автоподстройки нуля: они необходимы, чтобы подавить шумы прерывателя в этой (медленной) корректирующей петле, когда данный метод используется для усиления малых сигналов и с такими малошумящими устройствами, каковым является LM6364 (8 нВ/$\sqrt{Гц}$).

Измерительный усилитель. Еще один метод «прерывания», так называемый «коммутируемый с автоподстройкой нуля» (или КАН) усилитель, первоначально был применен фирмой Intersil. В этом методе, который был воплощен в ИМС ICL7605 измерительного усилителя с «плавающим конденсатором», МОП-транзисторные ключи дают возможность запомнить дифференциальный входной сигнал на конденсаторе, а затем усилить его с помощью неинвертирующего усилителя, стабилизированного прерыванием (рис. 7.23). Как и у стандартного усилителя с автоподстройкой нуля, здесь также имеются обусловленные зарядовой связью выбросы с тактовой частотой, которые налагают на КАН-метод те же ограничения, которые мы видели ранее. Хотя в первом издании мы с энтузиазмом говорили о КАН-усилителях, что « представляется хороший случай коренным образом улучшить точность ОУ и технологию измерительных усилителей», однако их превзошли улучшенные схемы автоподстройки нуля, в которых сигнал всегда проходит через один усилитель.

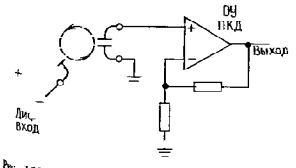


Рис. 7.23. Дифференциальный усилитель ICL7605 с плавающим конденсатором» и высоким КОСС.

Тем не менее, отдавая должное КАН-усилителю, необходимо отметить, что примененный в ИМС 7605 метод «плавающего конденсатора» имеет ряд уникальных достоинств, в том числе диапазон синфазного входного напряжения, на 0,3 В превышающий оба напряжения питания, минимальное значение КОСС 100 дБ даже при единичном усилении, а также самое малое среди всех монолитных усилителей напряжение сдвига. При использовании этих усилителей, однако, нельзя забывать, что необходима фильтрация шума на выходе, напряжение питания ограничено величиной ±8 В, а полное сопротивление нагрузки должно быть высоким, поскольку полное выходное сопротивление периодически (с тактовой частотой) возрастает.

Готовый блок «плавающего конденсатора» LTC1043 позволяет вам самим изготовить дифференциальный усилитель с высоким КОСС. Измерительные усилители подробно рассматриваются в следующем разделе. Большинство выпускаемых в настоящее время ОУ с автоподстройкой нуля включены в таблицу прецизионных операционных усилителей (табл. 7.2).

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ И ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Термином «измерительный усилитель» обозначают дифференциальный усилитель со связями по постоянному току, высоким коэффициентом усиления высоким входным полным сопротивлением и большим КОСС. Такие усилители используются для усиления малых дифференциальных сигналов, приходящих от датчиков, к которым могут быть примешаны большие синфазные сигналы или постоянные уровни.

Примером таких датчиков является тензодатчик – резисторный мост, у кото-

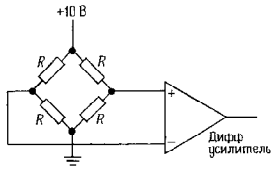


Рис. 7.24. Мост из тензодатчиков, подключенный к усилителю.

рого деформация (удлинение материала, к которому он прикреплен) вызывает изменение сопротивления (см. разд. 15.03). В результате изменяется выходное дифференциальное напряжение моста, возбуждаемого фиксированным постоянным смещением +10 В (рис. 7.24). У всех резисторов примерно одно и то же сопротивление (типичное значение 350 Ом), но они подвергаются различной деформации. Чувствительность по всей шкале обычно равна 2 мВ на 1 В, поэтому диапазон изменения выходного сигнала будет равен 20 мВ при постоянном возбуждении 10 В. Это небольшое дифференциальное выходное напряжение пропорционально деформации и наложено на постоянный уровень 5 В. Дифференциальный усилитель должен обладать исключительно большим КОСС для усиления милливольтового дифференциального сигнала при одновременном подавлении синфазной помехи ~5 В. Предположим, например, что мы хотим иметь максимальную ошибку 0,1%. Так как 0,1% от полной шкалы есть 0,02 мВ, наложенные на 5000 мВ, КОСС должен превосходить 250 000:1, т.е. ~108 дБ.

Способы, применяемые для создания хороших измерительных усилителей и вообще дифференциальных усилителей с высоким коэффициентом усиления, подобны только что обсуждавшейся схемотехнике. Существенными являются погрешности тока смещения, сдвига и КОСС. Начнем с обсуждения дифференциальных усилителей для некритичных применений, чтобы оценить требования к ним и схемные пути их удовлетворения.

7.09. Простой разностный усилитель

Типичная ситуация, в которой достаточно умеренное значение подавления синфазного сигнала, показана на рис. 7.25. Эта токочувствительная схема применяется как часть источника питания постоянного тока для создания неизменного тока в нагрузке. Падение напряжения на четырехпроводном прецизионном мощном резисторе 0,01 Ом пропорционально току нагрузки. Хотя один конец резистора R_5 присоединен к земле, глупо было бы использовать одновходовый усилитель, поскольку миллиомное сопротивление соединения даст ошибку в 10%! Очевидно, что нужен дифференциальный усилитель, но от него не требуется особенно высокий

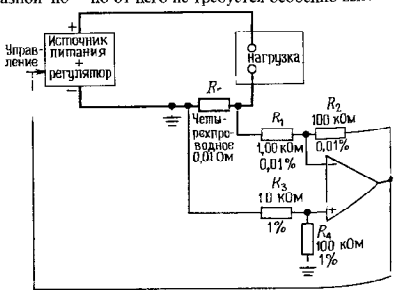


Рис. 7.25. Стабилизатор тока.

КОСС, поскольку синфазные помехи будут малы.

ОУ включен в обычную конфигурацию разностного усилителя, как было описано в разд. 4.09. Резисторы R_1, R_2 и R_5 – прецизионные проволочные резисторы для максимальной стабильности коэффициента усиления, а R_3 и R_4, определяющие КОСС, – простые однопроцентные металлопленочные резисторы. Таким образом, вся схема имеет точность коэффициента усиления, близкую к точности токочувствительного резистора, и имеет КОСС порядка 40 дБ.

Прецизионный дифференциальный усилитель. Для таким применений, как усиление сигналов тензодатчиков, термопар и т.п., КОСС, равного 40 дБ, совершенно недостаточно, а нужны значения вроде 100 или 120 дБ. В предыдущем примере с тензодатчиком у нас мог быть дифференциальный сигнал небаланса порядка 2 мВ на 1 В. Если требуется точность 0,05%, то нужно подавление синфазного сигнала, как минимум, 114 дБ. (Заметьте, что это требование может быть значительно смягчено в том случае, когда «нуль» усилителя равен синфазному напряжению, как это можно получить в лабораторных условиях.) Напрашивающееся решение для улучшения КОСС – увеличить точность резисторов разностной схемы (рис. 7.26). Значения резисторов выбираются так, чтобы сопротивления больших резисторов обратной связи лежали в диапазоне номиналов доступных прецизионных проволочных резисторов. При использовании резисторов с допуском 0,01% КОСС будет около 80 дБ (68 дБ в худшем случае), если ОУ имеет большое КОСС. Для получения нулевой чувствительности к синфазным помехам нужен, как показано, только один подстроечный потенциометр. При указанных параметрах можно подстройкой свести суммарную ошибку к величине 0,05% (чуть больше максимальной ошибки резистора). Причудливая цепь, показанная на рисунке, применена потому, что подстроечные потенциометры с малым значением сопротивления со временем могут терять настройку, и лучше обойтись без них.

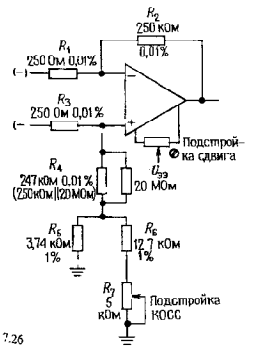


Рис. 7.26

Замечание о подавлении синфазной помехи переменного тока. Использование хорошего ОУ и тщательная подстройка позволяют достичь КОСС в 100 дБ и более на постоянном токе. Но проволочные резисторы, которые нужны для стабильности, имеют некоторую индуктивность, из-за которой КОСС ухудшается с частотой. Этот эффект, общий для всех схем, которые мы будем рассматривать, можно уменьшить применением безындуктивных проволочных резисторов (типа Ayrton–Perry). Заметим также, чтобы получить хороший КОСС на высоких частотах, необходимо сбалансировать емкости схемы. Это может потребовать строгого зеркально-симметричного расположения элементов.

Фирма Burr-Brown выпускает ряд прецизионных дифференциальных усилителей, укомплектованных подогнанными друг к другу резисторами, в очень удобном 8-штырковом корпусе мини-DIP. INA105 – усилитель с единичным усилением (максимальная погрешность коэффициента усиления ±0,01%), входным сопротивлением 25 кОм, а INA106 имеет коэффициент усиления 10 с такой же точностью и входное сопротивление 10 кОм.

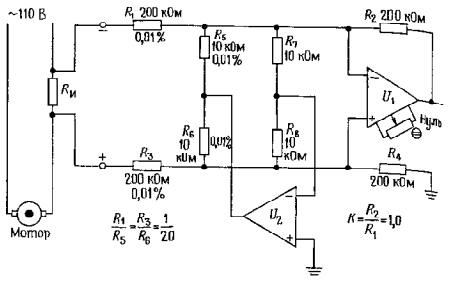


Рис. 7.27. Дифференциальный усилитель с большим допустимым синфазным напряжением, построенный на низковольтных ОУ.

КОСС последнего не меньше 94 дБ, $U_{сдв}$ максимум 100 мкВ и он устойчив при работе на емкостную нагрузку до 1000 пФ. Фирма Burr–Brown выпускает также вариант схемы, имеющей большой диапазон входного синфазного напряжения (±200 В) и описанной ниже.

Высоковольтный дифференциальный усилитель. На рис. 7.27 показан разумный способ расширения диапазона синфазного напряжения входа в схеме разностного усилителя за границы напряжения питания без соответствующего уменьшения дифференциального коэффициента усиления. U_2 воспринимает синфазный сигнал, имеющийся на входе U_1, и возвращает его с инверсией через R_5 и R_6. Так как тем самым синфазный сигнал на входах U_1 и U_2 полностью подавляется, то КОСС этих ОУ является несущественным. Окончательное значение КОСС этой схемы определяется точностью согласования отношений резисторов $R_1/R_5 = R_3/R_6$ без особых требований к точности R_2 и R_4. Схема имеет диапазон синфазного входного напряжения ±200 В. КОСС-80 дБ и дифференциальный коэффициент усиления 1,0.

В усилителе с единичным усилением INA117 фирмы Burr Brown для получения большого диапазона синфазных напряжений использован другой прием, а именно резистивный делитель напряжения 200:1 для того, чтобы привести входной сигнал ±200 В к обычному диапазону синфазного напряжения ОУ ±10 В (рис. 7.28). Эта схема проще, чем схема на рис. 7.27, но здесь существенно хуже параметры сдвига и шумов: $U_{сдв}$ = 1000 мкВ (у INA105–250 мкВ), а напряжение выходных шумов (полная амплитуда в диапазоне 0,01–10 Гц) достигает 25 мкВ – против 2,4 мкВ у INA105.

Увеличение входного сопротивления. Разностная схема с тщательно подстроенными значениями резисторов, казалось бы, должна дать нужные рабочие параметры, но это впечатление проходит, если посмотреть на ограничения, накладываемые на сопротивления источников. Для получения точности коэффициента усиления 0,1% с помощью схемы рис. 7.26 сопротивление источника сигналов должно быть меньше 0,25 Ом! Более того, для

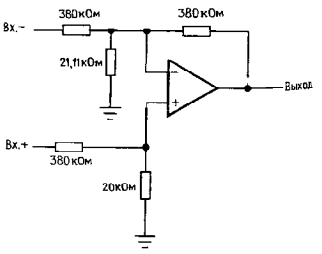


Рис. 7.28. Дифференциальный усилитель INA117 с диапазоном входного синфазного напряжения ±200 В

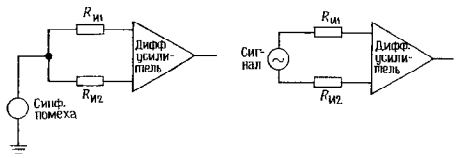


Рис. 7.29.

получения КОСС 100 дБ внутреннее полное сопротивление источника на двух его выводах должно быть согласовано с точностью до 0,0025 Ом. Это следует из рассмотрения эквивалентной схемы (рис. 7.29). Треугольниками обозначены целиком разностные усилители или вообще любые дифференциальные или измерительные усилители, а $R_{и1}$ и $R_{и2}$ – эквивалентные сопротивления источника на каждом выводе. Вся схема усилителя для синфазных сигналов включает в себя эти сопротивления источника, соединенные последовательно с входными резисторами R_1 и R_3 (рис. 7.26 и 7.27), поэтому КОСС зависит от согласованности $R_{и1} + R_1$ с $R_{и2} + R_3$. Конечно, требования, которые предъявляются этой схемой к полному сопротивлению источника, как показано выше, оказываются слишком жесткими.

Некоторого улучшения можно добиться за счет увеличения значений резисторов, применяя Т-образную цепь для резисторов обратной связи, показанную на рис. 7.30. Этот вариант Т-образной цепи для дифференциального усилителя обсуждался в разд. 7.06 и 4.19. При обозначенных на рис. 7.30 значениях резисторов усиление дифференциального напряжения будет около 1000 (60 дБ). Для точности коэффициента усиления 0,1% полное сопротивление источника должно быть меньше 25 Ом и согласовано (на выводах источника) до 0,25 Ом, чтобы получить КОСС 100 дБ. Это по-прежнему неприемлемые требования к источникам в большинстве применений. Например, тензодатчик имеет полное внутреннее сопротивление около 350 Ом.

Радикальное решение этой проблемы заключается в использовании повторителей или неинвертирующих усилителей для получения высокого полного входного сопротивления. Наиболее простой способ – это добавить повторители к обычному дифференциальному усилителю (рис. 7.31). При получающихся колоссаль-

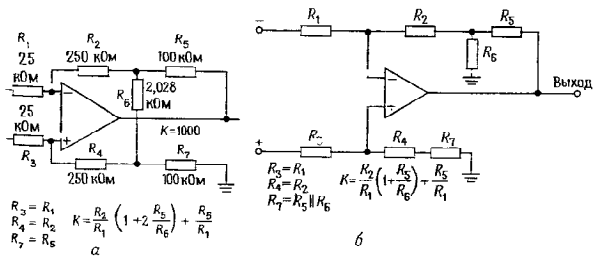


Рис. 7.30. Дифференциальные усилители с Т-образными цепями, обеспечивающими большие значения полного входного сопротивления при меньших сопротивлениях резисторов обратной связи

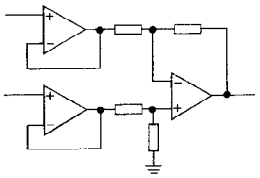


Рис. 7.31. Дифференциальный усилитель с высоким $Z_{вх}$.

ных значениях входного полного сопротивления вопросы полного сопротивления нас уже не волнуют, по крайней мере на постоянном токе. На более высоких частотах снова важно иметь согласованные полные сопротивления источника для синфазных сигналов, так как входная емкость схемы в комбинации с сопротивлением источника образует делитель напряжения. Под «высокими частотами» часто имеется в виду просто частота напряжения сети, поскольку наводка синфазной помехи от сети питания схемы – это обычная неприятность, на такой частоте входная емкость в несколько пикофарад неважна.

7.10. Стандартный измерительный усилитель на трех ОУ

Одним из недостатков описанной схемы с повторителями на рис. 7.31 является то, что в ней требуется большой КОСС и в повторителях, и в выходном ОУ. Поскольку входные буферные усилители работают с единичным усилением, все подавление синфазных помех должно происходить в выходном усилителе, что требует, как было указано, прецизионного согласования резисторов. Схема, изображенная на рис. 7.32 в этом смысле значительно лучше. Она представляет собой стандартную конфигурацию измерительного усилителя. Входной каскад является удачным сочетанием двух ОУ, обеспечивающим большой дифференциальный коэффициент усиления и единичный коэффициент усиления синфазных сигналов без какого-либо особо точного согласования резисторов. Его дифференциальный выход представляет собой сигнал с существенно уменьшенной (относительно) синфазной составляющей и используется для возбуждения схемы обычного дифференциального усилителя. Последний часто бывает включен с единичным коэффициентом усиления, и его задача – получение однополюсного выходного сигнала и подавление остаточного синфазного сигнала. В результате отпадает надобность в том, чтобы выходной ОУ имел большой КОСС, и не требуется прецизионного согласования резисторов в схеме обвязки U_3. Настройка нуля сдвига для всей схемы может быть сделана, как показано, на одном из входных ОУ. Эти входные ОУ должны, однако, иметь высокий КОСС, и выбирать их следует тщательно.

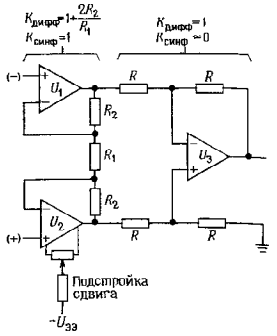


Рис. 7.32. Классический измерительный усилитель.

В виде гибридных ИМС измерительные усилители с описанной стандартной конфигурацией выпускаются несколькими фирмами. Все компоненты, кроме резистора R_1, встроены, а коэффициент усиления устанавливается единственным внешним резистором R_1. Типичными примерами таких модулей являются микромощный INA102, высокоскоростной INA110 и прецизионный AD624. У всех этих усилителей коэффициент усиления имеет диапазон от 1 до 1000, КОСС – около 100 дБ и входное полное сопротивление более 100 МОм. Микромощный гибридный модуль LH0036 может работать от такого низкого напряжения питания, как ±1 В. AD624 имеет линейность коэффициента усиления около 0,001%, начальный сдвиг напряжения менее 25 мкВ и дрейф напряжения сдвига не более 0,25 мкВ/°С; предусмотрена и возможность внешней настройки нуля напряжения сдвига. Некоторые измерительные усилители (например, высокоточный INA104) имеют возможность регулировки КОСС. Не путайте эти модули с «измерительным операционным усилителем» 725, который представляет собой просто хороший ОУ, предназначенный для использования в схемах измерительных усилителей. На рис. 7.33 приведена полная схема измерительного усилителя, как она обычно строится.

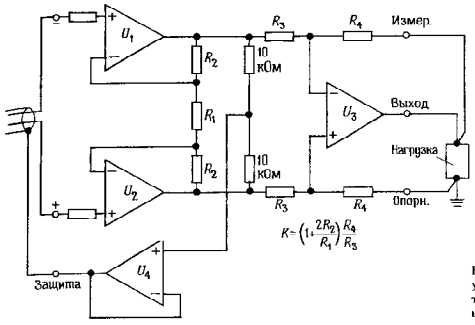


Рис. 7.33. Измерительный усилитель с выводами защиты, измерительным и опорного напряжения.

Несколько замечаний об этой схеме измерительного усилителя: (а) Усиленный (по мощности) синфазный сигнал с выхода U_4 может быть использован как «защитное» напряжение для ослабления эффектов емкости кабеля и утечек. При таком включении защитный выход должен быть соединен с экраном входного кабеля. Если резистор установки коэффициента усиления (R_1) не установлен непосредственно рядом с усилителем (существует отдельная панель регулировки – компоновка, которой следует избегать), то его (резистора R_1) соединения также должны быть экранированы и защищены. (б) Выводы ИЗМЕРЕНИЕ и ОПОРНЫЙ дают возможность измерять выходное напряжение непосредственно *на нагрузке*, так что благодаря обратной связи можно исключить потери в соединительных проводах, идущих к внешней схеме. К тому же ОПОРНЫЙ вывод позволяет смещать выходной сигнал постоянным напряжением (или другим сигналом); однако полное сопротивление между этим выводом и землей должно быть малым, иначе упадет КОСС. (в) Для всех такого вида измерительных усилителей необходимо формировать цепь для прохождения входного тока; нельзя, например, просто подсоединить к входу термопару. На рис. 7.34 показана простая схема включения ИМС измерительного усилителя с использова-

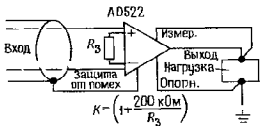


Рис. 7.34. ИМС измерительного усилителя.

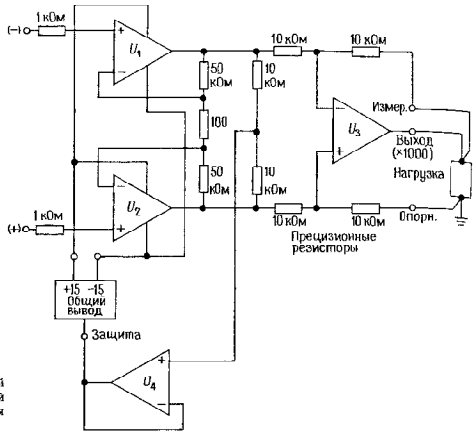


Рис. 7.35. Измерительный усилитель со следящей связью по питанию для повышения КОСС.

Таблица 7.5. Измерительные усилители

Тип	ПТ-вход	Наличие ОС по току	Питание: напряжение, В: мин.	Питание: напряжение, В: макс.	Ток макс., мА	Максимальные входные погрешности [2]: сдвиг напряжения: вх. [1]: мВ	вх. [1]: мкВ/°С	вых. [1]: мВ	вых. [1]: мкВ °С	ток, нА: смещения	ток, нА: сдвига
AMP-01A	—	×	9	36	5	0,05	0,3	3	50	3	1
AMP-05A	×	×	10	36	10	1	10	15	100	0,05	0,025
LH0036	—	—	2	36	0,6	1	10[9]	5	15[9]	100	40
LH0038[3]	—	—	10	36	2	0,1	0,25	10	25[9]	100	5
INA101C	·	—	10	40	8,5	0,025	0,25	0,2	10	20	20
INA102C	—	—	7	36	0,8	0,1	2	0,2	5	30	10
INA104C	—	—	10	40	10	0,025	0,25	0,2	10	20	20
INA110B	×	—	12	36	4,5	0,25	2	3	50	0,05	0,025
LM363A	—	×	10	36	2	0,05	0,5	10	250	5	2
AD521	—	×	10	36	5	3	15	400	400	80	20
AD522	—	—	10	36	10	—	6	0,4	50	25	20
AD524C	—	—	12	36	5	0,05	0,5	2	25	15	10
AD624C	—		10	36	5	0,025	0,25	2	10	15	10
AD625C	—	—	10	36	5	0,025	0,25	2	15	15	5
ICL7605[5]	×	—	4	18	5	0,005	0,2	—	—	1,5	—

[1] Шум и погрешности могут быть разделены на составляющие, обусловленные как входом, так и выходом. Полный шум (или погрешность), таким образом, дается выражением Вх. + Вых./K. [2] Дифференциальное полное входное напряжение превышает 1 ГОм, за исключением LH0038 (5 МОм), AMP-05 (1 ТОм) и INA110B (5 ТОм). [3] Диапазон коэффициента усиления 10–2000. [4] До 0,01%. [5] Тип КАН (см. разд. 7.10); 7606 – без чая отной компенсации. [6] $K = 500$. [7] $K = 10$. [8] 0,01 Гц–10 Гц. [9] Типичное значение.

нием выводов защиты входа, измерения и опорного.

Следящая связь по питанию. КОСС входных ОУ может оказаться лимитирующим фактором для полавления синфазных помех во всей схеме. Если нужны значения КОСС около 120 дБ, то можно применить прием, иллюстрируемый рис. 7.35. U_4 измеряет уровень синфазного сигнала и управляет общей точкой маломощного плавающего расщепленного источника питания для U_1 и U_2. Эта схема следящей связи эффективно гасит синфазный сигнал для U_1 и U_2, так как на их входах нет синфазных колебаний относительно их собственного питания. U_3 и U_4 питаются от общего источника питания, как обычно. Эта схема может творить чудеса с КОСС, по крайней мере на постоянном токе. С возрастанием частоты приходится иметь дело с обычными проблемами согласования полных сопротивлений и входных емкостей.

Конфигурация с двумя ОУ. На рис. 7.36 показана схема, которая обеспечивает большое полное сопротивление с помощью только двух ОУ. Поскольку подавление синфазного сигнала происходит здесь не в два этапа, как в схеме с тремя ОУ, для получения хорошего КОСС необходимо прецизионное согласование резисторов, подобно тому как это было в стандартной схеме разностного усилителя.

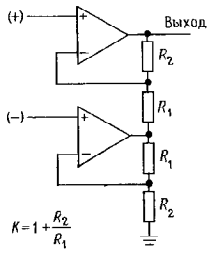


Рис. 7.36. Схема измерительного усилителя с двумя ОУ.

Шум: напряжение (0,1–10 Гц), мкВ от пика к пику: вх. [1]	Шум: напряжение (0,1–10 Гц), мкВ от пика к пику: вых. [1]	Шум: напряжение (10 Гц–10 кГц), мкВ (эфф.): вх. [1]	Шум: напряжение (10 Гц–10 кГц), мкВ (эфф.): вых. [1]	Скорость нарастания, В/мкс	КОСС на постоянном токе, мин., дБ: $K = 1$	КОСС на постоянном токе, мин., дБ: $K = 10^3$	Ток (10 Гц–10 кГц), нА (эфф.)	Полоса пропускания –3 Б, кГц: $K = 1$	Полоса пропускания –3 Б, кГц: $K = 10^3$	Ширина полосы пропускания при точности 1%, кГц: $K = 1$	Ширина полосы пропускания при точности 1%, кГц: $K = 10^3$	Время установления до 1%, мкс: $K = 1$	Время установления до 1%, мкс: $K = 10^3$
0,1	13	0,5	—	—	85	125	4,5			570	26	12	50
4	7	3	—	1	90	110	7,5	3000	120	—	—	5	5
—	—	5	—	—	50	100	0,3	350	0,35	—	—	8	600
0,2	—	0,6	—	10	—	114	0,3	—	1,6	—	—	—	80[9]
0,8	—	1,5	—	50	80	106	0,4	300	2,5	20	0,2	30	500
0,1	—	2,5	8	20	90	90	0,2	300	0,3	30	0,03	50	3300
0,8	—	1,5	—	50	80	106	0,4	300	2,5	20	0,2	30	350
1	8	5	10	—	80	106	17	2500	100[6]	—	—	4	11[6]
0,4	100[8]	1,2	100	15	100[7]	126	0,4	200[7]	30	30[7]	5	20[7]	70
0,5	150	1,2	30	—	70	100	10	2000	40	75	6	7	35
1,5	15	—	15	—	75	100	0,1	300	0,3	—	—	500[4]	20000[4]
0,3	15	0,5	10	40	80	120	5	1000	25			10	50
0,2	10	0,5	10	40	80	130	5	1000	25	—	—	10	50
0,2	—	0,4	7	30	80	120	5	650	25	—	—	15[4]	75[9]
1,7	—	—	—	—	100[9]	100[9]	0,5	0,01	0,01	медленный		медленный	

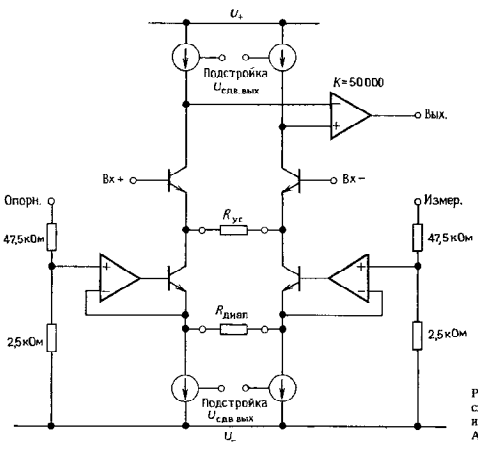


Рис. 7.37. Функциональная схема интегральной схемы измерительного усилителя AMP-01.

Специализированные ИМС измерительных усилителей. Существует несколько интересных конфигураций измерительных усилителей, выпускаемых в виде монолитных (и поэтому недорогих) ИМС; некоторые из них имеют очень хорошие рабочие параметры. В них применяются другие методы, чем в рассматривавшихся ранее схемах.

Дифференциальные усилители с преобразованием проводимости (в цепи обратной связи). В этих схемах, представителями которых являются LM363, AD521 и выполненный на ПТ с p–n-переходом AMP-05, большое значение КОСС достигается без согласования внешних сопротивлений. Фактически только коэффициент усиления устанавливается отношением пары навесных резисторов. На рис. 7.37 показана функциональная схема AMP-01. В ней используются две пары дифференциальных усилителей–преобразователей проводимости с одним навесным резистором, устанавливающим в каждом случае коэффициент усиления. Одна пара усилителей управляется входным сигналом, а другая – выходным сигналом, отсчитываемым относительно входа опорного напряжения. В AMP-05 используются ПТ для поддержания низкого уровня входных токов, а в AMP-01 используются биполярные транзисторы для достижения малого напряжения сдвига и малого дрейфа (табл. 7.5).

В прецизионной схемотехнике исключительно полезными могут быть методы с использованием микропроцессорной обработки; см. разд. 13.24.

ШУМЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

Почти в любой области измерений значение предельно различимого слабого сигнала определяется шумом – мешающим сигналом, который забивает полезный сигнал. Даже если измеряемая величина и не мала, шум снижает точность измерения. Некоторые виды шума неустранимы принципиально (например, флуктуации измеряемой величины), и с ними можно бороться только методами *усреднения сигнала* и *сужения полосы*, которые мы обсудим в гл. 15. Другие виды шума (например, помехи на радиочастоте и «петли заземления») можно уменьшить или исключить с помощью разных приемов, включая фильтрацию, а также тщательное продумывание расположения проводов и элементов схемы. И наконец, существует шум, который возникает в процессе усиления, и его можно уменьшить применением малошумящих усилителей. Хотя техника осреднения сигнала часто применяется для извлечения сигнала, маскируемого шумом, имеет смысл для начала убедиться, что система свободна от всех устранимых помех и обладает наименьшим, практически возможным шумом усилителя.

Мы начнем с разговора об источниках происхождения и характеристиках различных видов шумов, от которых страдают электронные схемы. Затем мы займемся обсуждением шумов биполярных и полевых транзисторов, включая методы проектирования малошумящих схем при заданном источнике питания. Приведем несколько конструктивных примеров. После небольшого обсуждения шумов дифференциального усилителя и усилителя с обратной связью мы посвятим заключительный раздел обсуждению надлежащего заземления и экранирования, а также исключению помех и наводок (см. также разд. 13.24, посвященный методам моделирования аналоговых схем).

7.11. Происхождение и виды шумов

Термин «шум» применяется ко всему тому, что маскирует полезный сигнал, поэтому шумом может оказаться какой-нибудь другой сигнал («помеха»); но чаще всего этот термин означает «случайный» шум физической (чаще всего тепловой) природы. Шум характеризуется своим частотным спектром, распределением амплитуд и источником (происхождением). Мы назовем основных «возмутителей спокойствия».

Джонсоновский шум. Любой резистор на плате генерирует на своих выводах некоторое напряжение шума, известное как «шум Джонсона» (тепловой шум). У него горизонтальный частотный спектр, т. е. одинаковая мощность шума на всех частотах (разумеется, до некоторого предела). Шум с горизонтальным спектром называют «белым шумом». Реальное напряжение шума в незамкнутой цепи, порожденное сопротивлением R, находящимся при температуре T, выражается формулой

$$U_{ш.эфф} = U_{шR} = (4kTRB)^{1/2},$$

где k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура в кельвинах (K = = °C + 273,16), B – полоса частот в Гц. Таким образом, $U_{ш.эфф}$ – это то, что получится на выходе совершенно бесшумного фильтра с полосой пропускания B, если подать на его вход напряжение, порожденное резистором при температуре T. При комнатной температуре (68 °F = = 20 °C = 293 K)

$$4kT = 1{,}62 \cdot 10^{-20}\ \text{В}^2/(\text{Гц} \cdot \text{Ом}),$$

$$(4kTR)^{1/2} = 1{,}27 \cdot 10^{-10} R^{1/2}\ \text{В}/\text{Гц}^{1/2}$$

$$= 1{,}27 \cdot 10^{-4} R^{1/2}\ \text{мкВ}/\text{Гц}^{1/2}.$$

Например, резистор на 10 кОм при комнатной температуре имеет среднеквадратичное напряжение шума в разомкнутой цепи порядка 1,3 мкВ, измеренное в полосе 10 кГц (измерять можно, например, подсоединив резистор ко входу высококачественного усилителя и наблюдая напряжение на выходе усилителя вольтметром). Сопротивление источника этого напряжения шума равно просто R. На рис. 7.38 дан график простой зависимости плотности напряжения шума Джонсона (среднеквадратичное напряжение на корень квадратный из ширины полосы) от сопротивления источника.

Амплитуда напряжения шума Джонсона, вообще говоря, в данный конкретный момент непредсказуема, но она подчиняется закону распределения Гаусса (рис. 7.39), где $p(U)dU$ – вероятность того, что мгновенное значение напряжения заключено между U и $U + dU$, а $U_ш$ – опреде-

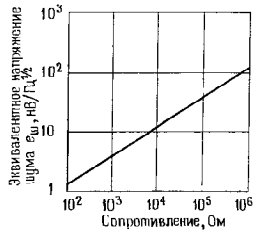


Рис. 7.38. Зависимость напряжения теплового шума от сопротивления.

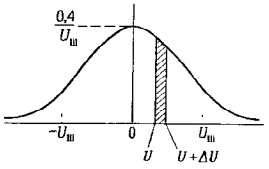


Рис. 7.39. $p(U,\ U+dU)=(1\ U_ш\sqrt{2\pi})\,e^{-(U^2/2U_ш^2)}\,dU$, где $U_ш$ есть эффективный шум. Площадь заштрихованной области равна вероятности нахождения мгновенного значения напряжения между U и $U+\Delta U$.

ленное выше среднеквадратичное (эффективное) напряжение шума.

Шум Джонсона устанавливает нижнюю границу напряжения шумов любого детектора, источника сигнала или усилителя, имеющего резистивные элементы. Активная составляющая полного сопротивления источника порождает шум Джонсона; так же действуют резисторы цепей смещения и нагрузки усилителя. Скоро мы увидим, как это происходит.

Интересно отметить, что любой физический аналог сопротивления (любой механизм потерь энергии в физической системе, например, вязкое трение малых частиц жидкости) имеет связанные с ним флуктуации соответствующей физической величины (в приведенном примере – это флуктуации скоростей частиц, проявляющиеся как хаотическое броуновское движение). Шум Джонсона – это просто специальный случай такого флуктуационно-диссипативного явления.

Шум Джонсона не следует путать с дополнительным шумовым напряжением, который возникает из-за эффекта флуктуации сопротивления, когда приложенный извне ток проходит через резистор. Этот «избыточный шум» имеет спектр приблизительно $1/f$, и он сильно зависит от конкретной конструкции резистора. Мы об этом поговорим позже.

Дробовой шум. Электрический ток представляет собой движение дискретных зарядов, а не плавно непрерывное течение. Конечность (квантованность) заряда приводит к статистическим флуктуациям тока. Если заряды действуют независимо друг от друга, то флуктуирующий ток определяется формулой

$$I_{ш.эфф} = I_{ш.R} = (2qI_{=}B)^{1/2},$$

где q – заряд электрона ($1{,}6\cdot10^{-19}$ Кл), $I_{=}$ – постоянная составляющая («установившееся» значение) тока, а B – ширина полосы частот измерения. Например, «установившийся» ток в 1 А фактически имеет флуктуации со среднеквадратичным значением 57 нА в полосе шириной 10 кГц, т. е. он отклоняется примерно на 0,000006%. Относительные флуктуации больше для меньших токов: «установившийся» ток в 1 мкА имеет флуктуации (среднеквадратичные) в той же полосе частот 0,006%, т. е. –85 дБ. При постоянном токе 1 пА среднеквадратичные флуктуации тока (полоса та же) будут составлять 56 фА, т. е. отклонение на 5,6%! Дробовой шум – это «шум дождя на жестяной крыше». Как и резистивный шум Джонсона, это гауссовский белый шум.

Приведенная выше формула для дробового шума выведена в предположении, что создающие ток носители заряда действуют независимо друг от друга. Это справедливо, когда заряды преодолевают некоторый барьер, как например, в случае тока через диодный переход, где заряды перемещаются за счет диффузии, однако это не так в таком важном случае, когда мы имеем дело с металлическими проводниками, где между носителями заряда существует тесная корреляция. Таким образом, ток в простой резистивной схеме имеет намного меньшую шумовую составляющую, чем это предсказывает формула для дробового шума. Другое важное исключение для этой формулы дает наша стандартная транзисторная схема источника тока (рис. 2.21), в которой отрицательная обратная связь сводит дробовой шум на нет.

Упражнение 7.4. Пусть в качестве коллекторной нагрузки в малошумящем усилителе используется резистор; коллекторный ток $I_к$ сопровождается при этом дробовым шумом. Покажите, что в выходном шуме напряжения доминирует дробовой шум (а не тепловой шум резистора), начиная с момента, когда падение напряжения в установившемся режиме на резисторе нагрузки становится больше $2kTq$ (50 мВ при комнатной температуре).

Шум 1/f (фликкер-шум). Дробовой и тепловой шумы – это неуменьшаемые виды шума, возникающие в соответствии с законами физики. Самый дорогой и тщательно изготовленный резистор имеет тот же тепловой шум, что и дешевый углеродный резистор с тем же сопротивлением. Реальные устройства, кроме того, имеют различные источники «избыточных шумов». Реальные резисторы подвержены флуктуациям сопротивления, которые порождают дополнительное напряжение шума (которое складывается с постоянно присутствующим напряжением теплового шума), пропорциональное протекающему через резистор постоянному току. Этот шум зависит от многих факторов, связанных с конструкцией конкретного резистора, включая резистивный материал и особенно концевые соединения. Вот типичные значения избыточного шума различных типов резисторов, выраженные в микровольтах на вольт приложенного к ним напряжения (приводится среднеквадратичное значение измеренное на одной декаде частоты):

Углеродно-композитные	От 0,10 до 3,0 мкВ
Углеродно-пленочные	От 0,05 до 0,3 мкВ
Металлопленочные	От 0,02 до 0,2 мкВ
Проволочные	От 0,01 до 0,2 мкВ

Этот шум имеет спектр, примерно описываемый зависимостью $1/f$ (постоянная мощность на декаду частоты) и иногда называется «розовым шумом». Шум, возникающий по другим причинам, также часто имеет спектр $1/f$; примерами таких шумов являются шум тока базы у транзистора и шум катодного тока в электронных лампах. Любопытно, что шум вида $1/f$ встречается в природе в самых неожиданных проявлениях, например, скорости океанических течений, потоке песка в песочных часах, пассажирских потоках на скоростных железных дорогах в Японии, а также годовом стоке Нила за последние 2000 лет. Если построить график громкости звучания какого-нибудь произведения классической музыки, то опять-таки получится спектр $1/f$! Общего принципа, объясняющего происхождение шумов со спектром $1/f$, не найдено, хотя он, казалось бы, носится в воздухе, но в каждом отдельном случае часто можно определить источник такого шума.

Помехи. Как уже говорилось, одной из форм шумов являются мешающие сигналы или паразитные наводки. В этом случае спектр и амплитудные характеристики зависят от мешающего сигнала. Например, наводка от сети 50 Гц имеет спектр в виде пика (или ряда пиков) и относительно постоянную амплитуду, а шум зажигания автомобиля, шум грозовых разрядов и другие шумы импульсных источников имеют широкий спектр и всплески амплитуды. Другим источником помех являются радио- и телепередающие станции (особенно серьезна эта проблема вблизи больших городов), окружающее электрооборудование, моторы, лифты, метро, выключатели, переключательные стабилизаторы, телевизоры. Все эти проблемы существуют в слегка измененном виде во всех тех случаях, когда что-нибудь влияет на измеряемый вами параметр. Например, оптический интерферометр восприимчив к вибрации, а на чувствительные измерения радиочастот (например, в ЯМР-спектроскопии) может повлиять внешний радиочастотный сигнал. Многие схемы, равно как детекторы или даже кабели, чувствительны к вибрациям и звуку, и они, по торговой терминологии, страдают «микрофонным эффектом».

От многих из этих источников шума можно отделаться путем тщательного

экранирования и фильтрации, как будет сказано в этой главе ниже. Иногда приходится принимать совершенно драконовские меры, включая монолитные каменные столы (для виброизоляции), комнаты с постоянной температурой, звукопоглощающие камеры и комнаты с электрической экранировкой.

7.12. Отношение сигнал/шум и коэффициент шума

Перед тем как начать детальное рассмотрение шума усилителя и проектирования малошумящих схем, нам нужно определить несколько терминов, которые часто употребляются для описания шумовых характеристик усилителей. Речь идет о количественных показателях напряжений шумов, измеренных в одной и той же точке схемы. Обычно напряжения шумов приводятся ко входу усилителя (хотя измерения обычно производятся на выходе), т.е. шумы источника сигнала и усилителя описываются через эквивалентные напряжения шумов *на входе*, которые могли бы дать на выходе наблюдаемый шум. Это имеет смысл тогда, когда вы хотите оценить относительный шум, добавленный усилителем к шуму источника сигнала, независимо от коэффициента усиления; это вполне практично, так как основной шум усилителя обычно порождается входным каскадом. Если не оговорено противное, напряжение шума всегда будет отнесено ко входу.

Плотность мощности шума и ширина полосы. При рассмотрении теплового и дробового шумов было показано что величина измеренного напряжения шума зависит и от полосы частот измерения (чем шире смотришь, тем больше видишь), и от переменных параметров (R и I) самого источника шума. Поэтому естественно говорить о среднеквадратичной плотности напряжения шума $v_ш$:

$$U_{ш.\,эфф} = v_ш B^{1/2} = (4kTR)^{1/2} B^{1/2},$$

где $U_{ш.\,эфф}$ – среднеквадратичное напряжение шума, измеренное в полосе ширины B. У источника белого шума $v_ш$ не зависит от частоты, а розовый шум, например, имеет спад $v_ш$ в 3 дБ/октава. Часто используется среднее значение квадрата плотности шума $v_ш^2$. Поскольку $v_ш$ всегда относится к среднеквадратичному значению, а $v_ш^2$ – к среднему значению квадрата, для получения $v_ш^2$ достаточно возвести в квадрат $v_ш$. Это звучит просто (и по сути просто), но мы хотим быть уверены, что вы не запутаетесь.

Заметьте, что величины B и $B^{1/2}$ являются множителями для перехода от величин, обозначаемых строчными буквами, к величинам, обозначаемым прописными буквами. Например, для теплового шума резистора R имеем

$$v_{ш\,R\,эфф} = (4kTR)^{1/2} \text{ В/Гц}^{1/2},$$

$$v_{ш\,R}^2 = 4kTR \text{ В}^2/\text{Гц},$$

$$U_{ш.\,эфф} = v_{ш\,R} B^{1/2} = (4kTRB)^{1/2} \text{ В},$$

$$U_{ш.\,эфф}^2 = v_{ш\,R}^2 B = 4kTRB \text{ В}^2$$

В данных изготовителя даются графики $v_ш$ или $v_ш^2$, соответственно в единицах «нановольт на корень из герца» или «вольт в квадрате на герц». Величины $e_ш$ и $i_ш$, которые скоро будут введены, используются точно так же.

При сложении двух некоррелированных сигналов (два шума или сигнал и шум) складываются *квадраты* амплитуд: $v = (v_c^2 + v_ш^2)^{1/2}$, где v – эффективное (среднеквадратичное) значение сигнала, полученного сложением сигнала с эффективным значением v_c и шума с эффективным значением $v_ш$. Эффективные значения *нельзя* суммировать!

Отношение сигнал/шум. Отношение сигнал/шум (С/Ш) определяется по формуле

$$\text{С/Ш} = 10 \lg (U_c^2/U_ш^2) \text{ дБ},$$

где для напряжений указаны эффективные значения, а ширина полосы и некоторая центральная полоса оговорены, т.е. это есть отношение (в децибелах) эффективного напряжения полезного сигнала к эффективному напряжению имеющегося шума. «Сигнал» может быть синусоидальным, или несущей частотой с модуляцией, или даже шумоподобным сигналом. Если сигнал имеет узкополосный спектр, то существенно, в какой полосе измеряется отношение С/Ш, так как оно

падает, если полоса измерений становится шире полосы, содержащей спектр сигнала: с расширением полосы энергия шума увеличивается, а энергия сигнала остается постоянной.

Коэффициент шума. Любой реальный источник сигнала или измерительный прибор генерирует шум из-за наличия теплового шума во внутреннем сопротивлении источника (реальная часть комплексного полного сопротивления). Конечно, могут быть и дополнительные источники шума от других причин. Коэффициент шума (КШ) усилителя – это просто отношение в децибелах выходного сигнала реального усилителя к выходному сигналу «совершенного» (бесшумного) усилителя с тем же коэффициентом усиления; входным сигналом в обоих случаях является тепловой шум подключенного ко входу усилителя резистора:

$$\text{КШ} = 10 \lg [(4kTR_и + v_ш^2)/4kTR_и] = 10 \lg (1 + v_ш^2/4kTR_и) \text{ дБ},$$

где $v_ш^2$ – средний квадрат напряжения шума на герц, даваемого усилителем с бесшумным (холодным) резистором $R_и$ на входе. Значение $R_и$ существенно, так как напряжение шума, порождаемого усилителем, как вы вскоре увидите, сильно зависит от сопротивления источника (рис. 7.40).

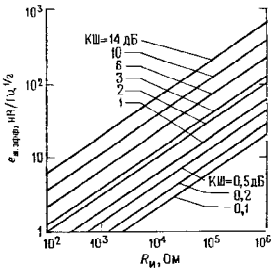


Рис. 7.40. Зависимость эффективного напряжения шума от коэффициента шума и сопротивления источника. (National Semiconductor Corp.)

Коэффициент шума – удобная характеристика качества усилителя, если при заданном активном сопротивлении источника вы хотите сравнить усилители (или транзисторы, для которых также определяется КШ). Коэффициент шума изменяется с изменением частоты и сопротивления источника, поэтому он часто задается графически в виде линий уровня КШ относительно частоты и $R_и$. Он может быть указан также в виде набора графиков его зависимости от частоты – одна кривая на каждое значение тока коллектора или аналогичного набора графиков зависимости КШ от $R_и$ – также одна кривая на каждое значение тока коллектора. Обратите внимание на следующее. Приведенная выше формула для КШ выведена в предположении, что полное входное сопротивление усилителя во много раз больше полного сопротивления источника, т.е. $Z_{вх} \gg R_и$. Однако в особом случае для усилителей радиочастоты мы обычно имеем $R_и = Z_{вх} = 50$ Ом, и КШ определен соответствующим образом. В этом специальном случае согласованных полных сопротивлений необходимо просто убрать коэффициент 4 в предыдущих выражениях.

Огромное заблуждение: не пытайтесь улучшить положение добавлением последовательного резистора к источнику сигнала для попадания в область минимального КШ. Все, чего вы добьетесь, стараясь, чтобы усилитель выглядел лучше, – это добавите шума в источник! Коэффициент шума может быть весьма обманчив в этом случае; обманчив он еще и потому, что спецификация КШ (например 2 дБ) для биполярного или полевого транзистора всегда дается при оптимальной комбинации $R_и$ и $I_К$ ($I_С$). Об истинных рабочих характеристиках эта величина говорит мало, кроме разве того, что изготовитель считает полезным похвастаться малой величиной КШ.

Вообще говоря, при оценке характеристик усилителя легче всего не запутаться, если придерживаться отношения С/Ш, подсчитанного для данного напряжения и полного сопротивления источника. Вот как надо перейти от КШ к отношению

С/Ш:

$$С/Ш = 10\lg(v_c^2/4kTR_и) - КШ\ (дБ)$$

(при $R_и$),

где v_c – среднеквадратичная амплитуда сигнала. $R_и$ – полное сопротивление источника, а КШ – коэффициент шума усилителя при данном $R_и$.

Температура шума. Иногда вместо *коэффициента* шума для выражения шумовых характеристик усилителя используется *температура* шума. Оба способа несут одну и ту же информацию, а именно дополнительный вклад в шум усилителя, возбуждаемого источником сигнала с полным сопротивлением $R_и$; в этом смысле они эквивалентны.

Взгляните на рис. 7.41, чтобы понять, как работает температура шума: вначале вообразим себе, что имеется реальный (шумящий) усилитель, подключенный к *бесшумному* источнику с полным сопротивлением $R_и$ (рис. 7.41, *а*). Если вы затрудняетесь представить бесшумный источник, вообразите резистор с сопротивлением $R_и$, охлажденный до абсолютного нуля. Однако, хотя источник и бесшумный, на выходе будет некоторый шум.

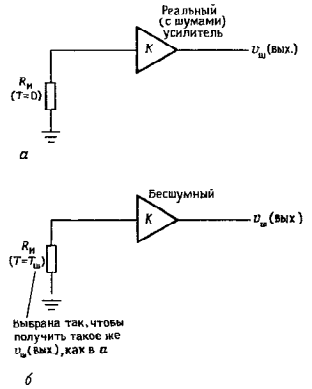


Рис. 7.41.

поскольку усилитель имеет шумы. Теперь представьте конструкцию рис. 7.41, *б*, в которой мы волшебным образом сделали усилитель бесшумным и привели источник $R_и$ к некоторой температуре $T_ш$ такой, что *выходное напряжение шума стало таким же, как и на рис. 7.41, а*. $T_ш$ называется температурой шума данного усилителя для полного сопротивления источника $R_и$.

Как мы отмечали ранее, коэффициент шума и температура шума представляют собой просто разные способы выражения одной и той же информации. В самом деле, можно показать, что они связаны друг с другом следующими соотношениями:

$$T_ш = T(10^{КШ(дБ)/10} - 1),$$

$$КШ(дБ) = 10\lg(T_ш/T + 1),$$

где T – температура окружающей среды, обычно принимаемая равной 290 К.

Вообще говоря, хорошие малошумящие усилители имеют температуру шума гораздо ниже комнатной (или это эквивалентно тому, что коэффициент шума у них много меньше 3 дБ). Позже в этой главе мы объясним, как можно измерить коэффициент (или температуру) шума усилителя. Вначале, однако, нам нужно разобраться в шумах транзисторов и методах проектирования малошумящих схем. Мы надеемся, что последующие рассуждения прояснят то, что часто покрыто мраком непонимания.

Мы уверены, что, прочитав следующие два раздела, вы никогда больше не будете введены в заблуждение коэффициентом шума!

7.13. Шум тока и напряжения транзисторного усилителя

Шум, порождаемый усилителем, легко описать с помощью простой модели, достаточно точной для многих целей. На рис. 7.42 $e_ш$ обозначает источник шума напряжения, последовательный по отношению к входному сигналу, а $i_ш$ обозначает шум входного тока. Транзистор (и вообще усилитель) предполагается бесшумным и просто усиливает напряжение входного шума, которое приходит к нему-

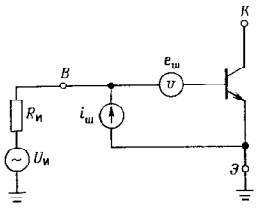


Рис. 7.42. Модель шумов транзистора.

Таким образом, усилитель дает полное напряжение шума e_y, которое, будучи отнесено ко входу, равно

$$e_{y.эфф} = [e_ш^2 + (R_и i_ш)^2]^{1/2}\ В/Гц^{1/2}.$$

Два слагаемых в скобках – это просто входное напряжение шума и напряжение шума, порождаемое прохождением шума входного тока усилителя через сопротивление источника. Так как эти два шума обычно не коррелированы, то, складывая квадраты их амплитуд, получим эффективное напряжение шума, поступающего на усилитель. При малом сопротивлении источника преобладает шум напряжения $e_ш$, а при большом – шум тока $i_ш$.

На рис. 7.43 для иллюстрации приведе-

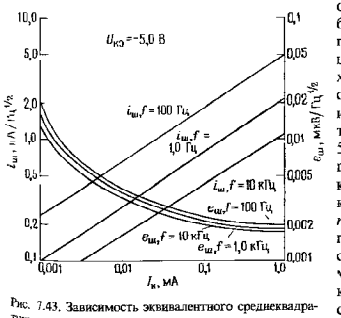


Рис. 7.43. Зависимость эквивалентного среднеквадратичного входного напряжения шума $e_ш$ и входного тока шума $i_ш$ от коллекторного тока для *npn*-транзистора 2N5087. (Fairchild Camera and Instrument Corp.)

ны кривые зависимости $e_ш$ и $i_ш$ от $I_К$ и f для 2N5087. Сейчас мы постараемся вникнуть в некоторые детали, описывая эти величины и демонстрируя, как вести проектирование для минимизации шума. Стоит отметить, что шум напряжения и тока для транзистора лежит в диапазоне нановольт и пикоампер на корень из герца.

Шум напряжения $e_ш$. Эквивалентный генератор шумового напряжения рассматривают как включенный последовательно с базой транзистора. Этот генератор представляет сумму теплового шума, порожденного объемным сопротивлением базы $r_б$, и дробового шума коллекторного тока, порождающего шум напряжения на дифференциальном сопротивлении эмиттера $r_э$. Эти два слагаемых имеют следующий вид:

$$e_ш^2 = 4kTr_б + 2qI_К r_э^2 =$$

$$= 4kTr_б + 2(kT)^2/(qI_К)\ В^2/Гц.$$

Они являются гауссовскими белыми шумами. В дополнение к этому существует некоторый фликкер-шум, порожденный прохождением тока базы через $r_б$. Он существен только при больших токах базы, т. е. при больших токах коллектора. Поэтому величина $e_ш$ постоянна в большом диапазоне значений тока коллектора; она увеличивается при малых токах (дробовой шум тока через возрастающее сопротивление $r_э$) и при достаточно больших токах (шум фликкер-эффекта от прохождения $I_б$ через $r_б$. Последний эффект существен только на низких частотах из-за зависимости $1/f$. Например: на частотах свыше 10 кГц у 2N5087 $e_ш$ равно 5 нВ Гц$^{1/2}$ при $I_К$ = (10 мкА и 2 нВ Гц$^{1/2}$ при $I_К$ = 100 мкА. На рис. 7.44 показаны кривые зависимости $e_ш$ от частоты и тока для малошумящей дифференциальной *npn*-пары LM394 и малошумящего 2SD786 производства фирмы Toyo Rohm. В последнем используется специальная геометрия для достижения необычайно низкого $r_б$ = 4 Ом, что позволяет получить самые низкие на сегодня значения $e_ш$.

Шум тока $i_ш$. Шумовой ток следует учитывать, так как он порождает дополнительный шум напряжения на полном

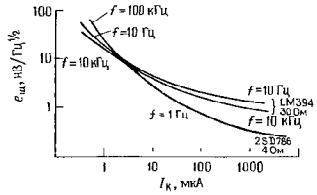


Рис. 7.44. Зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от коллекторного тока для двух малошумящих биполярных транзисторов.

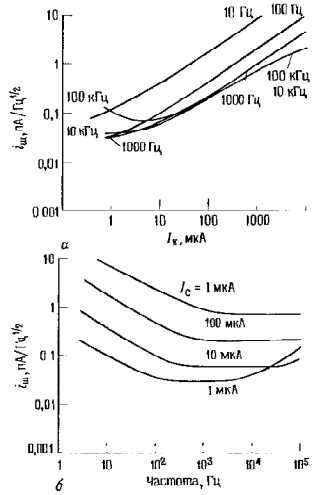


Рис. 7.45. Входной ток шума для биполярного транзистора LM394. *а* – зависимость от тока коллектора, *б* – зависимость от частоты

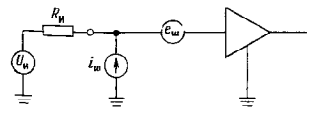


Рис. 7.46. Модель шумов усилителя

сопротивлении источника сигнала. Основным источником шума тока являются флуктуации дробового шума в установившемся токе базы, складывающиеся с флуктуациями за счет фликкер-шума в $r_б$. Вклад дробового шума – это шум тока, возрастающий пропорционально корню квадратному из $I_Б$ (или $I_К$) и имеющий плоский частотный спектр, в то время как составляющая фликкер-шума растет с $I_К$ быстрее и имеет обычную частотную зависимость вида $1/f$. Взяв опять для примера 2N5087 на частотах свыше 10 кГц, имеем $i_ш$ около 0,1 пА/Гц$^{1/2}$ при $I_К$ = = 10 мкА и 0,4 пА/Гц$^{1/2}$ при $I_К$ = 100 мкА. Шум тока растет, а шум напряжения спадает при увеличении $I_К$. В следующем разделе мы увидим, как это обстоятельство определяет выбор значений рабочих токов в малошумящих схемах. На рис. 7.45 показаны графики зависимости $i_ш$ от частоты и тока для малошумящей пары LM394.

7.14. Проектирование малошумящих схем на биполярных транзисторах

Факт, что $e_ш$ падает, а $i_ш$ растет с ростом тока $I_К$, дает возможность оптимизировать рабочий ток транзистора для получения минимального шума при данном источнике сигнала. Снова взглянем на модель (рис. 7.46). «Бесшумный» источник сигнала $u_и$ имеет добавку в виде генератора напряжения шума (теплового шума его внутреннего сопротивления) $e^2_{Rи} = 4kTR_и$ В^2/Гц. Усилитель добавляет сюда свой собственный шум:

$$e_т^2 = e_ш^2 + (i_ш R_и)^2 \text{ В}^2/\text{Гц}.$$

Таким образом, напряжение шума усилителя добавляется к входному сигналу и кроме того шум тока усилителя порождает шум напряжения на внутреннем сопротивлении источника. Эти два шума не коррелированы (за исключением очень высоких частот) и их квадраты складываются. Наша цель – как можно сильнее уменьшить общий шум усилителя. Это легко сделать, если известно $R_и$, так как достаточно посмотреть на зависимость $e_ш$ и $i_ш$ от $I_К$ на частотах сигнала и выбрать

$I_К$, минимизирующее $e_ш^2 + (i_ш R_и)^2$. Если вам повезло и у вас есть карта линий уровня коэффициента шума на поле $I_К$ и $R_и$, то вы быстро сможете определить оптимальное значение $I_К$.

Пример расчета коэффициента шума. Для примера предположим, что у нас есть малый сигнал с частотой около 1 кГц, сопротивлением источника около 10 кОм и мы хотим построить усилитель на базе 2N5087. Из кривых $e_ш$–$i_ш$ (рис. 7.47) можно видеть, что сумма вкладов напряжения и тока (при сопротивлении источника 10 кОм) будет минимальной при токе коллектора 10–20 мкА. Так как с уменьшением $I_К$ шум тока падает быстрее, чем растет шум напряжения, разумно использовать несколько меньший ток коллектора, особенно если предвидится работа на более низких частотах ($i_ш$ резко растет при уменьшении частоты). Можно независимо оценить коэффициент шума, используя значения $i_ш$ и $e_ш$ на частоте 1 кГц:

$$\text{КШ} = 10 \lg \{1 + [e_ш^2 + (i_ш R_и)^2]/(4kTR_и)\} \text{ дБ}.$$

При $I_К$ = 10 мкА $e_ш$ = 3,8 нВ Гц$^{1/2}$, $i_ш$ = =0,29 пА/Гц$^{1/2}$, а $4kTR_и = 1{,}65 \cdot 10^{-16}$ В^2/Гц для сопротивления источника 10 кОм; вычисленный таким образом коэффициент шума равен 0,6 дБ. Этот результат совпадает с графиком зависимости КШ от частоты (рис. 7.48) при выборе кривой $I_К$ =

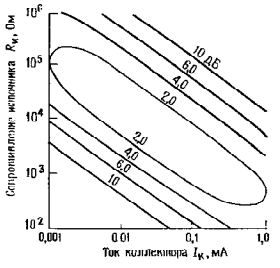


Рис. 7.47. Линии уровня коэффициента узкополосного шума для транзистора 2N5087. (Fairchild Camera and Instrument Corp.). $U_{КЭ}$ = –5 В; f = 1,0 кГц, ширина полосы 150 Гц.

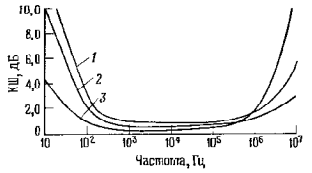


Рис. 7.48. Зависимость коэффициента шума (КШ) от частоты для трех значений $I_К$ и $R_и$ у транзистора 2N5087. (Fairchild Camera and Instrument Corp.). $U_{КЭ}$ = –5 В; 1 – $I_К$ = 500 мкА, $R_и$ = 1,0 кОм; 2 – $I_К$ = 250 мкА, $R_и$ = 5 кОм; 3 – $I_К$ = 20 мкА, $R_и$ = 10 кОм.

= 20 мкА, $R_и$ = 10 кОм. Указанный выбор коллекторного тока примерно совпадает также с результатом, который можно было бы получить из графика рис. 7.47 (линии уровня коэффициента шума при частоте 1 кГц), хотя реальный коэффициент шума по этим линиям оценить трудно – можно только сказать, что он меньше 2 дБ.

Упражнение 7.5. Найдите оптимальное значение $I_К$ и соответствующий коэффициент шума при $R_и$ = = 100 кОм и f = 1 кГц, используя график на рис. 7.43. Проверьте ответ по кривым линий уровня коэффициента шума (рис. 7.47).

Для других схем усилителя (повторитель, усилитель с заземленной базой) коэффициент шума при данных $R_и$ и $I_К$ будет в сущности тот же самый, поскольку $e_ш$ и $i_ш$ не изменяются. Конечно, усилитель с единичным коэффициентом усиления (повторитель) просто «передает» проблемы уменьшения шума следующему каскаду, так как сигнал не будет усилен до такой степени, которая позволяет не думать о снижении шумов в следующих каскадах.

Графический метод оценки шума усилителя по $e_ш$ и $i_ш$. Только что представленная техника расчета шумов, хотя и ведет непосредственно к получению результата, однако не исключает возможности появления в процессе проектирования ужасных ошибок. Достаточно, например, поставить не на то место постоянную Больцмана, и мы вдруг получаем усилитель с коэффициентом шума 10 000 дБ! В этом раз-

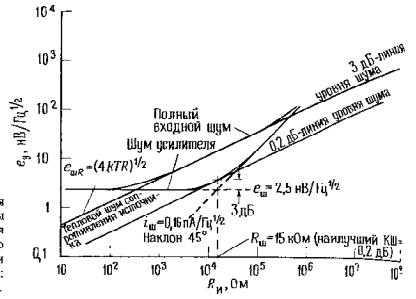


Рис. 7.49. Зависимость напряжения входного шума усилителя e_y как суммы параметров $e_ш$ и $i_ш R_и$ от сопротивления источника сигнала. Шум для входного каскада LM394 на частоте 1 кГц при $I_К = 50$ мкА: $e_ш = 2{,}5$ нВ/Гц$^{1/2}$; $i_ш = 0{,}16$ пА/Гц$^{1/2}$; $R_ш = e_ш/i_ш = 15$ кОм.

делс мы опишем очень полезную упрощенную технику оценки шума.

Метод состоит в том, что сначала выбирается интересующая нас частота, чтобы можно было выбрать из паспортных данных транзистора значения $e_ш$ и $i_ш$ в зависимости от $I_К$. Затем при заданном токе коллектора строится график зависимости e_y (как суммы вкладов $e_ш$ и $i_ш$ в шум) от сопротивления источника $R_и$. На рис. 7.49 показано, как он выглядит при частоте 1 кГц для дифференциального входного каскада, использующего согласованную транзисторную пару LM394 со сверхвысоким β, работающую при коллекторном токе 50 мкА. Шум напряжения $e_ш$ постоянный, а напряжение $i_ш R_и$ возрастает пропорционально $R_и$, т.е. с наклоном 45°. Линия шума усилителя строится так, как показано на рисунке, надо причем тщательно следить за тем, чтобы она проходила через точку на 3 дБ (отношение напряжений около 1,4) выше точки пересечения отдельно построенных линий шума напряжения $e_ш$ и тока $i_ш R_и$. Кроме того, строится линия напряжения шума сопротивления источника, которая оказывается линией уровня коэффициента шума 3 дБ. Другие линии уровня КШ – это прямые, ей параллельные, как вскоре будет показано на примерах.

Наилучший коэффициент шума (0 2 дБ) при этом коллекторном токе и этой частоте наблюдается при сопротивлении источника 15 кОм, и легко видеть, что коэффициент шума меньше 3 дБ будет при сопротивлении источника между 300 Ом и 500 кОм, – точки, в которых линия уровня коэффициента шума 3 дБ пересекает график шума усилителя.

Следующий шаг – построение других кривых шума на том же графике при различных токах коллектора и частотах, а возможно и для других типов транзисторов, с целью оценки параметров усилителя. Перед тем как двигаться в этом направлении дальше, покажем, как можно к одному и тому же усилителю применять два различных параметра, характеризующие шум: шумовое сопротивление R_m и коэффициент шума КШ (при $R_ш$), которые оба получаются непосредственно из графиков.

Шумовое сопротивление. Наименьший коэффициент шума в этом примере получается, когда сопротивление источника 15 кОм, что равно отношению $e_ш$ к $i_ш$ Так определяется шумовое сопротивление $R_m = e_m\ i_m$. Коэффициент шума источника с таким сопротивлением находится из приведенного ранее выражения:

$$КШ\ (\text{при } R_ш) = 10\lg[1 + 1.23 \times 10^{20}(e_ш^2/R_ш)]\ \text{дБ} \approx \approx 0.2\ \text{дБ}.$$

Шумовое сопротивление не существует реально в транзисторе или где-то еще. Это параметр, который помогает быстро определить сопротивление источника.

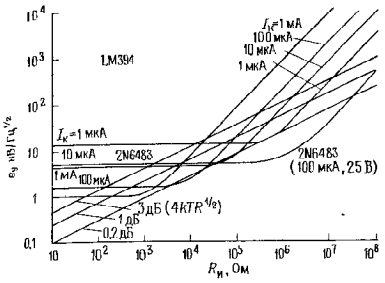


Рис. 7.50. Полное напряжение входного шума e_y усилителя на биполярном транзисторе LM394 при различных условиях в сравнении с ПТ с p- n-переходом 2N6483. Монолитная согласованная пара *npn*-биполярных транзисторов LM394 при 1 кГц и $I_К$ = 1 мкА ÷ 10 мА.

дающее минимальный коэффициент шума, так что в идеале надо менять ток коллектора таким образом, чтобы подогнать $R_ш$ как можно ближе к реальному сопротивлению источника. $R_ш$ отвечает точке, в которой пересекаются графики $e_ш$ и $i_ш$.

Коэффициент шума для сопротивления источника, равного $R_ш$, находится по приведенной выше формуле.

Альтернатива: биполярный транзистор или ПТ. Давайте поиграем с этой методикой. Постоянным яблоком раздора среди инженеров является вопрос о том что «лучше»: биполярные или полевые транзисторы? Мы покорно предоставим решение этого вопроса единоборству лучших представителей двух состязающихся сторон. Мы позволим в интересах честной борьбы сражаться двум командам National Semiconductor, выбрав двух единоборцев.

Итак, в биполярном углу – великолепный монолитный LM394 – согласованная пара со сверхвысоким β, – уже готовый к состязаниям (см. выше). Он работает на частоте 1 кГц с током коллектора от 1 мкА до 1 мА (рис. 7.50).

Команда ПТ представлена монолитной парой согласованных n-канальных ПТ с $p-n$-переходом 2N6483, знаменитой своим потрясающе низким уровнем шумов и превосходящей, как принято считать, по этим параметрам биполярные транзисторы. Согласно паспортным данным, она рассчитана только на диапазон тока стока от 100 до 400 мкА (рис. 7.51).

Кто же победитель? Решение оказыва-

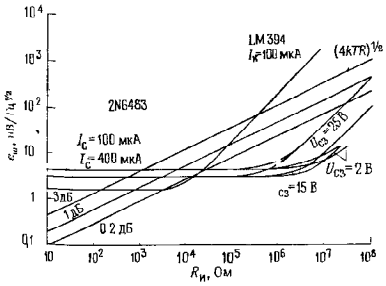


Рис. 7.51. Полное напряжение входного шума e_y для ПТ с $p-n$-переходом 2N6483 в сравнении с биполярным транзистором LM394. Монолитная согласованная пара n-канальных ПТ с $p-n$-переходом 2N6483 при 1 кГц и $I_С$ = 100 ÷ 400 мкА. $U_{СИ}$ = 2 ÷ 25 В.

ется двойственным. Полевой транзистор набирает очки по минимизации коэффициента шума КШ ($R_ш$), достигая феноменального значения 0,05 дБ и держась намного ниже 0,2 дБ при полном сопротивлении источника от 100 кОм до 100 МОм. В области больших сопротивлений источника ПТ непобедимы. Биполярные транзисторы опережают при малых сопротивлениях источника, в частности меньших 5 кОм, и могут достигать 0,3 дБ КШ при $R_и$ = 1 кОм при соответствующем выборе тока коллектора. Для сравнения: ПТ имеют КШ при сопротивлении источника 1 кОм не лучше 2 дБ из-за большего шума напряжения $e_ш$.

Как и в боксе, где быть лучшим в драке еще не означает иметь шанс на участие в чемпионате мира, так и здесь имеются несколько юных претендентов на звание лучшего малошумящего транзистора. Например, в комплементарных ПТ с p–n-переходом 2SJ72 и 2SK147 фирмы Toshiba используется ячеистая геометрия затвора, что позволяет получить феноменально низкое значение $e_ш$ 0,7 нВ/Гц$^{1/2}$ при I_C = = 10 мА (это эквивалентно тепловому шуму 30-омного резистора!). Но ведь это ПТ с их малым входным током (и поэтому малым $i_ш$), а отсюда и то, что шумовое сопротивление примерно равно 10 кОм. При использовании их в усилителе при сопротивлении источника, равном их шумовому сопротивлению (т.е. при $R_и$ = 10 кОм), эти транзисторы непобедимы – температура шума составляет всего 2 К!

Перед тем как бежать покупать мешок этих замечательных ПТ, выслушайте несколько критических замечаний, которые заставят усомниться в безграничности их возможностей – эти ПТ имеют высокую входную емкость и большую емкость обратной связи (85 и 15 пФ соответственно), что делает их ограниченно годными на высоких частотах. Их родственник 2SK117 в данном отношении лучше, но у него выше $e_ш$. Те же критические аргументы справедливы для биполярных комплементарных пар 2SD786 и 2SB737 фирмы Toyo – Rohm, у которых при $e_ш$ по крайней мере не выше 0,55 нВ/Гц$^{1/2}$ при умеренных значениях полного сопротивления источника и частоты можно получить даже лучшие рабочие параметры

Малое полное сопротивление источника. Биполярно-транзисторные усилители обеспечивают очень хорошие шумовые параметры в диапазоне полного сопротивления источника от 200 Ом до 1 МОм; соответствующий оптимальный ток коллектора лежит обычно в диапазоне от нескольких миллиампер до 1 мкА, т.е. токи коллектора, используемые во входном каскаде малошумящего усилителя, несколько меньше, вообще говоря, чем в не оптимизированных по уровню шума усилительных каскадах.

При очень малых полных сопротивлениях источника (например, 50 Ом) всегда будет преобладать шум напряжения транзистора и коэффициент шума будет неудовлетворительным. В этом случае лучше всего использовать трансформатор для увеличения уровня (и сопротивления источника) сигнала, рассматривая при этом сигнал на вторичной обмотке как сигнал источника. Высококачественные преобразователи сигнала выпускаются фирмами James и Princeton Applied Research. Например, выпускаемая последней фирмой модель ПТ-предусилителя 116 имеет такие шумы напряжения и тока, что наименьший коэффициент шума наблюдается при полном сопротивлении источника сигнала около 1 МОм. Сигналы частоты 1 кГц с полным сопротивлением источника порядка 100 Ом плохо согласуются с таким усилителем, так как шум напряжения усилителя будет намного больше теплового шума источника сигнала; в результате, если такой сигнал подать прямо на усилитель, коэффициент шума будет равен 11 дБ. Если же использовать встроенный (необязательный) повышающий трансформатор, то уровень сигнала повышается вместе с полным сопротивлением источника, превышая шум напряжения усилителя, и коэффициент шума становится равным 1,0 дБ.

На радиочастотах, начиная к примеру, приблизительно от 100 кГц, хороший трансформатор сделать довольно легко как для «настраиваемых» (узкополосных), так и для широкополосных сигналов. При таких частотах легко построить «трансформаторную линию передачи» с широкой полосой частот и очень хорошими параметрами. Некоторые пути для этого мы рассмотрим в гл. 13, т. 2. А вот на низких частотах (звуковых и ниже) применение трансформаторов проблематично.

Три замечания: (а) Напряжение растет пропорционально отношению числа витков в обмотках, а полное сопротивление – пропорционально квадрату этого отношения. Поэтому выходное полное сопротивление трансформатора, повышающего напряжение в два раза, превосходит входное полное сопротивление в четыре раза (за счет запасания энергии). (б) Трансформаторы несовершенны. При низких частотах сигнала может доставить хлопоты магнитное насыщение, при высоких – емкость и индуктивность обмоток, и всегда наблюдаются потери из-за магнитных свойств сердечника и сопротивления обмоток. Последнее к тому же является источником теплового шума. Тем не менее при работе с источником сигнала, имеющим очень малое полное сопротивление, выбора у вас нет, а применение трансформатора, как показывает предыдущий пример, дает огромный выигрыш. Чтобы улучшить режим работы с малым уровнем сигнала и малым сопротивлением его источника, можно применять и экзотическую аппаратуру вроде охлаждаемых трансформаторов, сверхпроводящих трансформаторов, а также СКИП (Сверхпроводящие Квантовые Интерференционные Приборы). С помощью СКИПов можно измерять напряжение порядка 10^{-15} В! (в) И снова предупреждаем: не пытайтесь улучшить режим работы, добавляя последовательный резистор к источнику сигнала с малым полным сопротивлением. Вы просто окажетесь очередной жертвой распространенного заблуждения насчет коэффициента шума.

Большое полное сопротивление источника. При больших значениях полного сопротивления источника, превышающих, скажем, 100 кОм, преобладает шум тока транзистора и лучшим устройством для усиления с малыми шумами будет ПТ.

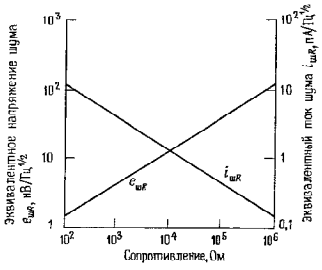


Рис. 7.52. Зависимость плотности напряжения теплового шума от сопротивления при температуре 25 °С. Показана также плотность тока шума в режиме короткого замыкания.

Хотя у него шум напряжения обычно больше, чем у биполярного транзистора, но ток затвора и его шум исчезающе малы, поэтому ПТ являются идеальными устройствами для усилителей, работающих с источником сигнала с большим полным сопротивлением и дающих малый шум. В связи с этим иногда полезно трактовать тепловой шум как шум тока $i_ш = e_ш/R_и$, что позволяет сравнивать вклад шума источника и шум тока усилителя (рис. 7.52).

7.15. Шум ПТ

Для ПТ можно использовать ту же модель шума усилителя, что и для биполярного транзистора, т.е. последовательно со входом соединить источник шума напряжения и параллельно присоединить источник шума тока. При этом анализировать шумовые параметры можно так же, как это делалось для биполярных транзисторов (см., например, рис. 7.51 в разделе, посвященном сравнению ПТ и биполярных транзисторов)

Шум напряжения ПТ с p–n-переходом. Для ПТ с p–n-переходом шум напряжения есть, в сущности, тепловой шум сопротивления канала, который приближенно описывается формулой

$$\epsilon_ш^2 = 4kT[(2/3)(1/g_m)]\ \text{В}^2/\text{Гц},$$

где величина, обратная крутизне, играет роль сопротивления в формуле теплового шума. Так как крутизна растет вместе с током стока (как $\sqrt{I_C}$), для снижения шума напряжения имеет смысл, чтобы ПТ работали с большим током стока. Однако, поскольку $e_ш$ представляет собой тепловой шум, пропорциональный $1/\sqrt{g_m}$, а крутизна, в свою очередь, пропорциональна $\sqrt{I_C}$, то $e_ш$ в конечном счете пропорциональна $I_C^{-1/4}$. При столь слабой зависимости $e_ш$ от I_C не следует сильно увеличивать ток стока, так как это ухудшит другие параметры усилителя. В частности, ПТ, работая при большом токе, нагревается, что (а) уменьшает g_m, (б) увеличивает дрейф напряжения сдвига и КОСС и (в) драматическим образом увеличивает ток утечки затвора; последний эффект фактически может *увеличить* шум напряжения за счет некоторого вклада в $e_ш$ фликкер-шума, связанного с током утечки затвора.

Существует другой путь для увеличения g_m, а тем самым для уменьшения шума напряжения ПТ с $p-n$-переходом: включив параллельно два ПТ, мы будем иметь вдвое большую g_m, при этом, конечно, удваивается и I_C. Однако теперь, если мы сохраним предыдущее значение I_C, то при этом мы все же получим увеличение g_m в $\sqrt{2}$ раз. На практике мы можем просто включить в параллель несколько согласованных ПТ с $p-n$-переходом либо обратиться к ПТ с усложненной геометрией, таким как упомянутые выше 2SJ72 и 2SK147.

При этом, однако, приходится платить. Все емкости соединяемых параллельно ПТ складываются, в результате чего высокочастотные характеристики (включая коэффициент шума) ухудшаются. На практике подключение дополнительных транзисторов необходимо прекратить, как только входная емкость схемы сравняется с емкостью источника. Если вас волнуют характеристики на высоких частотах, выбирайте ПТ с большой g_m и малой $C_{ЗС}$; можно рассматривать отношение $\theta_m/C_{ЗС}$ как меру качества на высоких частотах. Следует отметить, что важную роль может играть также конфигурация схемы; например, чтобы исключить эффект Миллера (умножение за счет коэффициента усиления) относительно $C_{ЗС}$, можно применить каскодную схему.

МОП-транзисторы обычно имеют намного большие значения шума напряжения, чем ПТ с $p-n$-переходом, причем преобладает шум $1/f$, так как спад $1/f$ лежит у них в диапазоне достаточно высоких частот: от 10 до 100 кГц. По этой причине МОП-транзисторы обычно не используют в малошумящих усилителях на частотах, меньших 1 МГц.

Шум тока ПТ с $p-n$-переходом. На низких частотах шум тока $i_ш$ крайне мал; он возникает из дробового шума тока утечки затвора (рис. 7.53):

$$i_{ш.эфф} = (3{,}2 \cdot 10^{-19} I_{зут} B)^{1/2} \text{ А}.$$

Кроме того, в некоторых ПТ присутствует компонента фликкер-шума. Шум тока растет с ростом температуры, как ток утечки затвора. Обратите внимание на быстрый рост утечки затвора у n-канального ПТ с $p-n$-переходом, при больших значениях $U_{СЗ}$ (см. разд. 3.09).

На средних и высоких частотах есть еще одна компонента шума, а именно действительная часть входного полного сопротивления со стороны затвора. Эта составляющая обусловлена действием емкости обратной связи (эффектом Миллера) при сдвиге фазы на выходе, порожденном емкостью нагрузки; иначе говоря, часть выходного сигнала, сдвинутая по фазе на 90°, проходя через емкость обратной связи $C_{ЗС}$, создает эффективное сопротивление на входе

$$R = (1 + \omega C_и R_н)/(\omega^2 g_m C_{ЗС} C_и R_н^2) \text{ Ом}.$$

Например, p-канальный ПТ с $p-n$-переходом 2N5266 имеет ток шума 0,005 пА/Гц$^{1/2}$ и напряжение шума $e_ш$ 12 нВ/Гц$^{1/2}$ — то и другое при $I_{СИнас}$ и на частоте 10 кГц. Ток шума начинает ползти вверх при частоте около 50 кГц. Эти значения примерно в 100 раз лучше по $i_ш$ и в 5 раз хуже по $e_ш$, чем соответствующие значения рассмотренного ранее 2N5087.

С помощью ПТ можно получить хорошие шумовые параметры в диапазоне полного сопротивления от 10 кОм до 100 МОм. Предусилитель фирмы PAR модели 116 имеет коэффициент шума 1 дБ и лучше при полном сопротивлении источника от 5 кОм до 10 МОм в диапазоне частот от 1 до 10 кГц. Этот предусилитель на умеренных частотах имеет напряжение шумов 4 нВ/Гц$^{1/2}$ и ток шумов 0,013 пА Гц$^{1/2}$.

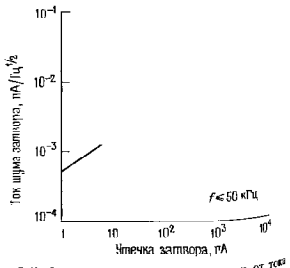


Рис. 7.53. Зависимость входного тока шума от тока утечки затвора для ПТ с $p-n$-переходом. (National Semiconductor Corp.).

7.16. Выбор малошумящих транзисторов

Как упоминалось раньше, биполярные транзисторы из-за малого входного шума напряжения имеют наилучшие шумовые параметры при малых значениях сопротивления источника. Шум напряжения $e_ш$ уменьшается путем выбора транзистора с малым объемным сопротивлением базы $r_б$ и режима работы с большим током коллектора (пока $h_{21э}$ остается большим). При больших сопротивлениях источника надо, наоборот, уменьшать шум тока путем снижения тока коллектора.

При большом сопротивлении источника лучшим выбором является ПТ. Его шум напряжения может быть уменьшен увеличением тока стока до такого значения, когда крутизна будет наибольшей. ПТ, предназначенные для работы в малошумящих устройствах, имеют большое значение k (см. разд. 3.04), что обычно

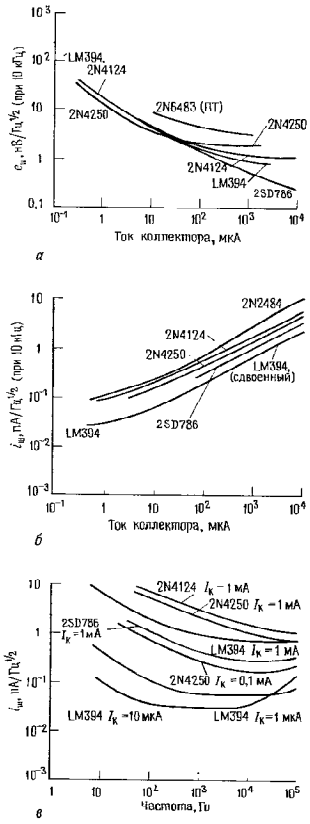


Рис. 7.54. Входные шумы для некоторых популярных биполярных транзисторов. *а* — зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от тока коллектора; *б* — зависимость входного тока шума $i_ш$ от тока коллектора; *в* — зависимость входного тока шума от частоты.

означает большую входную емкость. Например, у малошумящего 2N6483 емкость $C_{зи} = 20$ пФ, а у слаботочного ПТ 2N5902 емкость $C_{зи} = 2$ пФ.

На рис. 7.54 и 7.55 показаны сравнительные шумовые характеристики некоторых распространенных и широко используемых транзисторов.

7.17. Шум дифференциальных усилителей и усилителей с обратной связью

Малошумящие усилители часто делают дифференциальными, чтобы получить обычные преимущества в виде малого дрейфа и хорошего подавления синфазных сигналов. Когда подсчитываются шумовые характеристики дифференциального усилителя, надо помнить: а) следует убедиться, что для извлечения $e_ш$ и $i_ш$ из паспорта изготовителя берется отдельный ток коллектора, а не их сумма; б) $i_ш$, приходящийся на каждый входной зажим, тот же, что и для одновходового усилителя; в) $e_ш$, приходящееся на один вход при заземленном другом, будет на 3 дБ (т.е. в $\sqrt{2}$ раз) больше, чем в случае отдельного транзистора.

В усилителях с обратной связью мы хотим найти эквивалентные источники шума $e_ш$ и $i_ш$ независимо от того, есть ли цепь обратной связи, чтобы их можно было использовать, как и раньше, при подсчете шумовых характеристик с заданным источником сигнала. Обозначим шумы схемы с обратной связью через e_y и i_y как шумы *усилителя*. Тогда шум, вносимый усилителем в сигнал при сопротивлении источника $R_и$, будет

$$e^2 = e_y^2 + (R_и i_y)^2 \text{ В}^2/\text{Гц}.$$

Рассмотрим отдельно два вида обратной связи.

Неинвертирующий усилитель. Для неинвертирующего усилителя (рис. 7.56) источники шума на входе будут

$$i_y^2 = i_ш^2,$$
$$e_y^2 = e_ш^2 + 4kTR_{\parallel} + (i_ш R_{\parallel})^2,$$

где $e_ш$ – это «полный» шум напряжения

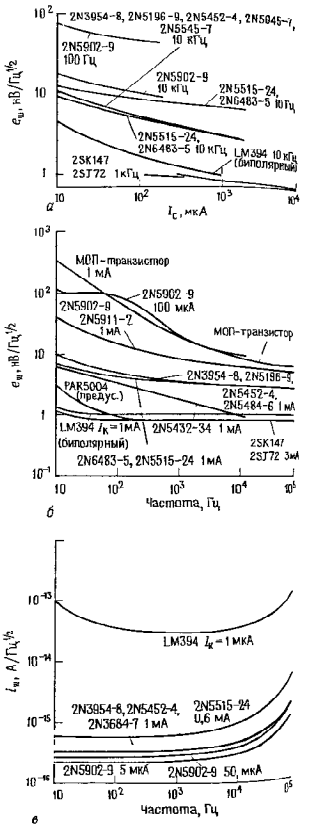


Рис. 7.55. Входные шумы некоторых популярных ПТ: *а* – зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от тока стока I_C; *б* – зависимость входного напряжения шума $i_ш$ от частоты; *в* – зависимость входного тока шума $i_ш$ от частоты.

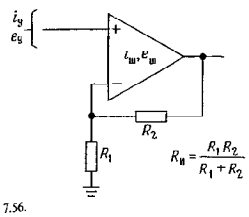


Рис. 7.56.

дифференциальной схемы, т.е. на 3 дБ больший, чем для одиночного транзисторного каскада. Дополнительный вклад в шум дают тепловой шум и шум тока входного каскада в резисторах обратной связи. Заметим, что теперь эффективные значения шума напряжения и шума тока не будут абсолютно не коррелированными, следовательно, сложение их квадратов может привести к ошибке (не более чем в 1,4 раза).

Для повторителя $R_2 = 0$, поэтому эквивалентные источники шума будут такими же как у отдельно взятого дифференциального усилителя.

Инвертирующий усилитель. Для инвертирующего усилителя (рис. 7.57) источники входного шума будут следующие:

$$i_y^2 = i_ш^2 + 4kT/R_2,$$
$$e_y^2 = e_ш^2 + R_1^2(i_ш^2 + 4kT/R_2) =$$
$$= e_ш^2 + R_1^2 i_y^2.$$

График для выбора ОУ. Сейчас вы уже владеете всем необходимым аппаратом для анализа входных цепей ОУ. Их шум задается в виде $e_ш$ и $i_ш$ для биполярных и для полевых транзисторов. Вам не надо ничего выдумывать надо только их правильно использовать. Вообще говоря, паспортные данные иногда несколько пикантны. Например, импульсный шум ("popcorn noise") [1] определяется как скачки сдвига в случайные моменты случайной длительности. Этот термин в прилич-

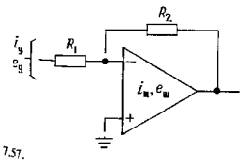


Рис. 7.57.

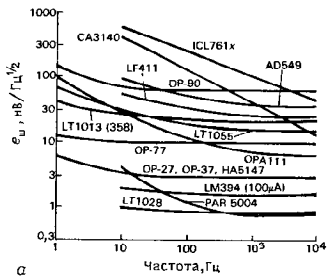


Рис. 7.58. Входные шумы некоторых популярных ОУ *а* – зависимость входного напряжения шума $e_ш$ от частоты; *б* – зависимость входного тока шума $i_ш$ от частоты.

[1] Шум лопающихся при поджаривании) кукурузных зерен. – *Прим. перев.*

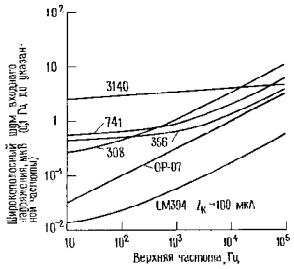


Рис. 7.59. Напряжение широкополосного шума некоторых популярных ОУ.

ном обществе употреблять не принято. На рис. 7.58 изображены шумовые характеристики нескольких популярных ОУ.

Широкополосный шум. Операционные схемы обычно имеют связь по постоянному току, область их рабочих частот простирается до некоторой верхней граничной частоты $f_{ср}$. Поэтому интересно знать полное напряжение шума во всей этой полосе, а не просто плотность мощности шума. На рис. 7.59 представлены графики, показывающие среднеквадратичное напряжение шума в полосе, которая простирается от постоянного тока до указанной частоты; они найдены путем интегрирования кривых мощности шума для различных операционных усилителей.

Выбор малошумящего ОУ. Выбрать ОУ, который минимизировал бы шумы в некотором диапазоне частот при данном сопротивлении источника сигнала $R_с$, как он видится со стороны усилителя (т.е. включающем влияние компонентов обратной связи, как это было описано выше), достаточно просто. Вообще говоря, желательны ОУ с малым $i_ш$ для больших сопротивлений сигнала и с малым $e_ш$ для малых сопротивлений сигнала. Приняв, что источник сигнала находится при комнатной температуре, определим суммарную плотность отнесенного ко входу напряжения шума как

$$e_y^2 = 4kTR_с + e_ш^2 + i_ш^2 R_с^2,$$

где первое слагаемое – тепловой шум, а два последних возникают за счет напряжения и тока шума ОУ. Очевидно, что тепловой шум является нижним пределом отнесенного ко входу шума. На рис. 7.60 даны графики величин e_y (при 10 кГц) как функции $R_с$ для наиболее бесшумных ОУ, которые мы могли найти. Для сравнения мы включили также бескорпусный ПТ ОУ LF411 и микромощный биполярный OP-90. Последний, хотя и является превосходным микромощным операционным усилителем, имеет большое напряжение шума (входные транзисторы работают при малом токе коллектора, а отсюда высокое значение $r_э$ и, как следствие, большой тепловой шум), а также большой ток шума (биполярный вход имеет существенный ток базы). Это еще раз подтверждает, насколько действительно хороши призеры.

Малошумящие предусилители. В дополнение к малошумящим ОУ имеется несколько превосходных ИМС малошумящих предусилителей. В отличие от ОУ они обычно имеют фиксированный коэффициент усиления, хотя в некоторых моделях можно подключать внешний резистор установки усиления. Иногда их называют «видеоусилителями», поскольку они зачастую имеют полосу пропускания в десятки мегагерц, хотя их можно использовать также в низкочастотных схемах. В качестве примеров можно указать на SI 561B фирмы Plessey и несколько моделей фирмы Analog Systems. Эти усилители типично имеют $e_ш$ менее 1 нВ/Гц$^{1/2}$, что достигается (ценой повышения входного тока шума $i_ш$) за счет работы входного транзистора в режиме относительно большого коллекторного тока.

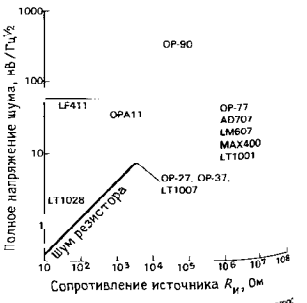


Рис. 7.60. Полный шум (резистор источника плюс усилитель при 10 Гц) высококачественного ОУ.

ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА И ИСТОЧНИКИ ШУМА

Определение эквивалентного напряжения шума, тока шума, а отсюда и коэффициента шума и отношения сигнал/шум для любого заданного источника – довольно примитивный процесс. Из него получаются все данные о шуме усилителя, которые могут вас интересовать. В основном этот процесс состоит в приложении ко входу известного шумового сигнала, а затем – в измерении амплитуды на выходе в определенной полосе частот. В некоторых случаях (например, при согласованном входном полном сопротивлении источника и устройства, как это бывает в усилителях радиочастоты) источник сигнала можно заменить генератором с точно известной и управляемой амплитудой колебаний.

Ниже мы обсудим методы и аппаратуру, которые понадобятся для измерения выходного напряжения и ограничения полосы измерения, а сейчас предположим, что вы можете измерять эффективное значение выходного сигнала при той полосе измерений, которую вы выберете.

7.18. Измерение без источника шума

В каскаде усилителя на биполярных или полевых транзисторах, предназначенного для работы на низких и средних частотах, желательно большое входное сопротивление. Мы хотим знать $e_ш$ и $i_ш$, чтобы уметь предсказать отношение сигнал/шум для источника сигнала с произвольным уровнем и внутренним сопротивлением, как обсуждалось выше. Процедура эта проста.

Во-первых, путем непосредственного измерения определяется коэффициент усиления по напряжению K_U для сигналов интересующего нас частотного диапазона. Амплитуда их должна быть достаточна, чтобы сделать незаметным собственный шум усилителя, но не настолько велика, чтобы привести усилитель в насыщение.

Во-вторых, закорачивается вход усилителя и измеряется среднеквадратичное напряжение шума на выходе $e_{к.з}$. Получаем напряжение входного шума на корень из герца по выражению

$$e_ш = e_{к.з}/(K_U B^{1/2}) \text{ В/Гц}^{1/2},$$

где B – ширина полосы измерения (см. разд. 7.21)

В-третьих, присоединив к входным клеммам резистор R, измеряем новое значение среднеквадратичного напряжения шума на выходе e_r. Значение сопротивления резистора должно быть достаточно большим, чтобы была заметна величина появившегося шума тока, но не настолько, чтобы доминировало входное сопротивление усилителя. (Если это практически невозможно, то оставьте вход разомкнутым и используйте в качестве R входное сопротивление усилителя.) Измеренное напряжение на выходе удовлетворяет соотношению

$$e_r^2 = [e_ш^2 + 4kTR + (i_ш R)^2]\, BK_U^2,$$

откуда находится $i_ш$

$$i_ш = (1/R)[(e_r^2/BK_U^2) - (e_ш^2 + 4kTR)]^{1/2}.$$

Если «немножко повезет», то иметь значение будет лишь первое слагаемое под корнем (т.е. шум тока преобладает над шумом напряжения усилителя и над тепловым шумом резистора, вместе взятыми).

Теперь найдем отношение сигнал/шум для сигнала $U_и$ с полным сопротивлением источника $R_и$

$$\text{С/Ш} = 10\lg(U_и/U_ш)^2 =$$

$$= 10\lg\frac{U_и^2}{(e_ш^2 + i_ш^2 R_и^2 + 4kTR_и)B},$$

где числитель – квадрат напряжения сигнала (предполагается, что он лежит внутри полосы B), а слагаемые знаменателя – это квадраты напряжения шума усилителя, тока шума усилителя, проходящего

через сопротивление $R_и$, и теплового шума $R_и$. Заметьте, что расширение полосы пропускания усилителя сверх пределов, необходимых для прохождения сигнала $U_и$, только уменьшает окончательное значение отношения сигнал/шум. Но если сигнал $U_и$ широкополосный (например, он сам является шумом), то окончательное значение отношения сигнал/шум не зависит от ширины полосы усилителя. Во многих случаях в приведенном выражении преобладает одно из слагаемых.

7.19. Измерение с источником шума

Описанная техника измерения шумовых характеристик усилителя обладает тем преимуществом, что для нее не требуется точного и регулируемого источника шума, но зато нужен точный вольтметр и фильтр, а также должна быть известна частотная характеристика коэффициента усиления усилителя при данном сопротивлении подключенного источника. В альтернативном методе измерения шума предполагается подача на вход широкополосного шумового сигнала известной амплитуды и наблюдение за возрастанием напряжения выходного шума. Хотя эта методика требует точно калиброванного источника шума, зато не нужно никаких предположений о свойствах усилителя, так как характеристики шума измеряются прямо в интересующей нас точке – на входе.

Опять-таки необходимые измерения проводятся относительно просто. Генератор шума вы подсоединяете ко входу усилителя, будучи уверенными в том, что его полное сопротивление $R_г$ – то самое, которое будет у источника, намеченного для работы с этим усилителем. Сначала вы определяете эффективное выходное напряжение шума усилителя при ослаблении источника шума до уровня нулевого выходного сигнала, затем увеличиваете среднеквадратичную амплитуду напряжения источника шума $U_г$ до тех пор, пока выходной сигнал усилителя не увеличится на 3 дБ; это соответствует умножению среднеквадратичного напряжения на 1,414. Значение напряжения входного шума в полосе измерения при данном значении сопротивления источника равно значению добавленного сигнала. Таким образом усилитель имеет коэффициент шума

$$КШ = 10\lg\left(U_г^2/4kTR_г\right).$$

Отсюда можно получить значение отношения сигнал/шум для сигнала любой амплитуды с тем же сопротивлением источника, пользуясь формулой, приведенной в разд. 7.12:

$$С/Ш = 10\lg\left(U_и^2/4kTR_и\right) - КШ\left(R_и\right)\ дБ.$$

Существуют хорошие доступные калиброванные источники шума, большинство из которых предоставляют возможность ослабления до прецизионного уровня в микровольтовом диапазоне. Отметим еще раз: в приведенных формулах предполагается, что $R_{вх} \gg R_и$. С другой стороны, если измерение коэффициента шума производится с *согласованным* источником сигнала, т. е. если $R_и = Z_{вх}$, то в предыдущих выражениях необходимо опустить коэффициент 4.

Заметим, что этим способом $e_ш$ и $i_ш$ прямо не определяются, находится только определенная комбинация для источника с сопротивлением, равным сопротивлению возбуждающего генератора, который используется при измерении. Конечно, после нескольких таких измерений с разными сопротивлениями источника вы можете в результате вывести значения $e_ш$ и $i_ш$.

Превосходной вариацией этого метода является использование теплового шума резистора в качестве «источника шума». Это излюбленный прием разработчиков усилителей радиочастоты с очень м уровнем шума (в которых обычно полное сопротивление источника сигнала ра о 50 Ом и оно согласовано с полным входным сопротивлением усилителя). Делается это обычно следующим образом. В сосуд Дьюара с жидким азотом помещается 50-омная «заглушка» (так на профессиональном жаргоне называется хорошо спроектированный резистор с пренебрежимо малой индуктивностью или емкостью), так что она имеет температуру кипящего азота 77 К; вторая заглушка

50 Ом находится при комнатной температуре. Вход усилителя попеременно подключается к этим двум резисторам (обычно с помощью высококачественного коаксиального реле), в то время как мощность шума на выходе (на некоторой центральной частоте при некоторой полосе измерения) измеряется с помощью измерителя мощности радиочастоты. Назовем результаты этих двух измерений мощности выходных шумов для холодного и теплого резисторов соответственно $R_{хол}$ и $R_{тепл}$. Легко показать, что температура шума усилителя на частоте измерения равна

$$T_ш = \left(T_{тепл} - YT_{хол}\right)/\left(Y - 1\right),$$

где $Y = R_{тепл}/R_{хол}$ есть отношение мощностей шума. Отсюда, воспользовавшись формулой из разд. 7.12, имеем для коэффициента шума

$$КШ\,(дБ) = 10\lg\left(T_ш/290 + 1\right).$$

Упражнение 7.6. Выведите предыдущее выражение для температуры шума. Подсказка: для начала примите, что $R_{тепл} = \alpha\left(T_ш + T_{тепл}\right)$ и $R_{хол} = \alpha\left(T_ш + T_{хол}\right)$, где α – константа, которая скоро сократится; обратите внимание также на то, что вклад шума усилителя, обозначенный как температура шума, добавляется к температуре шума резистора источника. Вычтите ее отсюда.

Упражнение 7.7. Температура шума (или коэффициент шума) усилителя зависит от величины полного сопротивления источника сигнала $R_и$. Покажите, что усилитель, характеризующийся величинами $e_ш$ и $i_ш$ (как на рис. 7.46), имеет минимум температуры шума при полном сопротивлении источника $R_и = e_ш/i_ш$. Покажите, далее, что при этом значении $R_и$ температура шума определяется формулой $T_ш = e_ш i_ш/2k$.

Усилители с согласованным входным сопротивлением. Последний способ идеален для измерения шума усилителей, спроектированных в расчете на согласованное сопротивление источника сигнала. Наиболее частыми примерами таких усилителей являются радиочастотные усилители или приемники для работы с полным сопротивлением источника сигнала около 50 Ом и сами имеющие входное сопротивление 50 Ом. В гл. 13 мы обсудим причины отступления от нашего обычного критерия, который гласит, что источник сигнала должен иметь малое внутреннее полное сопротивление по сравнению с полным сопротивлением нагрузки, на которую он работает. В этом случае $e_ш$ и $i_ш$ по отдельности не важны, имеет значение только общий (с согласованным источником) коэффициент шума или некоторое специфицированное значение отношения сигнал/шум с согласованным источником сигнала оговоренной амплитуды.

Иногда шумовые параметры выражаются явно в виде амплитуды *узкополосного* сигнала, необходимого для получения определенного отношения сигнал/шум на выходе. Обычный радиоприемник может иметь специфицированное отношение сигнал/шум 10 дБ при среднеквадратичном напряжении входного сигнала 0,25 мкВ и ширине полосы 2 кГц. В этом случае процедура состоит в измерении среднеквадратичного напряжения выходного сигнала приемника в условиях возбуждения входа согласованным (по сопротивлению) источником синусоидального сигнала, вначале выведенным на ноль, а потом дающим возрастающий (синусоидальный) сигнал до тех пор, пока среднеквадратичный выходной сигнал не достигнет уровня 10 дБ; в обоих случаях ширина полосы приемника 2 кГц. Важно, чтобы используемый измерительный прибор давал истинное среднеквадратичное напряжение, когда шум и сигнал смешаны (подробнее об этом см. далее). Заметим, что при измерении радиочастотных шумов часто требуется работа с выходными сигналами звукового диапазона.

7.20. Генераторы шумов и сигналов

Широкополосный шум может генерироваться с помощью указанных ранее эффектов, а именно за счет теплового и дробового шума. Дробовой шум вакуумного диода является классическим источником широкополосного шума, который особенно удобен в работе, поскольку напряжение шума можно точно предсказать. С недавних пор в качестве источника шума все чаще применяется стабилитрон. Шумы обоих этих источников имеют спектр частот от нуля до очень больших значений, поэтому они полезны и при измерениях в звуковом диапазоне, и в радиодиапазоне.

Интересный источник шума можно по-

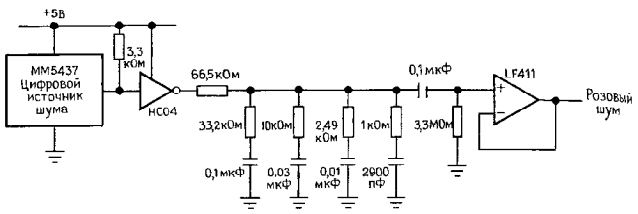


Рис. 7.61. Источник розового шума (−3 дБ/октава, ±0,25 дБ от 10 Гц до 40 кГц).

строить с помощью цифровой аппаратуры, в частности длинных сдвиговых регистров, в которых на вход подается результат сложения по модулю 2 нескольких фиксированных разрядов (разд. 9.33). В результате образуется выходной сигнал в виде псевдослучайной последовательности нулей и единиц, которая после цифро-аналогового преобразования и прохождения через фильтр нижних частот порождает аналоговый сигнал в виде белого шума со спектром, простирающимся до точки среза фильтра; эта точка должна быть намного ниже частоты, с которой сдвигается регистр. Такие генераторы могут работать на очень высоких частотах, генерируя шум до 100 и более килогерц. Этот «шум» обладает интересным свойством: по прошествии некоторого времени, определяемого длиной регистра, он в точности повторяется (регистр максимальной длины n бит перед повторением проходит через 2^n-1 состояний). Этот период без особого труда можно продлить на месяцы или годы, хотя секунд, как правило, достаточно. Например, 50-разрядный регистр, сдвигаемый с частотой 10 МГц генерирует белый шум со спектром до 100 кГц и временем повторения 3,6 года. Аппаратура для генерации псевдослучайного шума на базе этого метода описана в разд. 9.36.

Некоторые источники шума могут генерировать и белый и розовый шум. У розового шума равные мощности на каждой *октаве*, а не на каждой частоте. Плотность его мощности (мощность на герц) имеет спад 3 дБ/октава, и, поскольку *RC*-фильтр имеет спад 6 дБ/октава, для генерации розового шума из белого необходим довольно сложный фильтр. Схема, представленная на рис. 7.61, работает от ИМС 23-разрядного цифрового генератора белого шума и дает на выходе розовый шум с точностью ±0,25 дБ от 10 Гц до 40 кГц.

Выпускаются самые разнообразные источники сигнала с прецизионно-регулируемой амплитудой выходного сигнала (вплоть до микровольтового диапазона и ниже) и частотой от долей герца до гигагерц. Некоторые из них могут программироваться по цифровой «шине». В качестве примера – синтезирующий генератор сигнала, модель 8660 Hewlett-Packard, с частотой выходного сигнала от 0,01 до 110 МГц и амплитудой выходного сигнала, калиброванной от 10 нВ до 1 В (среднеквадратичное напряжение), с удобным цифровым дисплеем, шиной внешних соединений (интерфейсом) и шикарными приставками для расширения полосы частот до 2,6 ГГц для модуляции и качания частоты. Это несколько больше, чем обычно нужно для работы.

7.21. Ограничение полосы частот и измерение среднеквадратичного (эффективного) напряжения

Ограничение полосы частот. Во всех измерениях, о которых говорилось, предполагается, что шум на выходе рассматривается в ограниченной полосе частот. В некоторых случаях усилитель может иметь приспособления для такого ограничения, что облегчает работу. Если это не так, то приходится присоединять к выходу усилителя какой-нибудь фильтр, и уже потом измерять напряжение шума на выходе фильтра.

Проще всего использовать обычный *RC*-фильтр с точкой, отвечающей значению −3 дБ, установленной примерно на край нужной полосы. Для точного измерения шума необходимо знать эквивалентную «полосу шума», т. е. ширину полосы совершенного «прямоугольного» фильтра нижних частот, через который бы проходило такое же напряжение шума (рис. 7.62). Значение ширины этой полосы подставляется вместо B в приведенных выше выражениях. После несложных выкладок находим:

$$B=(\pi/2)f_{-3\text{ дБ}}=1{,}57f_{-3\text{ дБ}}.$$

Для пары каскадно соединенных *RC*-фильтров (развязанных таким образом, чтобы они не нагружали друг друга) математическим выражением будет $B=1{,}22f_{-3\text{ дБ}}$. Для фильтра Баттерворта, описанного в разд. 5.05, ширина полосы шумов такова:

$B=1{,}5f_{-3\text{ дБ}}$	1 полюс
$B=1{,}11f_{-3\text{ дБ}}$	2 полюса
$B=1{,}05f_{-3\text{ дБ}}$	3 полюса
$B=1{,}025f_{-3\text{ дБ}}$	4 полюса

Если вы хотите провести измерения в ограниченной полосе частот около некоторой средней частоты, то можете использовать пару *RC*-фильтров (рис. 7.63); в этом случае полоса частот будет иметь указанный вид. Если у вас уже есть опыт

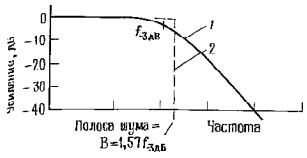


Рис. 7.62. Эквивалентная «прямоугольному фильтру» полоса шума *RC*-фильтра нижних частот. *1* – *RC*-фильтр (20 дБ/декада); *2* – эквивалентная идеальная характеристика.

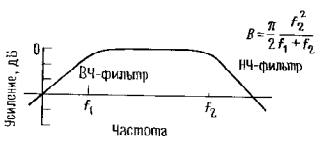


Рис. 7.63. Эквивалентная «прямоугольному фильтру» полоса шума полосового *RC*-фильтра.

контурного интегрирования, можете попробовать сделать следующее упражнение:

Упражнение 7.8. (Факультативное.) Выведите предыдущий результат прямо из свойств характеристик *RC*-фильтров. Предположите, что мощность входного сигнала равна единице на герц и проинтегрируйте выходную мощность от нуля до бесконечности. Контурный интеграл и будет искомым ответом.

Другой способ изготовить полосовой фильтр для измерения шума – это использовать *RLC*-схему. Это лучше, чем пара каскадно соединенных *RC*-фильтров верхних и нижних частот, если вы хотите провести измерения в полосе, узкой в сравнении с центральной частотой (т. е. с высоким Q). На рис. 7.64 показаны как параллельная, так и последовательная *RLC*-схема, а также точные формулы, определяющие их полосы пропускания; для обеих схем резонансная частота $f_0=1/2\pi\sqrt{LC}$. Вы можете сформировать схему

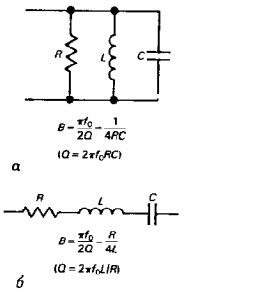


Рис. 7.64. Эквивалентная «прямоугольному фильтру» полоса шума полосового RLC-фильтра.

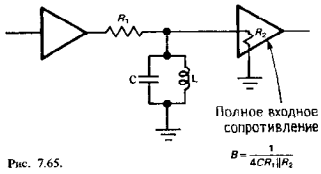


Рис. 7.65.

полосового фильтра в виде параллельной коллектору (или стоку) *RLC*-нагрузки; в этом случае используются приведенные выражения. Другой вариант: можно ввести фильтр, как показано на рис. 7.65; с точки зрения пропускания шумов в определенной полосе эта схема в точности эквивалентна параллельной *RLC*-цепи при $R = R_1 \| R_2$.

Измерение напряжения шума. Наиболее точный способ измерения выходного шума – использование выверенного вольтметра среднеквадратичного (эффективного) напряжения. Он работает путем измерения нагрева, производимого соответственно усиленным сигналом, или с использованием аналоговой схемы возведения в квадрат с последующим усреднением. Если вы пользуетесь измерителем истинного среднеквадратичного значения, то сначала проверьте, рассчитан ли он на те частоты, на которых проводятся измерения, потому что некоторые такие приборы имеют частоту всего несколько килогерц. Измерители истинного среднеквадратичного напряжения специфицируются также по пик-фактору, т. е. предельному отношению пикового напряжения к среднеквадратичному, при котором нет больших потерь точности. При измерении нормальных (гауссовских) шумов достаточно иметь пик-фактор от трех до пяти.

При отсутствии среднеквадратичного вольтметра можно воспользоваться простым осредняющим вольтметром переменного тока. Но в этом случае показания прибора приходится корректировать. Дело в том, что все осредняющие вольтметры (VOM, DMM и т. п.) изначально настроены так, что показывают не *среднее* напряжение, а среднеквадратичное напряжение *в предположении синусоидальности сигнала*. Например, если измерить напряжение электросети в США, то вольтметр покажет приблизительно 117 В. Это прекрасно, но, так как вы измеряете гауссовский шум, то придется применить дополнительную коррекцию. Правило здесь такое: чтобы получить среднеквадратичное напряжение гауссовского шума, следует показания осредняющего вольтметра переменного тока умножить на 1,13 или добавить 1 дБ. Предупреждение: это правило хорошо работает, если измеряется чистый шум (т. е. выходной сигнал усилителя с резистором или генератором шума на входе), но оно не даст точного значения, если к шуму добавлен синусоидальный сигнал.

Третий метод (не очень точный) состоит в наблюдении шумовой картины на экране осциллографа: среднеквадратичное напряжение равно от 1/6 до 1/8 значения разности пиков (разброс зависит от вашей субъективной оценки этой величины). В этом методе хотя и неточном, не возникает проблем с получением достаточной полосы измерения.

7.22. Попурри на тему шумов

Вот подборка интересных и, возможно, полезных фактов.

1. Время осреднения, необходимое для того, чтобы в показывающем приборе флуктуации выпрямленного шумового сигнала уменьшились до требуемого уровня при заданной полосе шумов, равно

$$\tau \approx 1600/B\sigma^2 \text{ с},$$

где τ – постоянная времени показывающего прибора, необходимая для того, чтобы создать на выходе линейного детектора, возбуждаемого на входе шумом с полосой B, флуктуации со стандартным отклонением σ процентов.

2. Для белого шума с ограниченной полосой ожидаемое количество максимумов в секунду равно

$$N = \sqrt{3(f_2^2 - f_1^2)/5(f_2^3 - f_1^3)},$$

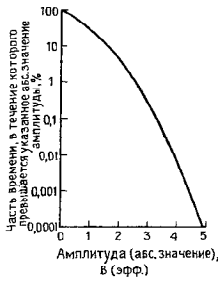


Рис. 7.66. Относительная наблюдаемость амплитуд в гауссовском шуме.

где f_1 и f_2 – нижняя и верхняя границы полосы. Для $f_1 = 0$ $N = 0{,}77 f_2$; для узкополосного шума $(f_1 \approx f_2)$ $N \approx (f_1 + f_2)/2$.

3. Отношение среднеквадратичного значения к среднему составляет:

для гауссовского шума эфф/ср = $= \sqrt{\pi/2} = 1{,}25 = 1{,}96$ дБ,

для синусоидального сигнала эфф/ср = $= \pi/2^{3/2} = 1{,}11 = 0{,}91$ дБ,

для прямоугольного сигнала эфф/ср = $= 1 = 0$ дБ

4. Частоты появления амплитуд в гауссовском шуме. Рис. 7.66 показывает долю времени, когда данный уровень амплитуды превышается гауссовским шумом (мгновенным значением), имеющим эффективное значение 1 В.

ПОМЕХИ: ЭКРАНИРОВАНИЕ И ЗАЗЕМЛЕНИЕ

Шум» в виде мешающего сигнала, т. е. само сети, сигналов, приходящих по связям с источником питания и путям заземления, на практике может иметь более важное значение, чем рассматривавшийся ранее внутренний шум. Эти мешающие сигналы могут быть уменьшены до незаметных значений (в отличие от теплового шума) путем правильного размещения и конструирования схем. В упорных случаях можно включать комбинацию из фильтрации на линиях входа и выхода, тщательно продуманного расположения заземления, а также дорогостоящую электростатическую и магнитную экранировку. В ближайших разделах мы попытаемся осветить эту темную область искусства схемотехники.

7.23. Помехи

Сигнал помехи может попасть в электронный прибор по входам линий питания или по линиям ввода и вывода сигнала. Помехи могут попасть в схему и через емкостную связь с проводами (электростатическая связь – наиболее серьезный эффект для точек схемы с большим полным сопротивлением) или через магнитную связь с замкнутыми контурами внутри схемы (независимо от уровня полного сопротивления), или электромагнитную связь с проводами, работающими как небольшие антенны для электромагнитных волн. Любой из этих механизмов может передавать сигнал из одной части схемы в другую. И наконец, токи сигнала в одной части могут влиять на другую часть схемы при падении напряжения на путях заземления и линиях питания.

Исключение помех. Для решения этих часто встречающихся вопросов борьбы с помехами придумано много эффективных приемов. Однако следует помнить, что все эти приемы направлены на уменьшение сигнала (или сигналов) помехи, редко когда помеха уничтожается совсем. Поэтому имеет смысл повысить уровень сигнала просто для увеличения отношения сигнал/шум. Кроме того, надо ясно представлять себе, что внешние условия могут быть в смысле помех очень разными – прибор, который безукоризненно работает на стенде, может вести себя безобразно на том месте, для которого он предназначен. Перечислим некоторые внешние условия, которых следует избегать: а) соседство радио- и телестанций (РЧ-помехи), б) соседство линий метро (импульсные помехи и «мусор» в линии питания), в) близость высоковольтных линий (радиопомехи, шипение), г) близость лифтов и электромоторов (всплески в линии питания), д) здания с регулято-

рами освещения и отопления (всплески в линии питания) е) близость оборудования с большими трансформаторами (магнитные наводки) и ж) особенно близость электросварочных аппаратов (наводки всех видов неимоверной силы). При сем прилагается ряд советов, технических приемов и заклинаний из области черной магии.

Сигналы, связанные через входы, выходы и линии питания. В борьбе с шумами, идущими по линии питания, лучше всего комбинировать линейные РЧ-фильтры и подавители переходных процессов в линии переменного тока. Этим способом можно добиться ослабления помех на 60 дБ при частотах до нескольких сот килогерц, а также эффективного подавления повреждающих всплесков.

С входами и выходами дело сложнее из-за уровней полного сопротивления и потому, что надо обеспечить прохождение полезных сигналов, которые могут иметь тот же частотный диапазон, что и помехи. В устройствах типа усилителей звуковых частот можно использовать фильтры нижних частот на входе *и на выходе* (многие помехи от близлежащих радиостанций попадают в схему через провода громкоговорителя, выполняющие роль антенн). В других ситуациях необходимы, как правило, экранированные провода. Провода с сигналами низкого уровня, в частности при высоком уровне полного сопротивления, всегда нужно экранировать. То же относится к внешнему корпусу прибора.

Емкостная связь. Внутри прибора сигналы могут прекрасно проходить всюду путем электростатической связи: в какой-нибудь точке в приборе происходит скачок сигнала 10 В и на расположенном рядом входе с большим полным сопротивлением произойдет тот же симпатичный скачок. Что тут можно сделать? Лучше всего уменьшить емкость между этими точками, нарушителями порядка (разнеся их), добавить экран (цельнометаллический футляр или даже металлическая экранирующая оплетка исключает этот вид связи), придвинуть провода вплотную к плате заземления (которая «глотает» электростатические пограничные поля, в огромной степени ослабляя связь) и, если возможно, снизить полное сопротивление насколько удастся. Входы операционного усилителя в отличие от выходов легко подхватывают помеху. Более подробно об этом см. далее.

Магнитная связь. К сожалению, низкочастотные магнитные поля не ослабляются существенно металлической экранировкой. Проигрыватель, магнитофон, микрофон или другая чувствительная схема, расположенная вблизи большого силового трансформатора, будет иметь очень большие наводки сетевой частоты. Лучший способ борьбы с этим явлением – следить, чтобы каждый замкнутый контур внутри схемы имел минимальную площадь, и стараться, чтобы схема не имела проводов в виде петли. Эффективны в борьбе с магнитной наводкой витые пары, так как площадь каждого витка мала, а сигналы, наведенные в следующих друг за другом витках, компенсируются.

При работе с сигналами очень низкого уровня, или устройствами, очень чувствительными к магнитным наводкам (головки магнитофонов, катушки индуктивности, проволочные сопротивления), может оказаться желательным магнитное экранирование. «Экраны из мю-металла» выпускаются в виде готовых форм или гибких листов. Если внешнее магнитное поле велико, то лучше всего применять экран из материала с высокой магнитной проницаемостью, окруженный экраном с низкой магнитной проницаемостью (например, из обычного железа) для того, чтобы предотвратить магнитное насыщение внутреннего экрана. Конечно, наиболее простым решением часто является удаление мешающего источника магнитного поля. Иногда бывает необходимо убирать большие силовые трансформаторы, так сказать, с переднего края. Тороидальные трансформаторы имеют меньшую величину излучаемого магнитного поля по сравнению с обычными прямоугольными.

Радиочастотные помехи. Наводки радиочастоты могут быть очень коварными, поскольку невинная на взгляд часть схемы может работать как эффективный резонансный контур с огромным резонансом

ником. Кроме общего экранирования, желательно все провода делать как можно короче и избегать образования петель, в которых может возникнуть резонанс. Если речь идет об очень высоких частотах, то тут могут помочь ферритовые кольца-бусины. Классической ситуацией паразитного приема высоких частот является пара шунтирующих конденсаторов (один танталовый, другой дисковый керамический), что часто рекомендуется для улучшения шунтирования питания. Такая пара образует отличный паразитный настроенный контур где-то в области от ВЧ до СВЧ (от десятков до сотен мегагерц), да еще и самовозбуждающийся (при наличии усиления)!

7.24. Сигнальное заземление

Провода заземления и заземленные экраны могут доставить много неприятностей, и по этому поводу существует много недоразумений. В двух словах сущность проблемы такова: ток (о котором мы забыли), протекая по линии заземления, может возбудить сигнал, который воспринимает другая часть схемы, сидящая на том же проводе заземления. Часто делают «Мекку» заземления – это точка, в которой сходятся все линии заземления схемы, но это – решение в лоб; при мало-мальском понимании сути проблемы вы сможете в большинстве ситуаций найти более разумное решение.

Обычные ошибки заземления. Общая ситуация представлена на рис. 7.67. В одном приборе находятся усилитель низкого уровня и мощный усилитель (драйвер) с большим потребляемым током. Первая схема сделана правильно: оба усилителя присоединены непосредственно к измерительным выводам стабилизатора напряжения питания, поэтому падение напряжения IR на проводах, идущих к мощному каскаду, не оказывает влияния на напряжение питания усилителя низкого уровня. К тому же ток нагрузки, проходя на землю, не появляется на входе низкого уровня; вообще, никакой ток не идет по проводу заземления входа усилителя низкого уровня к схемной «Мекке» (в качестве которой может быть выбрано со-

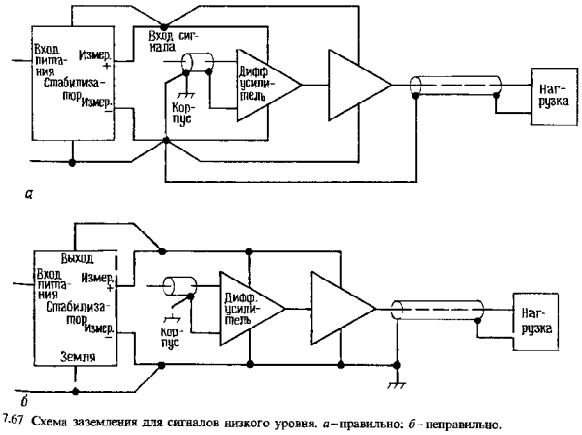


Рис. 7.67 Схема заземления для сигналов низкого уровня. *а* – правильно; *б* – неправильно.

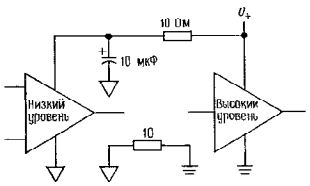


Рис. 7.68.

единение с корпусом возле входного коаксиального разъема BNC).

Во второй схеме имеются две грубые ошибки. Флуктуации напряжения питания, порожденные токами нагрузки каскада высокого уровня, отражаются на напряжении питания каскада низкого уровня. Если входной каскад имеет недостаточно высокий коэффициент ослабления флуктуаций питания, то это может привести к возникновению автоколебаний. Дальше и того хуже: ток нагрузки, возвращаясь к источнику питания, вызывает флуктуации потенциала на «земле» корпуса по отношению к заземлению источника питания. Входной каскад оказывается привязанным к этой «переменной земле», а это, очевидно, плохо. Мораль состоит в том, что надо следить, где протекают большие токи сигнала, и смотреть, чтобы вызываемые ими падения напряжения не влияли на вход. В некоторых случаях разумно отделить источник питания от каскада низкого уровня небольшой *RC*-цепью (рис. 7.68). В особо трудных случаях с развязкой источника питания можно попробовать в цепь питания каскада низкого уровня поставить стабилитрон или трехвыводной стабилизатор для дополнительной развязки.

7.25. Межприборное заземление

Идея главной точки заземления внутри одного прибора хороша, но что делать, если сигнал идет из одного прибора в другой и у каждого из них свое представление о «земле»? Рекомендуем несколько предложений.

Сигналы высокого уровня. Если сигналы

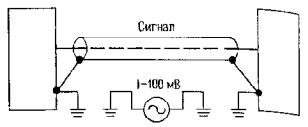


Рис. 7.69.

имеют напряжение несколько вольт или это логические сигналы высокого уровня, то просто соедините то, что нужно, и забудьте об этом (рис. 7.69). Источник напряжения (обозначен между двумя заземлениями) представляет собой разность потенциалов между двумя выводами линий питания в одной и той же комнате или (что хуже) в разных комнатах здания. Эта разность потенциалов состоит частично из напряжения, наведенного от сети, гармоник частоты сети, радиочастотных сигналов (силовые линии питания–хорошая антенна), разных всплесков и прочего «мусора». Если ваши сигналы достаточно велики, то со всем этим вы можете жить.

Малые сигналы и длинные линии. Для малых сигналов такая ситуация нетерпима, и вам придется сделать некоторые усилия, чтобы ее улучшить. Несколько идей для этой цели содержит рис. 7.70. На первой схеме коаксиальный экранированный кабель присоединен к корпусу и схемному заземлению источника сигнала, но изолирован от корпуса приемника (используйте изолированный разъем BNC Bendix 4890-1 или Amphenol 31-010). Благодаря дифференциальному усилителю для буферизации входного сигнала подавляется синфазный сигнал в цепи заземления, выделяющийся на экране. Также полезно подключить резистор с малым сопротивлением и шунтирующий конденсатор на землю для ограничения слишта «напряжения заземления» и предупреждения повреждений входного каскада. Еще одна схема приемника на рис. 7.70 демонстрирует использование «псевдодифференциального» входного включения для усилительного каскада с одним выходом (это может быть, например, стандартный неинвертирующий ОУ, как по-

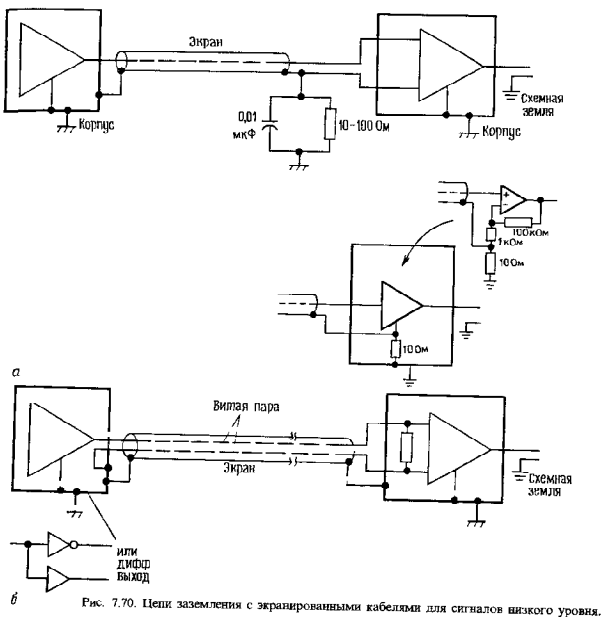


Рис. 7.70. Цепи заземления с экранированными кабелями для сигналов низкого уровня.

казано на схеме). Сопротивление 10 Ом включенного между общей точкой усилителя и схемной землей резистора достаточно велико (во много раз больше полного сопротивления заземления источника, так что потенциал в этой точке задает опорная земля источника сигнала. Разумеется, любой шум, присутствующий в этом узле схемы, появится также на выходе, однако это становится неважным, если каскад имеет достаточно высокий коэффициент усиления K_U, поскольку отношение полезного сигнала к шумам заземления увеличивается в K_U раз. Таким образом, хотя данная схема не является подлинно дифференциальной (обладающей бесконечным КОСС), тем не менее работает она достаточно хорошо (с эффективным КОСС, равным K_U). Такой прием псевдодифференциального включения с отслеживанием потенциала земли можно использовать также для сигналов низкого уровня *внутри* самого прибора, когда возникают проблемы с шумами заземления.

Во второй схеме используется экранированная витая пара, экран которой присоединен к корпусу на обоих концах. Это не опасно, так как по экрану сигнал не идет. Дифференциальный усилитель используется, как и раньше, на приемном конце. Если передается логический сиг-

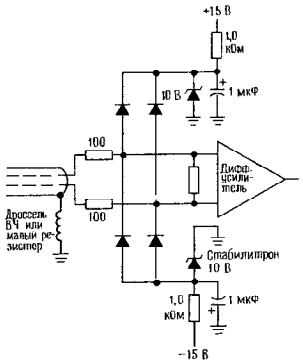


Рис. 7.71. Схема защиты входа приемника сигналов с очень длинной линии.

нал, то имеет смысл передавать дифференциальный сигнал (сигнал и его инверсию), как показано на рисунке. Во входных каскадах приемной стороны можно применять обычные дифференциальные усилители или, если очень сильны помехи от земли, специальные «изолированные» усилители (выпускаются фирмами Analog Devices и Burr-Brown). Последние могут работать при киловольтных синфазных сигналах. Также работают оптоэлектронные изолирующие модули, в некоторых случаях – это удобное решение для передачи цифровых сигналов.

На радиочастотах подходящий способ подавления синфазного сигнала на приемном конце дает трансформаторная связь; она также облегчает получить дифференциальный биполярный сигнал на передающем конце. Трансформаторы также популярны в звуковой аппаратуре, хотя они громоздки и ведут к некоторому искажению сигнала.

Для очень длинных кабельных линий (измеряемых милями) полезно принять меры против больших токов в экранах на радиочастотах. Способ достижения этого показан на рис. 7.71. Как было показано выше, дифференциальный усилитель работает с витой парой и на него не влияет напряжение экрана. Путем связи экрана через небольшую катушку индуктивности с корпусом удается сохранить малое напряжение постоянного тока, а большие радиочастотные токи исключить. На этой схеме показана также защита от выхода синфазного напряжения за пределы ±10 В.

Хорошая схема защиты многопроводного кабеля, в котором требуется исключить синфазные наводки, показана на рис. 7.72. Так как у всех сигналов эта наводка одна и та же, то единственный провод, подключенный к земле на передающем конце служит для компенсации синфазных сигналов во всех n проводах сигнала. Просто этот сигнал считывается по отношению к земле на приемном конце и используется как опорный входной сигнал для всех n дифференциальных усилителей, работающих с остальными сигналами.

Приведенные схемы хорошо подавляют

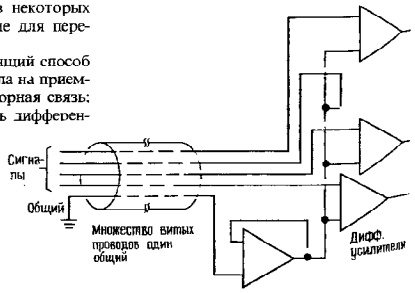


Рис. 7.72. Подавление синфазной помехи при пользовании длинным многожильным кабелем

синфазные помехи на низких и средних частотах, но против радиочастотных помех они могут оказаться неэффективными из-за низкого КОСС в приемном дифференциальном усилителе. Одной из возможностей здесь оказывается закрутка кабеля целиком вокруг ферритового тора (рис. 7.73). Это увеличивает последовательную индуктивность кабеля в целом, повышает полное сопротивление синфазному сигналу на высокой частоте и облегчает возможность шунтирования его на дальнем конце парой конденсаторов малой емкости на землю. Эквивалентная схема показывает, почему это происходит без ослабления дифференциального сигнала: у вас есть последовательные индуктивности, включенные в сигнальные линии и экран, но поскольку они образуют трансформатор с единичным отношением числа витков, дифференциальный сигнал не изменяется. Это есть на самом деле «1:1 продольный трансформатор», который описывается в разд. 13.10.

Плавающий источник сигнала. Та же несогласованность напряжений заземления в разных местах проявляется еще более серьезно на входах низкого уровня, поскольку там сигналы очень малы. Примером является головка магнитофона или другой источник сигнала, для которого нужна экранированная сигнальная линия. Если заземлить экран на обоих концах, то разность напряжений заземления появится в качестве сигнала на входе усилителя. Лучше всего отделить экран от заземления *в источнике* (рис. 7.74).

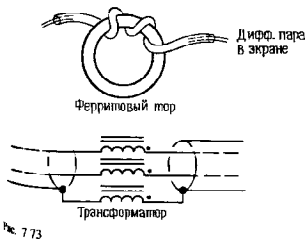


Рис. 7.73

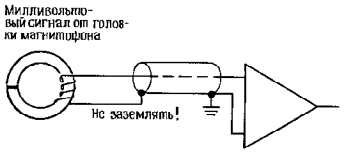


Рис. 7.74.

Изолирующие усилители. Другим решением серьезных проблем, связанных с заземлением, является использование «изолирующего усилителя». Изолирующие усилители – это готовые устройства, предназначенные для передачи аналогового сигнала (с полосой частот, начинающейся с постоянного тока) от схемы с одним опорным уровнем заземления к другой схеме, имеющей совершенно другую землю (рис. 7.75). На практике в некоторых экзотических ситуациях потенциалы этих «земель» могут отличаться на много киловольт! Применение изолирующих усилителей обязательно в медицинской электронике – там, где электроды прикладываются к телу человека, с тем, чтобы полностью изолировать такие контакты от измерительных схем, запитанных непосредственно от сети переменного тока. В выпускаемых в настоящее время изолирующих усилителях используется один из следующих трех методов:

1. Трансформаторная изоляция (развязка) несущего сигнала высокой частоты, подвергнутого частотной или широтно-импульсной модуляции относительно узкополосным сигналом (с частотой от 0 до 10 кГц или около того), который необходимо изолировать (рис. 7.76). Этот метод применяется во всех изолирующих усилителях фирмы Analog Devices, а также в ряде устройств фирмы Burr-Brown. Изолирующие усилители с трансформаторной развязкой имеют удобную особенность: питание постоянного тока подается только на одну сторону (передающую или приемную); у всех у них в корпусе встроен преобразователь постоянного напряжения в постоянное напряжение с трансформаторной связью.

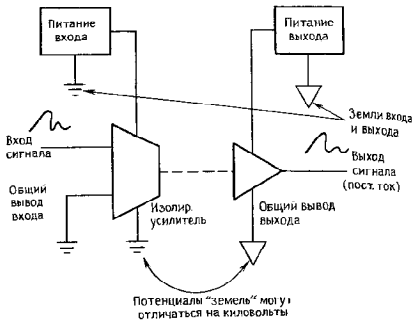


Рис. 7.75. Концепция изолирующего усилителя.

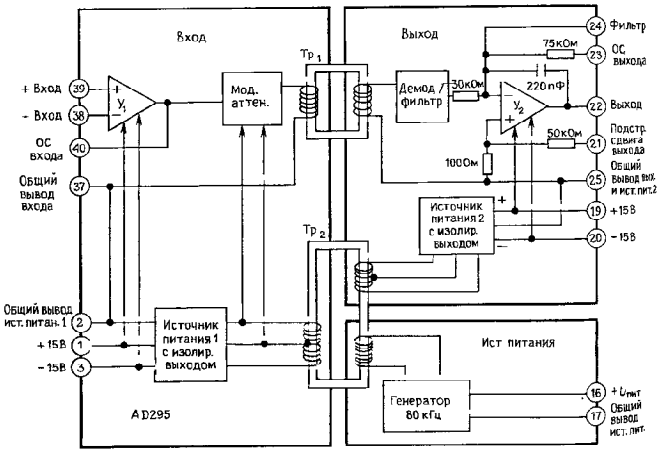


Рис. 7.76. Изолирующий усилитель AD295 с трансформаторной связью. (Analog Devices).

Усилители такого типа обеспечивают изоляцию до 3,5 кВ и имеют типичную полосу пропускания порядка 2 кГц хотя некоторые устройства работают с сигналами до 20 кГц.

2. Оптоэлектронная передача сигнала через светодиод на передающем конце и фотодиод на стороне приемника. Типичным примером использования этого метода служит ISO100 фирмы Burr-Brown.

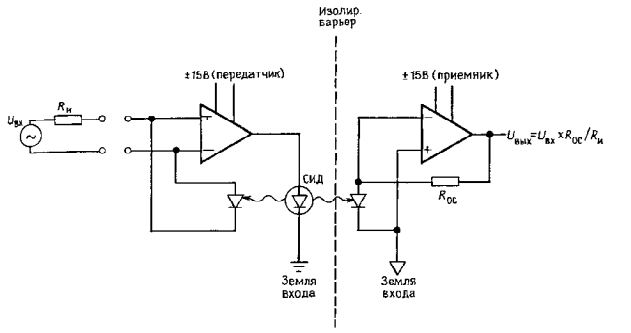


Рис. 7.77. Аналоговый изолирующий усилитель с оптической связью.

Здесь не требуется высокочастотной несущей, поскольку сигналы, будь они даже постоянного тока, можно передавать оптически. Для того чтобы добиться хорошей линейности, Burr-Brown использовала изящный ход: свет от светодиода падает также на второй (согласованный с первым) фотодиод, включенный на передающем конце по схеме обратной связи, так что нелинейности свето- и фотодиода взаимно уничтожаются; см. рис. 7.77. ISO100 требует источников питания на обоих концах, изолирует до 750 В и имеет полосу 60 кГц.

3. Изоляция за счет емкостной связи по высокочастотной несущей, модулированной по частоте сигналом, который необходимо изолировать (рис. 7.78). Представителями этого метода являются ISO102 ISO106 и ISO122 фирмы Burr-Brown (рис. 7.79). Здесь нет обратной связи, как и при трансформаторной изоляции, но для большинства моделей нужны источники питания на обоих концах. Это обычно не доставляет трудностей, поскольку у вас, скорее всего, должны быть электронные схемы на обоих концах, генерирующие и использующие сигнал. Если это не так, то вы можете достать изолированный преобразователь постоянного напряжения для использования его в такого рода усилителе. ISO106 обеспечивает изоляцию до 3,5 кВ и имеет полосу пропускания 70 кГц.

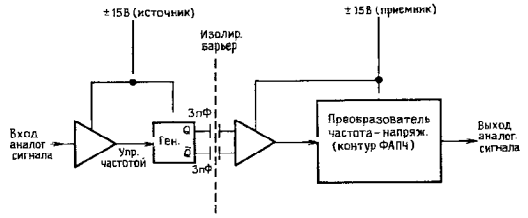


Рис. 7.78. Изолирующий усилитель с емкостной связью

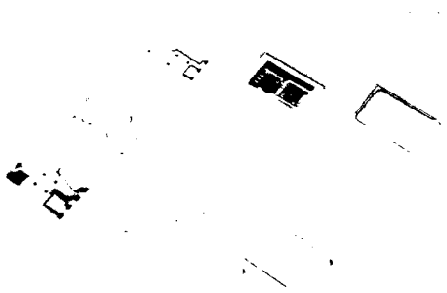


Рис. 7.79. Изолирующий усилитель ISO106 фирмы Burr-Brown. (Burr-Brown Corporation).

Все изолирующие усилители такого рода предназначены для работы с *аналоговыми* сигналами и обладают умеренной полосой пропускания; стоимость каждого из них лежит в пределах от 25 до 100 долл. Такого же плана проблемы заземления могут возникать и в цифровых схемах, где они решены просто и эффективно: выпускаются изоляторы с оптической связью (оптоизоляторы) с большим выбором полосы (до 10 МГц и более), изолирующие разность потенциалов в несколько киловольт и имеющие низкую стоимость (1–2 долл.). Мы познакомимся с ними в гл. 9.

Защита сигнала. К этому вопросу тесно примыкает защита сигнала – изящный способ уменьшения эффектов входной емкости и утечек при малых сигналах и большом полном сопротивлении. Если вы работаете с сигналами от микроэлектродов или емкостных датчиков с внутренним полным сопротивлением в сотни мегаом, то даже входная емкость в несколько пикофарад может в этом случае совместно с этим сопротивлением образовать фильтр нижних частот со спадом, начинающимся с нескольких герц! К тому же конечное значение сопротивления изоляции в соединительном кабеле легко может на порядки ухудшить рабочие параметры усилителя со сверхнизким током входного сигнала (ток смещения меньше пикоампера) за счет утечек. Обе эти проблемы разрешаются путем использования *защитного электрода* (рис. 7.80).

Внутренний экран соединен с повторителем; это эффективно исключает токи и резистивных, и емкостных утечек за счет нулевой разности потенциалов между сигнальным проводом и его окружением. Внешний заземленный экран предохраняет от помех защитный электрод; не доставляет хлопот работа повторителя на

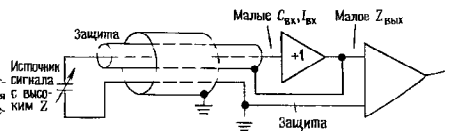


Рис. 7.80. Применение «защитного» экрана для увеличения входного полного сопротивления.

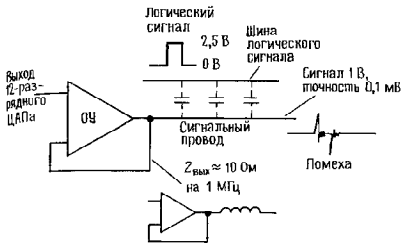


Рис. 7.81. Схема образования помех от цифровых схем в линейном аналоговом сигнале.

емкость и утечку между экранами, так как у повторителя малое полное выходное сопротивление.

Однако не следует применять этот прием чаще, чем это необходимо; имеет смысл ставить повторитель как можно ближе к источнику сигнала, защищая лишь небольшой отрезок кабеля, соединяющий повторитель и источник. Передавать сигнал после повторителя с его низким выходным полным сопротивлением к отдаленному усилителю можно и по обычному экранированному кабелю. Защиту сигнала мы рассмотрим в разд. 15.08 в связи с микроэлектродами с большим полным сопротивлением.

Влияние на выходные сигналы. Как правило, выходное сопротивление ОУ настолько мало, что не надо заботиться о емкостных наводках на выходной сигнал. Однако в случае наличия высокочастотной или быстропереключающейся помехи основание для беспокойства имеется особенно если от выходного сигнала требуется более или менее приличная точность. Рассмотрим пример на рис. 7.81. Прецизионный сигнал усиливается с помощью ОУ и проходит через область пространства, содержащую логические элементы с сигналами, дискретно изменяющимися со скоростью нарастания 0,5 В/нс. Выходное полное сопротивление замкнутого ОУ повышается с частотой, достигая значений от 10 до 100 Ом на частоте 1 МГц (см. разд. 7.07). Какой должна быть наибольшая допустимая паразитная емкость связи, если влияние помехи должно быть меньше разрешения аналогового сигнала 0,1 мВ? Удивительный ответ – 0,02 пФ.

Есть несколько решений этого вопроса. Лучше всего держать ваш маленький аналоговый сигнал подальше от скопления быстропереключающихся сигналов. Средней величины конденсатор, шунтирующий выход ОУ (возможно, с небольшим последовательным резистором для обеспечения устойчивости ОУ), может исправить положение, хотя и снизит скорость нарастания. Грубо говоря, конденсатор снижает частоту воспринимаемых помех до такого значения, при котором обратная связь усилителя может их подавить. Несколько сот пикофарад на землю придадут достаточную устойчивость аналоговому сигналу высокой частоты (представьте себе емкостный делитель напряжения). Еще одна возможность – это применить буферный усилитель с низким полным выходным сопротивлением, как LT1010, или мощный ОУ типа LM675. Не пренебрегайте также возможностью использовать экранирование, витые пары и близость к платам заземления для уменьшения влияний.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

7.26. Удачные схемы

На рис. 7.82 показаны некоторые идеи построения схем, имеющие отношение к теме данной главы.

Удачные схемы

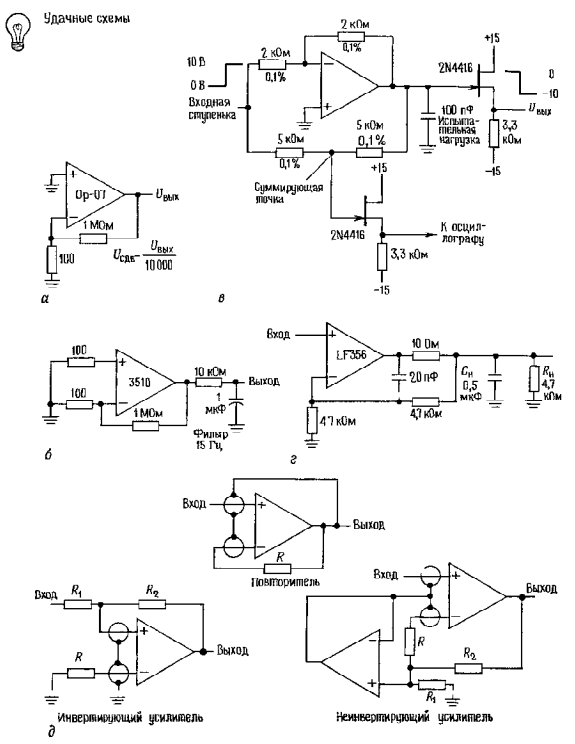


Рис. 7.82. *а* – схема измерения напряжения сдвига ОУ; *б* – схема измерения низкочастотного шума ОУ; *в* – схема измерения времени установления; *г* – схема для работы на большую емкостную нагрузку; *д* – схемы защиты от помех входов сигналов низкого уровня с высоким Z (R компенсирует выходное сопротивление источника);

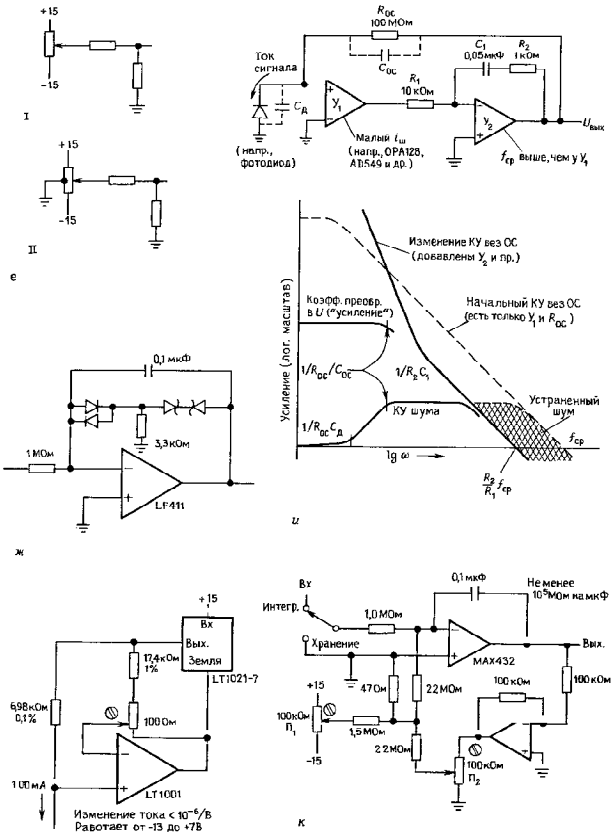


Рис. 7.82 (продолжение). *е* – схема подстройки сдвига (I – традиционная; II – улучшенная с потенциометром со средней точкой. Эта схема, предоставленная фирмой Bourns, имеет меньшую зависимость от небаланса напряжений питания); *ж* – интегратор с ограничителем из стабилитронов с малой утечкой; *з* – сверхпрецизионный источник тока; *и* – уменьшение "усиления шума" в усилителе сигналов низкого уровня – преобразователе полного сопротивления (из сборника по применению фирмы Burr-Brown); *к* – прецизионный интегратор с компенсацией утечки конденсатора (потенциометр $П_1$ используется для установления нулевого дрейфа в момент, когда напряжение на выходе близко к нулю, а $П_2$ – когда выход близок к +10 В);

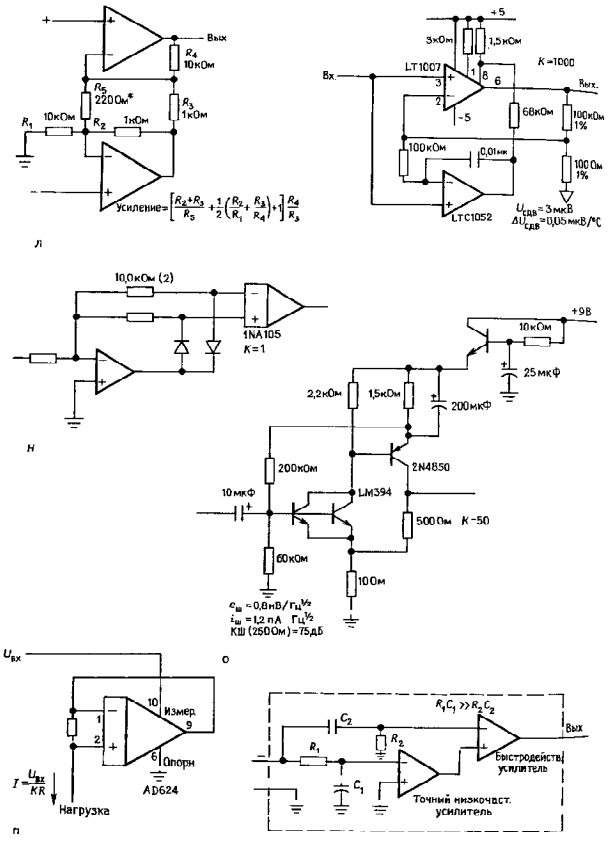


Рис. 7.82. Продолжение

л–измерительный усилитель (коэффициент усиления задается выбором R_5); *м*–малошумящий с малым дрейфом усилитель; шум составляет 60 нВ (дв. ампл.) в диапазоне частот 0,1–10 Гц–сравните с большим значением шума усилителя с прерыванием (1,5 мкВ двойной амплитуды); *н*–активный выпрямитель (симметричная схема); *о*–малошумящий предусилитель, рассчитанный на работу с $R_и < 600$ Ом (разработано Бобом Видларом для фирмы NSC); *п*–программируемый источник тока использующий измерительный усилитель; *р*–ОУ, обеспечивающий высокую точность по постоянному току, высокое быстродействие или большую мощность;

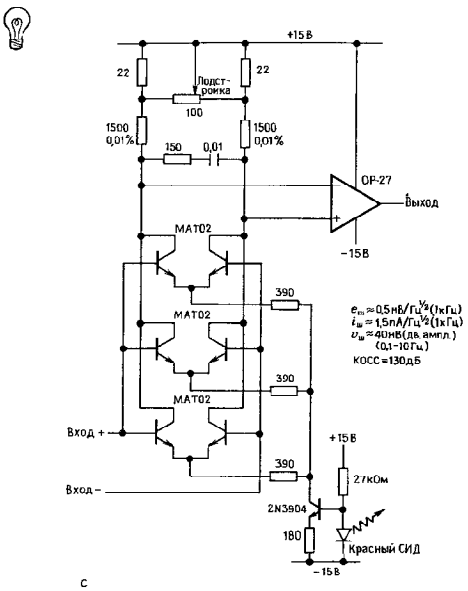


Рис. 7.82. Продолжение.

с–ОУ со сверхмалым шумом (фирма PMI, заметка по применению 102).

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1). До е. что $СШ = 10\lg(\frac{2}{3}4kTR_и) - КШ$ (дБ) (при $R_и$).

2). Синусоидальный сигнал 100 Гц с эффективным напряжением 10 мкВ проходит через резистор 1 МОм при комнатной температуре. Какое будет отношение сигнал шум в полученном в результате сигнале (а) в полосе шириной 10 Гц с центром на частоте 100 Гц? (б) В полосе частот от 0 до 1 МГц?

(3). Транзисторный усилитель, в котором применен 2N5 , работает при токе коллектора 100 мкА и возбуждается источником сигнала с полным сопротивлением 2000 Ом. (а) Найдите коэффициент шума при 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц. (б) Найдите отношение сигнал ш м на каждой из названных частот для входного сигнала, а 50 нВ (среднеквадратичное) и полосы пропускания усилителя 10 Гц.

(4). Были произведены измерения на промышленном усилителе для определения его эквивалентного шума $e_ш$ и $i_ш$ при частоте 1 кГц ($Z_вх = 1$ МОм). Выходной сигнал усилителя был пропущен через фильтр с крутым спадом частотной характеристики и полосой

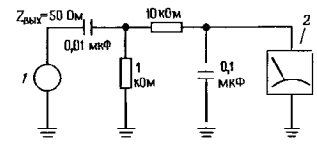


Рис. 7.83.

пропускания шириной 100 Гц, и входной сигнал 10 мкВ дал выходной сигнал 0,1 В. При таком уровне вклад шума усилителя пренебрежимо мал. Среднеквадратичное напряжение шумов на выходе равно 0,4 мВ при закороченном входе. При разомкнутом входе выходной шум возрастает до 50 мВ эфф. (а) Найдите $e_{ш}$ и $i_{ш}$ для этого усилителя на частоте 1 кГц. (б) Найдите коэффициент шума этого усилителя на частоте 1 кГц при сопротивлениях источника 100 Ом, 10 кОм и 100 кОм.

(5). На некотором усилителе производились измерения с помощью калиброванного источника шума с выходным полным сопротивлением 50 Ом. Выход генератора должен был быть увеличен до 2 нВ/Гц$^{1/2}$ для того, чтобы удвоить мощность выходного шума усилителя. Каков коэффициент шума при сопротивлении источника 50 Ом?

(6). Напряжение выходного шума у генератора белого шума измеряется с помощью схемы, показанной на рис. 7.83. При некотором уровне выходного сигнала генератора вольтметр переменного тока показывает 1.5 В эфф. Какова будет плотность шума (среднеквадратичная, в вольтах на корень из герца) на выходе генератора?

ГЛАВА 8
ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

ОСНОВНЫЕ ЛОГИЧЕСКИЕ ПОНЯТИЯ

8.01. Цифровые и аналоговые сигналы

Мы рассматривали до сих пор главным образом схемы, входные и выходные напряжения которых могли изменяться в определенном диапазоне значений: RC-цепи, интеграторы, выпрямители, усилители и т.п. Когда сигналы, с которыми приходится иметь дело, либо являются непрерывными по самой своей природе (например, звуковые), либо представляют собой непрерывно меняющиеся напряжения, поступающие от измерительных приборов (например, от устройств для измерения температуры или обнаружения светового излучения, биологических или химических зондов), это естественно.

Входной сигнал по своей природе может быть и чисто дискретным, например импульсы в детекторе частиц или «биты» информации, поступающие от ключа, клавиатуры или ЭВМ. В подобных случаях естественно и удобно использовать цифровую электронику, т.е. схемы, которые имеют дело с информацией, представленной в виде «единиц» или «нулей». Для того чтобы непрерывную (аналоговую) информацию можно было обрабатывать на ЭВМ или хранить в виде чисел, ее необходимо преобразовать в цифровую форму и наоборот (с помощью цифро-аналоговых ЦАП и аналого-цифровых АЦП-преобразователей). Характерным примером служит ситуация, в которой микропроцессор или ЭВМ воспринимает сигналы от экспериментальной или промышленной установки, на основе полученных данных управляет параметрами эксперимента и хранит полученные результаты для последующего использования в процессе эксперимента.

Другим интересным примером, который демонстрирует возможности цифровых методов, является передача аналоговых сигналов без искажений, связанных с воздействием помех. Например, звуковые и видеосигналы, передаваемые по кабелю или с помощью радиоволн, воспринимают «шум», который потом нельзя отделить от полезного сигнала. Если же передаваемый сигнал преобразовать в ряд чисел, определяющих его амплитуду в последовательные моменты времени, а затем эти числа передавать в виде цифровых сигналов, то аналоговый сигнал, восстановленный на приемной стороне (с помощью ЦАП), не будет содержать ошибок, если уровень шума в канале связи не настолько высок, чтобы помешать правильному распознаванию «единиц» и «нулей». Этот метод, известный под названием импульснокодовой модуляции (ИКМ), особенно эффективен в том случае, когда сигнал должен проходить через ряд ретрансляторов, например, при межконтинентальной телефонной связи, так как восстановление цифрового сигнала в каждом пункте ретрансляции гарантирует помехоустойчивую передачу. Космические зонды с помощью ИКМ передают на землю данные и изображения. Цифровая звукозапись в вашем доме размещается на 12-см оптических «компакт-дисках», которые хранят стереомузыкальные произведения в виде 16 разрядов каждые 23 мкс, порядка 6 млрд. бит информации на все.

Возможности цифровой аппаратуры настолько велики, что задачи, предназначенные, казалось бы, исключительно для

аналоговых методов, гораздо лучше зачастую решаются цифровым путем. Например, в аналоговом измерителе температуры можно установить микропроцессор и память, в результате этого повысится точность измерений за счет компенсации нелинейности прибора. Подобные применения микропроцессоров стали обычным делом. Ввиду их широкой доступности. Однако вместо того, чтобы пытаться перечислить все случаи, где может применяться цифровая электроника, лучше перейдем к ее изучению, в процессе которого примеры будут возникать сами собой.

8.02. Логические состояния

Под цифровой электроникой мы имеем в виду схемы, для каждой точки которых можно определить, как правило, только два состояния, например транзистор может быть либо закрыт, либо насыщен. В качестве параметра обычно выбирают не ток, а напряжение, уровень которого может быть ВЫСОКИМ или НИЗКИМ. Эти два состояния могут представлять различные «биты» (binary digits – двоичные разряды) информации, например, следующим образом: один бит числа: ключ замкнут или разомкнут, присутствует или отсутствует сигнал, уровень аналогового сигнала выше или ниже заданного предела, некоторое событие произошло или не произошло, требуется или не требуется выполнять некоторые действия и т. п.

Высокий и низкий уровни. Состояния ВЫСОКОГО и НИЗКОГО уровней определяют некоторым заданным образом «истинные» и «ложные» значения в булевой алгебре. Если в какой-либо точке схемы истинное значение определяет ВЫСОКИЙ уровень, то говорят, что эта сигнальная линия использует «положительную логику» и наоборот. Пример «отрицательной логики» показан на рис. 8.1. Когда состояние КЛЮЧ ЗАМКНУТ истинно, выход имеет НИЗКИЙ уровень. Выходной сигнал таким образом соответствует «отрицательной логике» (более правильным было бы название «нулевая логика», поскольку отрицательное напряжение в схеме отсутствует) и может быть обозначен, как показано на рисунке. (Черта над символом означает операцию НЕ, т. е. данная линия имеет ВЫСОКИЙ уровень, когда ключ не замкнут.) Запомните, что наличие или отсутствие черты отрицания над обозначением говорит о том, какой уровень (ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ) будет иметь данный провод, когда заданное условие (КЛЮЧ ЗАМКНУТ) истинно.

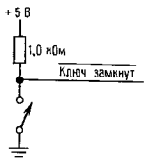


Рис. 8.1.

Цифровая схема «знает», что за сигнал она представляет по тому, откуда поступает этот сигнал, так же как в аналоговой схеме выход какого-либо операционного усилителя «представляет» определенную величину. Цифровые схемы, однако, обладают дополнительной гибкостью: иногда одни и те же сигнальные линии используются для передачи различных видов информации и для посылки ее в разных направлениях в различные моменты времени. Для того чтобы выполнить это «мультиплексирование», необходимо посылать дополнительную информацию (адресные биты или биты состояния). Далее будет показано много примеров, в которых используется это полезное свойство цифровой электроники, а пока будем считать, что любая схема предназначена для выполнения одной заданной функции и она «знает», откуда поступают входные и куда идут выходные сигналы.

Введем понятия 1 и 0, внеся некоторую путаницу в эту простую по существу операцию. Эти символы используются в булевой алгебре для обозначения утверждений ИСТИНА и ЛОЖЬ соответственно. В том же значении они иногда используются и в электронике, но, к сожалению, здесь они применяются также и в другом смысле, а именно: 1 означает ВЫСОКИЙ уровень, а 0 – НИЗКИЙ уровень. В этой книге мы постараемся избежать какой либо двусмысленности, будем использовать для обозначения логических состояний слова ВЫСОКИЙ уровень (или символ В) и НИЗКИЙ уровень (или символ Н) метод, который широко используется в электронной промышленности, а обозначения 1 и 0 будут применяться лишь в тех случаях, где их двусмысленное толкование исключается.

Диапазон напряжений высокого и низкого уровней. Как упоминалось в разд. 1.10, значения напряжений, соответствующих ВЫСОКИМ и НИЗКИМ уровням, могут колебаться в некотором диапазоне. Например, для высокоскоростной КМОП («НС») логики входные напряжения от уровня земли до 1,5 В представляются как НИЗКИЙ уровень, а напряжения в пределах 1,5 В от напряжения питания +5 В – как ВЫСОКИЙ уровень. Типичные напряжения НИЗКОГО и ВЫСОКОГО состояний составляют десятую долю В выше 0 и ниже 5 В соответственно (остаточное напряжение одного МОП-транзистора).

Такие широкие диапазоны выбраны для того, чтобы изготовитель микросхем имел в своем распоряжении определенный допуск, в пределах которого параметры схемы могли бы колебаться за счет изменения температуры, нагрузки, напряжения питания, а также под воздействием шумов, т. е. разнообразных паразитных сигналов, которые добавляются к рабочему сигналу при его прохождении через схему за счет емкостных связей, внешних наводок и т. п.). Схема, получив сигнал, определяет, каков его уровень (ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ), и действует соответствующим образом. Если помеха не превращает 1 в 0 или наоборот, то все прекрасно и любые помехи отсеиваются на каждой ступени, поскольку на выходе схемы восстанавливаются «чистые» значения 1 или 0. Цифровая электроника в этом смысле не подвержена влиянию помех и является идеальной.

Термин *помехоустойчивость* используется здесь для обозначения максимального уровня помехи, которая, будучи добавлена к логическому сигналу при самых неблагоприятных условиях, не будет еще приводить к ошибочной работе схемы. Например, для элементов ТТЛ помехоустойчивость составляет 0,4 В, так как любой сигнал ниже 0,8 В интерпретируется ими как НИЗКИЙ уровень, а любой сигнал выше 2,0 В – как ВЫСОКИЙ, в то время как уровни выходных сигналов составляют в самом неблагоприятном случае +0,4 и +2,4 В соответственно (см. таблицу логических уровней в гл. 1). В действительности помехоустойчивость этих схем значительно выше приведенной величины, поскольку типичные значения ВЫСОКОГО и НИЗКОГО напряжений составляют +0,2 и 3,4 В, а входной порог принятия решения равен ~ 1,3 В. Однако необходимо помнить, что хорошая схема рассчитана на самый неблагоприятный случай. Не следует также забывать о том, что различные семейства логических элементов обладают различной помехоустойчивостью. Элементы КМОП имеют по сравнению с ТТЛ более высокую помехоустойчивость, а быстродействующие элементы ЭСЛ – более низкую. Конечно, восприимчивость к шуму цифровых систем зависит также от амплитуды шума, которая в свою очередь зависит от таких факторов, как параметры выходной ступени индуктивности проводников земли, существования длинных линий «шин», скорости нарастания на выходе во время логического перехода (когда из-за емкостной нагрузки возникают переходные токи, вызывающие выбросы напряжения линии земли). Мы будем касаться некоторых из этих проблем в разд. 9.11–9.13.

ЛОГИЧЕСКИЕ УРОВНИ

Диаграмма на рис. 8.1, *а* показывает диапазоны напряжений, которые соответствуют двум логическим состояниям (ВЫСОКИЙ и НИЗКИЙ) для самых популярных семейств цифровой логики. Для каждого логического семейства необходимо определить допустимые значения как входных, так и выходных напряжений, соответствующих состояниям ВЫСОКИЙ и НИЗКИЙ. Закрашенная площадь выше линии показывает допустимый диапазон выходных напряжений, при котором гарантируются логические состояния

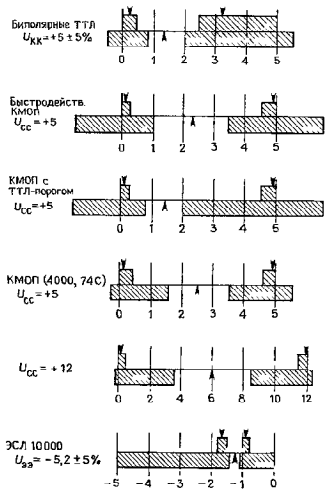


Рис. 8.1. а

НИЗКИЙ и ВЫСОКИЙ без ошибок, с двумя стрелками, указывающими типовые выходные значения (НИЗКИЙ и ВЫСОКИЙ), встречающиеся на практике. Закрашенная площадь ниже линии показывает диапазон входных напряжений, гарантирующий представление как НИЗКИЙ или ВЫСОКИЙ, со стрелкой, указывающей типовое напряжение логического переключения, т.е. линию, разделяющую уровни НИЗКИЙ и ВЫСОКИЙ. Во всех случаях логическое состояние ВЫСОКИЙ более положительно, чем логическое НИЗКИЙ.

Значения «минимальный», «типовой» и «максимальный» в электронных спецификациях требуют нескольких слов для пояснения. Наиболее просто, изготовитель гарантирует, что компоненты будут попадать в диапазон минимум-максимум с наибольшей вероятностью к «типовому». Это означает для типовых спецификаций которые вы используете при проектировании схем, что эти схемы должны работать надежно внутри диапазона, задаваемого минимумом и максимумом. В частности, хорошо спроектированная схема должна функционировать при всех возможных комбинациях минимальных и максимальных значений (даже на самый плохой случай).

8.03. Числовые коды

В большинстве случаев рассмотренные выше условия, которые могут быть представлены цифровыми уровнями, просты и наглядны. Более сложный и интересный вопрос заключается в том, как с помощью цифровых уровней представить часть числа.

Десятичное (с основанием 10) число представляет собой строчку из цифр и (при этом) подразумевается, что они должны быть умножены на последовательные степени числа 10 для образования индивидуальных произведений, а затем вместе сложены. Например, $137{,}06 = 1 \times 10^2 + 3 \times 10^1 + 7 \times 10^0 + 0 \times 10^{-1} + 6 \times 10^{-2}$. Для записи числа требуется десять символов (от 0 до 9), а степень числа 10, на которую должна быть умножена цифра, определяется ее положением по отношению к десятичной запятой. Если мы хотим представить число с помощью только двух символов (0 и 1), то такая система счисления будет называться двоичной или системой с основанием 2. В этом случае каждая 1 или 0 будет умножаться на последовательные степени числа 2. Например

$$1101_2 = 1 \times 2^3 + 1 \times 2^2 + 0 \times 2^1 + 1 \times 2^0 = 13_{10}.$$

Отдельные «единицы» и «нули» в записи, представляющей двоичное число, называются «битами» (от слов binary digits – двоичный разряд). Индекс (записываемый всегда по основанию 10) указывает, какая используется система счисления. Он часто бывает нужным для того, чтобы избежать путаницы так как все символы выглядят одинаково.

Только что описанным методом мы преобразовали число из двоичной формы в десятичную. Для того чтобы произвести обратное преобразование, десятичное число нужно последовательно делить на 2, каждый раз записывая остаток. Для преобразования числа 13_{10} в двоичное нужно произвести следующие операции: 13/2 = 6, остаток 1; 6/2 = 3, остаток 0; 3/2 = 1, остаток 1; 1/2 = 0, остаток 1; это дает $13_{10} = 1101_2$. Заметим, что ответ образуется, начиная с младшего значащего разряда (МЗР).

Шестнадцатеричное представление чисел. Для описания систем только с двумя состояниями естественно применять двоичные числа. Однако, как будет показано ниже, это не единственный способ. Поскольку двоичные числа имеют большую длину, для их записи используется шестнадцатеричное (с основанием 16) представление. Для записи двоичного числа в шестнадцатеричном коде его разбивают на группы по 4 бит, каждая из которых может принимать значения от 0 до 15. Поскольку для обозначения каждой шестнадцатеричной позиции мы хотим использовать один символ, величины 10–15 будем обозначать буквами латинского алфавита от A до F:

$$707_{10} = 1011000011_2 = (10\,1100\,0011_2) = 2C3_{16}.$$

Шестнадцатеричное представление лучшим образом соответствует байтовой (1 байт = 8 бит) структуре ЭВМ, которая чаще всего реализуется в виде 16- или 32-разрядных машинных «слов», при этом каждое слово состоит из 2 или 4 байтов. Буквенно-цифровые знаки (буквы, цифры или символы) представляются в виде одного байта. Таким образом, каждый байт в шестнадцатеричной системе состоит из двух шестнадцатеричных цифр, 16-разрядное машинное слово из 4-х шестнадцатеричных цифр и т.д.

Например, в широко используемом коде ASCII (см. разд. 10.19) малое «a» в ASCII-представлении есть 01100001 (61 в шестнадцатеричном коде, который записывается как 61_H), «b» есть 62_H и т.д. Таким образом, слово "nerd" может быть сохранено в двух 16-битных словах, которые имеют значения $6D65_H$ и 7274_H. Как другой пример, размещение памяти в компьютере с памятью 64K (65536 байт) может определяться 2-байтным адресом, поскольку $2^{16} = 65536$, наинизший адрес есть 0000_H, наивысший – $FFFF_H$, вторая половина памяти начинается с 8000_H, а четвертая четверть памяти – с $COOO_H$. Вы случайно можете встретить «восьмеричную» запись (основание 8), к сожалению, в ранних ЭВМ были приняты 12- и 32-разрядные слова, которые использовали 6-разрядное представление буквенно-цифровых знаков. Поскольку 6-разрядные знаки было логично представлять в восьмеричном коде, внедрилась эта система счисления. Она сохранилась до настоящего времени и с успехом применяется для записи двоичных чисел, однако зачастую может создавать определенные неудобства.

Упражнение 8.1. Запишите восьмеричное представление в коде ASCII символов "a" и "b", используя шестнадцатеричное значение, приведенное ранее. Затем запишите восьмеричное представление 16-разрядного слова, составленного из двух байт вместе "ab"». Почему они различаются? Определите, каким будет восьмеричное представление 16-разрядного слова, содержащего сочетание "ba" в коде ASCII.

Двоично-десятичный код. Другим методом представления чисел является двоичное кодирование каждой десятичной цифры, записываемой в виде группы из 4 двоичных разрядов. Например, $137_{10} = 0001\,0011\,0111$ (двоично-десятичный код). Заметим, что двоично-десятичное представление числа не эквивалентно двоичному, которое в данном случае будет иметь вид: $137_{10} = 10001001_2$. Можно считать, что разряды двоично-десятичного кода, начиная с правого, выражают числа 1, 2, 4, 8, 10, 20, 40, 80, 100, 200, 400, 800 и т.д. Очевидно, что двоично-десятичное кодирование с точки зрения использования двоичных разрядов не экономично, поскольку каждая группа из 4 бит способна представлять числа от 0 до 15, но используется для записи числа, не превышающего 9 (за исключением редкого случая записи цифровой информации с четным паритетом на 7-дорожечную магнитную ленту). Двоично-десятичное кодирование очень удобно в тех случаях, когда требуется воспроизвести число в десятичной форме, так как в этом случае каждый двоично-десятичный символ нужно лишь преобразовать в соответствующее десятичное число, а затем вывести его на индикацию. (Для выполнения этой функции существуют специальные ИМС; в одном небольшом корпусе с простой топологией они содержат дешифратор двоично-десятичного кода, формировате-

ли сигналов, буферный регистр и индикатор. На вход такой схемы нужно лишь подать логические уровни двоично-десятичного символа, после этого на ней высвечивается соответствующая цифра). По этой причине двоично-десятичное кодирование используется обычно при вводе и выводе цифровой информации. К сожалению, преобразование между двоично-десятичным и чисто двоичным кодом сложно, так как каждая десятичная цифра зависит от состояния почти всех двоичных разрядов и наоборот. Тем не менее двоичная арифметика настолько эффективна, что в большинстве ЭВМ вся входная информация преобразуется в двоичную форму, а обратное преобразование производится лишь при ее выводе. Представьте себе, сколько усилий было бы сэкономлено, если бы Homo sapiens имел 8 или 16 пальцев!

Упражнение 8.2. Преобразуйте в десятичный код следующие числа: а) $1110101{,}0110_2$, б) $11{,}01010101_2$, в) $2A_{16}$. Преобразуйте в двоичный код следующие числа: а) 1023_{10}, б) 1023_{16}. Преобразуйте в шестнадцатеричный код следующие числа: а) 1023_{10}, б) 1011101011101_2, в) 61453_{10}.

Числа со знаком. *Прямой (знаковеличинный) код.* Рано или поздно возникнет необходимость представлять отрицательные числа в двоичном коде; в первую очередь это потребуется в устройствах, которые выполняют вычислительные операции. Самое простое – отвести один разряд (скажем, старший) под знак числа, а остальные использовать для представления его величины. Этот способ называется знаковеличинным или прямым кодом и соответствует обычной записи числа со знаком (табл. 8.1). Он используется при выводе чисел на индикацию, а также в некоторых аналого-цифровых преобразователях (АЦП). Вообще же это не лучшая форма представления чисел со знаком, особенно при выполнении вычислений, так как в данном случае операции вычитания и сложения выполняются по-разному (т. е. сложение «не работает» для чисел со знаком). Кроме того, здесь могут присутствовать пули двух типов (+0 и −0), поэтому при выборе нужного из них следует быть очень внимательным.

Таблица 8.1. 4-разрядные двоичные числа в трех системах представления

Целое	Прямой код	Смещенный код	Дополнительный код
+7	0111	1111	0111
+6	0110	1110	0110
+5	0101	1101	0101
+4	0100	1100	0100
+3	0011	1011	0011
+2	0010	1010	0010
+1	0001	1001	0001
0	0000	1000	0000
−1	1001	0111	1111
−2	1010	0110	1110
−3	1011	0101	1101
−4	1100	0100	1100
−5	1101	0011	1011
−6	1110	0010	1010
−7	1111	0001	1001
−8	—	0000	1000
(−0)	1000	—	—

Смещенный код. Смещенный код является вторым методом представления числа со знаком. Чтобы получить смещенный код какого-либо числа, нужно к этому числу, представленному в прямом коде, прибавить половину наибольшего возможного числа (табл. 8.1). Последовательность всех чисел благодаря этой операции, начиная с наибольшего отрицат. числа и кончая наибольшим положит. числом, представляет простую двоичную прогрессию и может быть сформирована с помощью двоичных счетчиков. Информацию о знаке здесь также несет старший разряд, но нуль становится однозначным. Смещенный код используется в АЦП и ЦАП (преобразователях), однако он еще неудобен для выполнения вычислений.

Дополнительный код. При выполнении операций над целыми числами чаще используется представление чисел в форме дополнения до двух, или, иначе, в дополнительном коде. В такой системе положительные числа записываются просто как двоичные без знака, а отрицат. с выражаются таким числом, которое, будучи добавлено к положительному числу той же величины, даст в результате нуль. Чтобы получить отрицательное число, нужно для каждого бита положительного числа сформировать дополнение до 1, или обратный код (т. е. вместо каждого 0 записать 1 и наоборот), и затем к полученному результату прибавить 1 (это даст дополнительный код). Из табл. 8.1 видно, что числа в дополнительном коде отличаются от чисел в смещенном коде инверсным значением старшего значащего разряда (СЗР). Точно так же как и при других формах представления, СЗР несет информацию о знаке. Здесь имеется только один нуль, который удобно представляется нулевыми состояниями всех разрядов (при очистке счетчика или регистра в них заносится нулевое значение).

Арифметика в дополнительном коде. Арифметические операции в дополнительном коде выполняются довольно просто. Чтобы получить сумму двух чисел, достаточно сложить соответствующие разряды (с учетом переноса), например

```
5 + (−2): 0101 (+5)
          1110 (−2)
          0011 (+3)
```

Чтобы вычесть B из A, нужно взять дополнительный код числа B и прибавить его к числу A (т. е. прибавить отрицательное число):

```
2 − 5: 0010 (+2)
       1011 (−5) (+5 = 0101: обратный
                  код: 1010, дополнительный код: 1011)
-------------------------------------
       1101 (−3)
```

Умножение в дополнительном коде выполняется также непосредственно. Попробуйте сделать следующие упражнения.

Упражнение 8.3. Используя 5-разрядный дополнительный код, произведите двоичное умножение +2 на −3. Подсказка: ответ равен −6.

Упражнение 8.4. Покажите, что дополнительный код числа −5 равен +5.

Дополнительный код благодаря естественности вычислений в нем повсеместно используется в ЭВМ для выполнения арифметических операций над целыми числами (но следует отметить, что числа с «плавающей запятой» обычно используются в знаковеличинной форме, называемой знак–порядок–мантисса).

Код ГРЕЯ. Код, рассматриваемый ниже, используется в механических шифраторах угла поворота вала, а также в

других устройствах. Он носит название кода Грея и обладает тем свойством, что при переходе от любого его состояния к следующему изменяется лишь один разряд (бит), что позволяет предотвратить ошибки, поскольку в данном случае при переходе между двумя закодированными значениями все разряды никак не могут измениться одновременно. Если бы использовался чисто двоичный код, то при переходе, например, от 7 к 8 на входе можно было бы получить число 15. Для формирования состояний кода Грея существует простое правило: начинать нужно с нулевого состояния, а затем для получения каждого следующего нужно выбрать самый младший разряд, изменение которого приводит к образованию нового состояния, и взять его инверсное значение.

```
0000
0001
0011
0010
0110
0111
0101
0100
1100
1101
1111
1110
1010
1011
1001
1000
```

Коды Грея могут содержать любое число разрядов. Они применяются при «параллельном кодировании» – методе быстродействующего аналого-цифрового преобразования (будет рассмотрен ниже). В следующем разделе мы покажем взаимные соответствия между кодом Грея и двоичным кодом.

8.04. Вентили и таблицы истинности

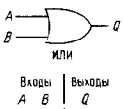
Комбинационная и последовательная (последовательностная) логика. Сущность цифровой электроники – выработка вы-

ходных цифровых сигналов в соответствии с входными. Например, сумматор может принять на свои входы два 16-разрядных числа и сформировать на выходе 16-разрядную сумму (плюс перенос). Можно сделать также схему для умножения двух чисел. Такого типа операции должен уметь выполнять процессор ЭВМ. Другая задача – сравнение двух чисел с целью удостовериться в том, что «все системы действуют нормально». Возможно, вы захотите дополнить паритетным битом число, подлежащее передаче по каналу связи, так, чтобы общее количество «единиц» в нем стало четным: проверка паритета на приемной стороне обеспечивает простой контроль правильности передачи. Еще одна типичная задача заключается в том, чтобы взять какие-либо числа, выраженные в двоичном коде, а затем воспроизвести их на экране, отперфорировать или отпечатать в виде десятичных знаков. Состояние выхода (или выходов) во всех этих задачах является предопределенной функцией состояния входа или входов. Задачи, относящиеся к этому классу, называются «комбинационными» и могут быть решены с помощью вентилей – устройств, которые выполняют операции булевой алгебры в системах с двумя состояниями (двоичных).

Существует другой класс задач, которые нельзя решить лишь путем формирования комбинационных функций текущих значений входных сигналов и которые требуют знания их прежнего состояния. Для решения этих задач необходимо применять «последовательные» схемы. К задачам такого типа относится преобразование строки двоичных разрядов из последовательной формы (один разряд следует за другим во времени) в параллельную группу разрядов, подсчет числа единиц, распознавание заданной определенной кодовой комбинации и последовательности битов, или, например, формирование одного выходного импульса после поступления четырех входных. Для решения всех этих задач требуется в какой-либо форме цифровая память. Основным устройством для построения этой памяти служит триггер (или мультивибратор с двумя устойчивыми состояниями). Рассмотрим вначале вентили и комбинационную логику, так как они являются основой для построения любых цифровых схем. При переходе к последовательным логическим устройствам мир цифровой техники станет значительно более интересным, однако и вентили сами по себе также весьма любопытны.

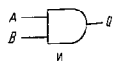
Вентиль ИЛИ. Выход вентиля ИЛИ имеет ВЫСОКИЙ уровень, если хотя бы на одном из его входов присутствует ВЫСОКИЙ уровень. Это можно выразить с помощью «таблицы истинности», представленной на рис. 8.2, где показан вентиль ИЛИ на 2 входа. В общем случае число входов не ограничено, однако в стандартном корпусе микросхемы обычно размещаются четыре 2-входовых вентиля, три 3-входовых или два 4-входовых. Например, на выходе 4-входового вентиля ИЛИ ВЫСОКИЙ уровень будет присутствовать в том случае, если он подан на любой из его входов. Для обозначения операции ИЛИ в булевой алгебре используется символ +. Функция «А ИЛИ В» записывается как A + B.

Вентиль И. Выход вентиля И имеет высокий уровень только в том случае, если ВЫСОКИЙ уровень присутствует на обоих его входах. Символическое изображение вентиля и его таблица истинности даны на рис. 8.3. Вентили И, выпускаемые промышленностью также как и вентили ИЛИ, могут иметь 3, 4, а иногда и большее число входов. Например, 8-входовой вентиль И вырабатывает на



Входы		Выходы
A	B	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Рис. 8.2.



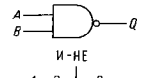
Входы		Выходы
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Рис. 8.3.

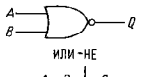


A	Q
0	1
1	0

рис. 8.4.



A	B	Q
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0



A	B	Q
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

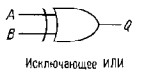
Рис. 8.5.

выходе ВЫСОКИЙ уровень только в том случае, если на всех его входах действует ВЫСОКИЙ уровень.

Для обозначения операции И в булевой алгебре используется точка (·), которая может быть опущена, функция «А и В» записывается как A · B, или просто AB.

Инвертор (функция НЕ). Иногда бывает нужно получить дополнение (инверсию) логического сигнала. Эту функцию выполняет инвертор – вентиль, который имеет только один вход (рис. 8.4). Для обозначения операции НЕ в булевой алгебре используется черта над символом или апостроф: «НЕ А» записывается как $\bar{A}$ или A′. Для удобства вместо ¯ для указания отрицания часто используются символы /, *, –, ′; таким образом, НЕ А можно записать любым из следующих способов: A′, –A, *A, /A, A*, A/. Мы используем в этой книге запись A′.

И- и ИЛИ-НЕ. Вентили могут совмещать инвертирование с выполнением функций И и ИЛИ. Далее будет показано,

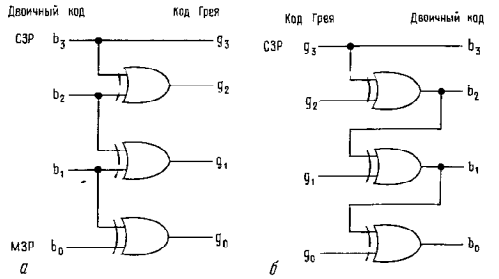


A	B	Q
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 8.6.

что такие вентили имеют более широкое распространение, чем просто И и ИЛИ (рис. 8.5).

Исключающее ИЛИ. Большой интерес представляет логическая функция «Исключающее ИЛИ» хотя она не относится к числу основных (рис. 8.6). На выходе вентиля «Исключающее ИЛИ» ВЫСОКИЙ уровень сформируется в том случае, если он будет подан на один из его



а б

8.7 Параллельные преобразователи двоичного кода в код Грея (*а*) и кода Грея в двоичный (*б*)

входов (но не на оба одновременно). Другими словами, ВЫСОКИЙ уровень действует на выходе тогда, когда входы имеют различное состояние. Этот вентиль может иметь только два входа. Операция «Исключающее ИЛИ» подобна сложению двух бит по модулю 2.

Упражнение 8.5. Покажите, как вентиль «Исключающее ИЛИ» может быть использован в качестве «модифицируемого инвертора», который в зависимости от уровня на управляющем входе, может либо инвертировать входной сигнал, либо передавать его на выход без инверсии (буферировать).

Упражнение 8.6. Проверьте, действительно ли схемы, изображенные на рис. 8.7, преобразуют двоичный код в код Грея и наоборот.

8.05. Схемы вентилей на дискретных элементах

Прежде чем перейти к вопросу использования вентилей, рассмотрим, как они строятся с помощью дискретных элементов. На рис. 8.8 показан диодный вентиль И. Если на каком-либо его входе действует НИЗКИЙ уровень, то он будет действовать и на выходе, а ВЫСОКИЙ уровень на выходе возникает только в том случае, если он будет присутствовать на обоих входах. Эта схема обладает рядом недостатков: а) НИЗКИЙ уровень на выходе выше НИЗКОГО уровня на входе на величину падения на диоде. Естественно слишком много диодов ставить нельзя, б) отсутствует «разветвление по выходу», т. е. возможность питать одним выходом несколько входов, так как выходная нагрузка действует на входной сигнал, в) низкое быстродействие, обусловленное резисторной нагрузкой.

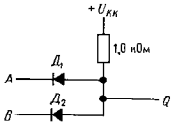


Рис. 8.8.

Вообще логические схемы, построенные на дискретных элементах, не обладают теми свойствами, которые присущи ИМС. Преимущества логических схем на ИМС связаны отчасти с применением специальной технологии (например, ионная имплантация), которая позволяет получать хорошие характеристики.

Простейшая схема транзисторного вентиля ИЛИ-НЕ показана на рис. 8.9. Эта схема использовалась в семействе логических элементов РТЛ (резисторно-транзисторная логика), которые из-за низкой стоимости были популярны в 1960-х годах, но в настоящее время они совершенно не употребляются. ВЫСОКИЙ уровень, действующий по любому входу (или по обоим одновременно), откроет хотя бы один транзистор и на выходе возникнет НИЗКИЙ уровень. Поскольку по своей сути такой вентиль является инвертирующим, то для того, чтобы получить из него вентиль ИЛИ, к нему нужно добавить инвертор, как показано на рисунке.

8.06. Пример схемы с вентилями

Теперь попробуйте создать схему, которая решала бы логическую задачу, приведенную в качестве примера в гл. 1 и 2:

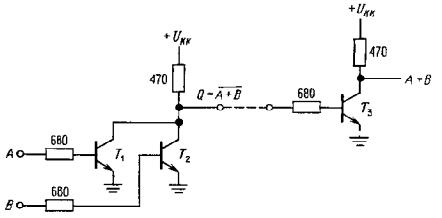


Рис. 8.9.

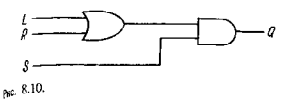


Рис. 8.10.

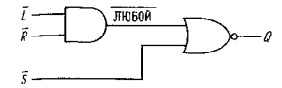


Рис. 8.11.

удок автомобиля должен включаться, огда открыта любая дверь, а водитель идит в машине. Ответ будет очевидным, если сформулировать эту задачу таким бразом: «На выходе действует ВЫСОКИЙ уровень, если открыта левая ИЛИ правая дверь И водитель сидит в машине», т. е. $Q = (L + R)S$. Как решать эту адачу с помощью вентилей, показано на ис. 8.10. Выход ИЛИ имеет ВЫСОКИЙ ровень, когда одна ИЛИ другая дверь или обе вместе) открыты. Если это так водитель сидит в машине, Q имеет ысокий уровень. Добавив транзистор, ожно сделать так, чтобы эта схема ключала гудок или замыкала контакт еле.

В реальных устройствах ключи, которые вырабатывают входные сигналы, бычно замыкают цепь на землю (Это лается для сокращения монтажных свяей, а также по другим причинам, которые, в частности, связаны с использованием широко распространенных логических элементов типа ТТЛ и вскоре будут ассмотрены.) Это означает, что при отрыва дверей сигналы на входах будут еть НИЗКИЙ уровень, т. е. мы будем четь входы, использующие отрицательную ик . С учетом этого построим для ашего примера новую схему, обозначим входы через L', R' и S'. Сначала здесь жно определить, действует ли НИЗКИЙ уровень на каком-либо из входов R , связанных с дверцами автомоля, т. е. состояние «оба входа имеют ЫСОКИЙ уровень» нужно отличать от альных. Это выполняется с помощью мы И, следовательно, сигналы L' и R' жно подать на входы вентиля И. Выход

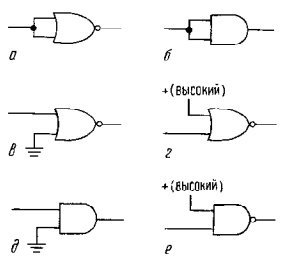


Рис. 8.12.

будет иметь НИЗКИЙ уровень, когда любой из входов имеет НИЗКИЙ уровень. Назовем эту функцию ЛЮБОЙ'. Теперь определим состояние, когда сигналы ЛЮБОЙ' и S' имеют НИЗКИЕ уровни, т. е. нужно отличить от остальных состояние, когда «оба входа имеют НИЗКИЙ уровень». Эта операция выполняется с помощью вентиля ИЛИ. Полученная схема показана на рис. 8.11. Вместо вентиля ИЛИ мы пользовались вентилем ИЛИ-НЕ для того, чтобы иметь такой же выход, как и в предыдущей схеме, т. е. ВЫСОКИЙ уровень Q при желаемом состоянии. Но здесь произошло что-то странное: по сравнению с предыдущей схемой вместо вентиля И мы воспользовались вентилем ИЛИ (и наоборот). Этот случай подробно рассмотрим в разд. 8.07.

Упражнение 8.7. Определите, какие функции выполняют схемы изображенные на рис. 8.12.

Взаимозаменяемость вентилей. При построении цифровых схем надо помнить, что из вентиля одного типа можно пол - чить вентиль другого типа. Например, если вам нужен вентиль И, а у вас есть половина стандартной ИМС 7400 (4 И-НЕ на два входа), то вы можете произвести замену, как показано на рис. 8.13. Второй вентиль используется в качестве инвентора, в результате этого получается функ-

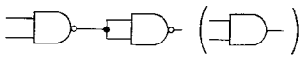


Рис. 8.13.

ция И. Лучше понять эту идею вам помогут следующие упражнения.

Упражнение 8.8. Покажите, как сделать с помощью 2-входовых вентилей: а) НЕ из вентилей ИЛИ-НЕ, б) ИЛИ из вентилей ИЛИ-НЕ и в) ИЛИ из вентилей И-НЕ.

Упражнение 8.9. Покажите, как сделать: а) 3-входовую схему И с помощью схемы И на два входа, б) 3-входовую схему ИЛИ с помощью схемы ИЛИ на два входа, в) 3-входовую схему ИЛИ-НЕ с помощью схем ИЛИ-НЕ на два входа, г) 3-входовую схему И с помощью схемы И-НЕ на 2 входа.

Путем многократного использования инвентируемого вентиля (например, И-НЕ) одного типа можно реализовать любую комбинационную функцию. Однако это не относится к неинвентирующему вентилю, так как с его помощью функцию НЕ никаким способом получить нельзя. Именно по этой причине скорее всего вентили И-НЕ получили наибольшее распространение в логических схемах.

8.07. Логические обозначения при заданных уровнях

Вентиль И будет иметь ВЫСОКИЙ уровень на выходе, когда ВЫСОКИЙ уровень будет действовать на обоих его входах. Если ВЫСОКИЙ уровень обозначает «истину», то «истина» будет на выходе в том случае, если она присутствует на всех входах. Другими словами, при использовании положительной логики вентиль И выполняет логическую функцию И. То же самое касается и вентиля ИЛИ.

Что произойдет, если «истину» будет обозначать НИЗКИЙ уровень, как это было в предыдущем примере? Вентиль И даст на выходе НИЗКИЙ уровень, если на любом из его входов была «истина» (НИЗКИЙ уровень), но это функция ИЛИ С другой стороны, вентиль ИЛИ сформирует НИЗКИЙ уровень лишь в том случае, если «истина» будет на обоих его входах. Но это функция И! Какая путаница!

Существует два пути для разрешения этой проблемы. Первый заключается в том, что уяснив себе суть данной задачи цифрового проектирования, разработчик выбирает такой тип вентиля, который позволит получить требуемый выход, что

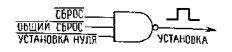


Рис. 8.14.

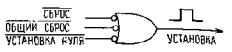


Рис. 8.15.

и было сделано нами ранее. Например, если вам нужно определить, имеет ли один из трех входов НИЗКИЙ уровень, используйте 3-входовой вентиль И-НЕ. По всей вероятности, этим методом пользуется большинство разработчиков цифровых схем. Следуя этим путем, вы начертите вентиль И-НЕ, даже если по отношению к своим входам он выполняет функцию ИЛИ-НЕ (при отрицательной логике). Вероятно, вы при этом обозначите входы, как показано на рис. 8.14. В данном примере сигналы сброса-СБРОС' (CLEAR'), ОС'–ОБЩИЙ СБРОС, MR' (master reset) и УСТАНОВКА В «0» (RESET'), поступающие из различных точек схемы, будут иметь уровни отрицательной логики. Выходной сигнал СБРОС, представленный в положительной логике, будет подаваться на различные устройства, которые должны сбрасываться, если любой из сигналов установки в исходное состояние имеет НИЗКИЙ уровень («истина»)

Другой способ решения задачи сигналов отрицательной логики состоит в использовании метода «заданных уровней». Если вентиль И выполняет функцию ИЛИ, используя на входах отрицательную логику, то изобразите его, как показано на рис. 8.15. Вентиль ИЛИ на 3 входа с отрицательными входными сигналами аналогичен по выполняемой функции 3-входовому вентилю И-НЕ. Эта эквивалентность представляет собой важный принцип–свойство логических цепей, который называется теоремой Моргана. Ниже мы кратко рассмотрим некоторые полезные соотношения, идентичные цепи, а сейчас вам достаточно знать, что вы можете заменять И на ИЛИ и наоборот, проинвертировав при этом выход и все входы. На первый взгляд логика задан

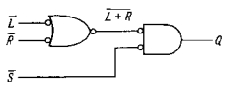


Рис. 8.16.

ых уровней может показаться малопривскательной, поскольку при ее использовании начертание вентилей приобретает странный вид. Но она лучше, чем рассмотренный выше способ, так как логические функции в такой схеме ясно обозначены, применяя эту схему в течение некоторого времени, вы найдете, что она сьма удобна, и не захотите использовать ничего другого. Попробуйте снова ешить пример с автомобильной дверцей с помощью логики заданных уровней рис. 8.16). Левый вентиль определяет, огда L или R имеют «истинное» значение (т.е. НИЗКИЙ уровень), и вырабатывает ыходной сигнал в отрицательной логике. Второй вентиль дает на выходе ВЫСОКИЙ уровень, если оба входных сигнала ($L - R$) имеют «истинное» значение, т. е. НИЗКИЙ уровень. Согласно теореме Моргана (через некоторое время она вам же не потребуется, так как вы будете обозначать эти вентили как равноценные), первый вентиль представляет собой И, второй вентиль ИЛИ точно так же, как в ранее изображенной схеме. Следует отметить здесь два важных момента:

1. Термин «отрицательная логика» не означает, что логические уровни имеют отрицательную полярность. Он лишь говорит, что «истинное» утверждение определяется тем из двух состояний, которое имеет меньший уровень (НИЗКИЙ).

2. При символическом изображении вентиля предполагается, что он использует положительную логику. Выполняющий функцию ИЛИ для сигналов отрицательной логики вентиль И-НЕ, может изображаться либо как И-НЕ, либо с использованием логики заданных уровней с обозначением в форме ИЛИ с символами инверсии на входах (маленькие кружки). В последнем случае эти кружки обозначают инверсию входных сигналов, которые поступают на вентиль ИЛИ, работающий при положительной логике, согласно первоначальному определению.

Примечание. Логические функции И и ИЛИ не следует путать с указанными в законах эквивалентными понятиями. В увесистом томе правил, известном под названием «Слова и фразы», свыше 40 страниц посвящается ситуациям, в которых И можно использовать как ИЛИ. Например, «ИЛИ в случае необходимости можно трактовать как И, а И как ИЛИ». Однако это не имеет ничего общего с теоремой Моргана!

ТТЛ и КМОП

ТТЛ (транзисторно-транзисторная логика) и КМОП (комплементарные МОП-структуры) представляют собой в настоящее время два наиболее распространенных семейства логических элементов. Огромное количество ИМС обоих семейств, выполняющих самые разнообразные функции, выпускаются по меньшей мере десятью фирмами. С помощью этих семейств можно удовлетворить все потребности, которые возникают при построении цифровых схем и устройств. Исключение может составить область схем большой степени интеграции (БИС), в которой преобладают МОП-структуры и сверхбыстродействующая логика, в которой господствуют приборы из арсенида галлия и эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ). В дальнейшем в основном будут рассматриваться эти семейства.

8.08. Каталог идентичных вентилей

В табл. 8.2 приведены идентичные вентили которые существуют в семействах логических элементов ТТЛ и КМОП. Каждый вентиль изображается в своей нормальной форме (для положительной логики), и кроме того, показано, как он выглядит при использовании отрицательной логики. В последней строке приведен вентиль И-ИЛИ-НЕ.

Небольшие пояснения: цифровая логика представлена в 10 популярных «субсемействах» (КМОП: 4000В, 74С, 74НС, 74НСТ, 74АС, 74АСТ; И ТТЛ: 74LS,

Таблица 8.2. Идентичные вентили в семействах ТТЛ и КМОП

Наименование	Выражение	Символическое обозначение	Символическое обозначение для отрицательной логики	Тип	Количество вентилей в корпусе	Номер элемента КМОП	ТТЛ →	ALS	AS	F	LS	C	AC(T)	HC(T)
И	AB			2-входа	4	4081	7408	>	>	>	>	>	>	>
				3-входа	3	4073	7411	>	>	>	>		>	>
				4-входа	2	4082	7421	>	>	>	>		>	>
И-НЕ	$\overline{AB}$			2-входа	4	4011	7400	>	>	>	>	>	>	>
				3-входа	3	4023	7410	>	>	>	>	>	>	>
				4-входа	2	4012	7420	>	>	>	>	>	>	>
				8-входов	1	4068	7430	>	>	>	>	>	>	>
				13-входов	1	–	74133	>	>	>	>	>	>	>
ИЛИ	A + B			2-входа	4	4071	7432	>	>	>	>	>	>	>
				3-входа	3	4075	–							
				4-входа	2	4072	74802		>					
ИЛИ-НЕ	$\overline{A + B}$			2-входа	4	4001	7402	>	>	>	>	>	>	>
				3-входа	3	4025	7427	>	>	>	>			>
				4-входа	2	4002	7425							>
				5-входов	2	–	74260			>				>
				8-входов	1	4078	–							
Инвертор	$\overline{A}$				6	4069/4049	7404	>	>	>	>	>	>	>
Повторитель	A				8		74240	>		>	>		>	>
					6	4503/4050	74365							
					8		74241/244							>
Неэквивалентность	$A \oplus B$			2-входа	4	4070	7486/386	>		>		>	>	>
							(– 135)							
Эквивалентность	$\overline{A \oplus B}$			2-входа	4	4077	74266				>			>
							(– 135)							
И-ИЛИ-НЕ				2–2-входов	2	4085	7450/51			>		>	>	>
				2–2 2–2-входов	1	4086	7453/54					>		

(ALS, 74AS, 74F), каждое из которых выполняет одни и те же функции и имеют хорошую совместимость между собой. Различаются они по быстродействию, рассеиваемой мощности, нагрузочной способности и логическим уровням (см. разд. 8.09 и 9.02). Наилучшим для большинства применений является семейство «высокоскоростная КМОП-логика», обозначаемая буквами HC после цифр 74, например 74HC00. Там, где требуется совместимость с существующими биполярными ТЛ-схемами, вы должны использовать HCT (или, возможно, LS)-семейство. Для простоты мы в дальнейшем в книге будем опускать буквы (и префикс 74), обозначая типы цифровых ИМС с апострофом ('), например '00 для обозначения 2-входового вентиля И-НЕ. Отметим, что стандартные элементы ТТЛ (без лишних букв) в настоящее время почти полностью вышли из употребления. Мы опишем интересную историю этих семейств в разд. 9.01.

8.09. Принципиальные схемы вентилей на ИМС

В обоих семействах (ТТЛ и КМОП) идентичные вентили, например И, выполняют одинаковые операции, тем не менее их логические уровни, а также другие характеристики (быстродействие, входной ток и т.д.) совершенно различны. В общем случае нельзя сменивать два типа логических семейств. Для того чтобы понять различия между ними, рассмотрим принципиальные схемы вентилей И, которые представлены на рис. 8.17.

КМОП-вентиль построен на полевых МОП-транзисторах обоих полярностей, которые работают в режиме усиления и соединены как ключи, а не как повторители. Открытый почевой транзистор подобен низкоомному резистору, подключенному к шине питания. Для того чтобы открыть последовательно включенную пару транзисторов T_3, T_4 и закрыть нагрузочные транзисторы T_1 и T_2, на оба входа надо подать ВЫСОКИЙ уровень. Это приведет к тому, что на выходе будет вырабатываться НИЗКИЙ уровень, т.е.

Рис. 8.17. Маломощный ТТЛШ-вентиль И-НЕ (*а*); КМОП-вентиль И (*б*).

получается вентиль И-НЕ. Транзисторы T_5 и T_6 образуют простой КМОП-инвертор, благодаря которому мы получаем вентиль И. Этот пример показывает как строятся вентили И, И-НЕ, ИЛИ и ИЛИ-НЕ на любое число входов.

Упражнение 8.10. Начертите схему 3-входового КМОП-вентиля ИЛИ.

Биполярный LS (маломощная Шоттки технология) ТТЛ-вентиль И-НЕ, в основном содержит диодно-резисторную логику (рис. 8.8), управляющую транзисторным инвертором, нагруженным на двухтактный выход. Если на обоих входах ВЫСОКИЙ уровень, то через резистор 20 кОМ протекает базовый ток, откры-

вающий транзистор T_1, что приводит к появлению на выходе НИЗКОГО уровня из-за насыщения T_4 и выключения Дарлингтоновской пары T_2-T_3. Если затем на один из входов подать НИЗКИЙ уровень, то транзистор T_1 выключится, а на выходе будет ВЫСОКИЙ уровень. Диоды и транзисторы с переходами Шоттки используются для повышения скорости переключения.

Заметим, что и ТТЛ-, и КМОП-вентили обеспечивают «активный выход» с питанием нагрузки от шины положительного источника. Рассмотренные выше дискретные вентили этой способностью не обладают.

8.10. Характеристики ТТЛ и КМОП

Давайте сравним характеристики двух семейств:

Напряжение питания: +5 В ±5% для ТТЛ, в то время как семейства КМОП имеют более широкий диапазон: от +2 до +6 В для HC и AC, от +3 до +15 В для серий 4000B и 74C. Семейства HCT и ACT, разработанные для совместимости с биполярными ТТЛ, требуют напряжения питания +5 В.

Вход. Вход вентиля ТТЛ в состоянии НИЗКОГО уровня представляет собой токовую нагрузку для управляющего им источника сигнала (типовое значение 0,25 мА для серии LS), следовательно, для поддержания на входе НИЗКОГО уровня необходимо обеспечить отвод тока. Поскольку выходные каскады схем ТТЛ обладают хорошей нагрузочной способностью, сопряжение между собой элементов ТТЛ не представляет проблемы, но она может возникнуть, когда требуется подключить входы ТТЛ к схемам другого типа. Наоборот, вентиль КМОП не имеет входного тока.

Логический порог ТТЛ определяется падением напряжения на двух диодах по отношению к земле (порядка 1,3 В), в то время как для элементов КМОП значение входного порога равно приблизительно половине напряжения питания, но может колебаться в широких пределах (типично от 1/3 до 2/3 напряжения питания) КМОП-семейства HCT и ACT спроектированы с низким порогом срабатывания для совместимости с ТТЛ, поскольку биполярные ТТЛ не допускают отклонения в питании +5 В (см. ниже).

Входы КМОП элементов чувствительны к статическому электричеству и могут выходить из строя при манипуляциях с ними.

В обоих семействах на неиспользуемые входы в зависимости от ситуации следует подавать ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ уровни (далее об этом будет сказано).

Выход. Выходной каскад вентиля ТТЛ в состоянии НИЗКОГО уровня ведет себя как насыщенный транзистор, напряжение на котором близко к потенциалу земли, а в состоянии ВЫСОКОГО уровня – как повторитель с высоким выходным напряжением, равным примерно напряжению питания U_+ минус падение напряжения на двух диодах. Для всех КМОП-семейств (включая HCT и ACT) выход представляет собой открытый полевой транзистор, подключенный к земле или к шине питания. Обычно быстродействующие семейства (F, AS, AC, ACT) имеют более высокую нагрузочную способность, чем медленные (LS, 4000B, 74C, HC, HCT).

Быстродействие и мощность. Биполярные ТТЛ-семейства потребляют значительный ток покоя – тем больший, чем быстрее семейства (AS и F) при соответствующих скоростях от 25 МГц (для LS) до 100 МГц (для AS и F) Все КМОП-семейства потребляют нулевой ток. Однако их рассеиваемая мощность линейно возрастает с ростом частоты (требуется ток для переключения емкостной нагрузки), и КМОП-элементы, работающие на наивысшей частоте, рассеивают часто такую же мощность, как эквиваленты ТТЛ (рис. 8.18). Диапазон быстродействия КМОП-элементов простирается от 2 МГц (для 4000B/74C при 5 В) до 100 МГц (для ACT/AC).

В основном замечательные характеристики КМОП-семейств (ничтожная потребляемая мощность, хорошая помехозащищенность) делают эту логику привлекательной, и мы рекомендуем семейство HC для большинства новых проектов. Однако

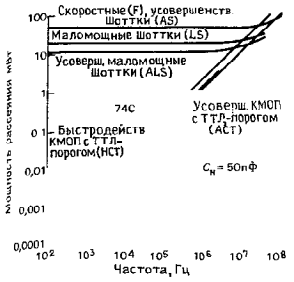


Рис. 8.18. Зависимость мощности рассеивания от частоты.

ри увеличении быстродействия используйте семейство AC; для широкого диапазона питания, где не нужна высокая скость, используйте 74C или 4000B, используйте HCT (или даже LS) для совместимости с биполярными ТТЛ-выходами, сли вам не нужно быстродействие ACT или AS, или F). В некоторых применениях с высокой плотностью размещения (память, микропроцессоры), КМОП-стройства предпочтительней, ввиду их носительно высокой мощности рассеяния. А для сверхвысокоскоростных применений (выше 100 МГц) вы вынуждены спользовать ЭСЛ-элементы, которые работают до частот 500 МГц, или использовать приборы из арсенида галлия, которые функционируют до 4 ГГц. Смотрите разд. 14.15 и табл. 9.1 для полного ружде логических КМОП.

В пределах одного логического семейства в ходы элементов четко стыкуются входами и обычно не стоит беспокоиться о пороговых уровнях, входном оке и т. п. Например, выходы элементов мейств ТТЛ или КМОП могут работать менее чем на 10 входов (характеристика носит название коэффициента разветвления по выходу: для ТТЛ коэффициент разветвления по выходу равен 10), аким образом, для обеспечения совместимости не требуется применение специальных мер. В следующей главе будут рассмотрены вопросы сопряжения между различными логическими семействами, а также между логическими схемами и внешними устройствами.

8.11. Элементы с тремя состояниями и с открытым коллектором

Вентили ТТЛ и КМОП, которые мы сейчас рассматриваем, имеют двухтактные выходные схемы: высокий или низкий уровень подается на выход через открытый биполярный или МОП-транзистор. Такую схему, называемую активной нагрузкой, а в ТТЛ называемую также столбовым выходом, используют почти все логические элементы. Схема обеспечивает низкое выходное сопротивление в обоих состояниях, имеет малое время переключения и обладает более высокой помехоустойчивостью по сравнению с одиночным транзистором, который использует пассивный резистор в качестве коллекторной нагрузки. В случае КМОП применение активного выхода, кроме всего прочего, позволяет понизить рассеиваемую мощность.

Но существуют ситуации, при которых активный выход оказывается неудобным. Представим себе компьютерную систему, в которой несколько функциональных блоков должны обмениваться данными. Центральный процессор (ЦП), память и различные периферийные устройства должны иметь возможность передавать и получать 16-разрядные слова. И, мягко говоря, было бы неудобно использовать для соединения каждого устройства с каждым индивидуальный 16-жильный кабель. Для разрешения этой проблемы используется так называемая шина (или магистраль) данных, т. е. один 16-жильный кабель, доступный для всех устройств. Такая структура аналогична телефонному каналу коллективного пользования: в каждый момент времени «говорить» («передавать данные») может только одно устройство, а остальные могут только «слушать» («принимать данные»).

Если используется шинная система, то необходимо иметь соглашение о том,

кому разрешено «говорить». В связи с этим употребляются такие термины, как «арбитр шины», «задатчик шины» и «управление шиной».

Для возбуждения шины нельзя использовать вентили (или другие схемы) с активным выходом, так как их нельзя отключить от общих информационных линий (в любой момент времени выходы устройств, подключенные к шине, будут находиться в состоянии высокого или низкого уровня). В этом случае необходим вентиль, выход которого может находиться в «обрыве», т. е. быть отключенным. Такие устройства выпускаются промышленностью и имеют две разновидности, которые носят названия «элементы с тремя состояниями» и «элементы с открытым коллектором».

Логические схемы с тремя состояниями. Логические элементы с тремя состояниями, также называемые TRI-STATE (товарный знак National Semiconductors Corp., создавшей их) представляют элегантное решение. Название этих схем может ввести в заблуждение, поскольку на самом деле они не являются логическими элементами с тремя уровнями напряжений. Это обычные логические схемы, которые имеют третье состояние выхода – «обрыв» (рис. 8.19). Они имеют отдельный вход разрешения, с помощью которого могут устанавливаться либо в состояние обычных активных выходов, либо переходить в «третье» (обрыва) состояние независимо от того, какие сигналы присутствуют на других входах. Выходы с тремя состояниями имеются во многих ИМС: счетчиках, защелках, регистрах и т. п., а также в вентилях и инверторах.

Устройство с выходом на 3 состояния функционирует подобно обычной логике с активным выходом, когда подан сигнал разрешения, при этом на выходе существует либо высокий, либо низкий уровень. Когда на входе разрешения пассивный уровень, схема отключает свой выход, так что другие устройства могут работать на ту же самую линию. Давайте рассмотрим это на примере.

Взгляд вперед: шины данных. Драйверы с тремя состояниями широко используются для возбуждения шины данных компьютера. Каждое устройство (память, периферия и т. п.), которому необходимо выставить данные на шину, связывается с ней через вентили с тремя состояниями (или через более сложные элементы, такие, как регистры). Дела так умно устраиваются, что только одно устройство выдает разрешение своим драйверам (формирователям), все другие устройства, получив запрет, переходят в третье состояние. Обычно выбранное устройство «узнает» о том, что оно должно выдавать данные на шину, опознав свой адрес на адресных и управляющих шинах (рис. 8.20). В этом наипростейшем случае устройство подключается как порт 6. Получив свой адрес (например, 6) и импульс чтения, устройство выводит данные на шину $D_0 - D_3$. Такой шинный протокол используется для многих простых систем. Нечто подобное имеет место в большинстве микрокомпьютеров, как мы увидим в гл. 10 и 11

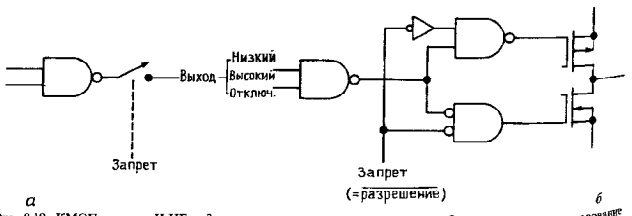
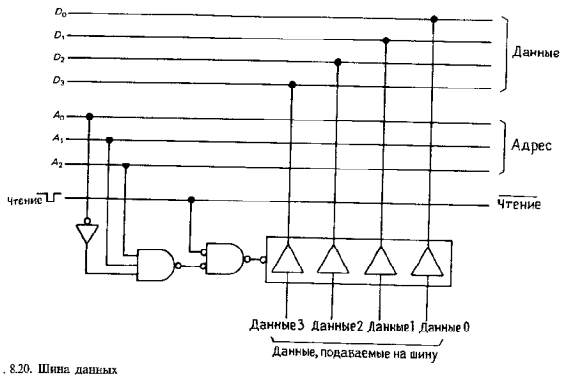


Рис. 8.19. КМОП-вентиль И-НЕ с 3-м состоянием: *а* – поясняющая схема; *б* – реализация с использование внутренних КМОП-вентилей



. 8.20. Шина данных

Заметим, что должна быть некоторая внешняя логика, которая обеспечивала надежность того, что устройства с тремя состояниями, подключенные к одним и тем же выходным линиям, не будут пытаться передавать в одно и то же время что равносильно условию, официально называемому «соглашение шины»). В этом случае все хорошо, когда каждому устройству соответствует свой адрес.

Логика с открытым коллектором. Предшественником логики с 3 состояниями была логика с открытым коллектором, которая позволяет вам подключиться к шиночной линии среди других выходов нескольких формирователей Выход с открытым коллектором просто не включает транзистор активной нагрузки в выходном каскаде (рис. 8 21) Название «открытый коллектор» превосходно Когда используете такие вентили, вы должны подключать к источнику питания внешний нагрузочный резистор Его значение некритично: при малых значениях резистора обеспечиваются повышенные быстродействие и помехоустойчивость, однако повышается рассеиваемая мощность и нагрузочный ток выходного каскада. Для ТТЛШ ными являются значения в пределах от нескольких сотен до нескольких тысяч ом. Если вы захотели возбуждать шину с помощью вентилей с открытым коллектором (рис. 8.20), вы должны заменить драйверы с тремя состояниями на двухвходовые вентили И-НЕ с открытым коллектором, подключив один выход каждого вентиля к высокому уровню разрешения подключения к шине. Заметим, что данные на шине при этом включении

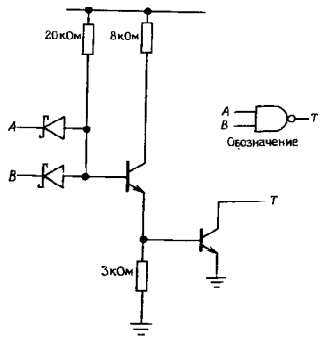


Рис. 8.21. Маломощный ТТЛШ-вентиль И-НЕ с открытым коллектором

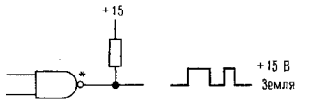


Рис. 8.22.

будут инвертированы. Каждую линию шины необходимо через нагрузочный резистор подключить к +5 В. К недостаткам логики с открытым коллектором следует отнести пониженные быстродействие и помехоустойчивость по сравнению с обычными схемами, использующими активную нагрузку. Вот почему драйверы с тремя состояниями являются основными для реализации шин в компьютерах. Однако существуют три ситуации, в которых вы должны использовать устройство с открытым коллектором: управление внешними нагрузками, «проводное ИЛИ» и внешние шины. Давайте рассмотрим их внимательно.

Управление внешней нагрузкой. Логика с открытым коллектором является пригодной для управления внешней нагрузкой, которая подключается к источнику положительного напряжения, превышающего напряжение питания ИМС. Может, в частности, потребоваться включить маломощную 12-вольтовую лампочку или сформировать логический перепад 15 В с помощью резистора, установленного между выходом вентиля и источником +15 В (рис. 8.22). Например, схема '06 представляет собой шесть инверторов с максимальным выходом +30 В, а схема КМОП 40107 представляет собой сдвоенный И-НЕ-буфер с открытым коллектором с выходным током до 120 мА. Серия 75450 «сдвоенных периферийных драйверов» может выдавать в нагрузку ток до 300 мА при напряжении питания +30 В, а серия UHP/UDN фирмы Sprague расширяет эти пределы до 1 А и до 80 В. Более подробно об этом в следующей главе.

Проводное ИЛИ. Если вы объедините вместе несколько вентилей с открытым коллектором, как показано на рис. 8.23, то получите так называемую схему «проводное ИЛИ», соединение, которое ведет себя подобно большому вентилю И-НЕ, выдающему на выходе низкий уровень, если какой-либо вход имеет высокий уровень. Такое объединение недопустимо при использовании схем с активной нагрузкой из-за возникновения режима соперничества, если между всеми вентилями не будет согласовано, каким должен быть выходной сигнал. Объединять можно схемы ИЛИ-НЕ, И-НЕ и т. п. Это соединение также иногда называют «проводное И», поскольку высокий уровень на выходе возникает лишь тогда, когда он действует на выходе каждого вентиля (состояние разомкнутого, или открытого выхода. Оба этих названия описывают одну и ту же схему, которая представляет собой проводное И при положительной логике и проводное ИЛИ – при отрицательной. Это будет более понятно для вас, когда вы узнаете о теореме Моргана в следующем разделе.

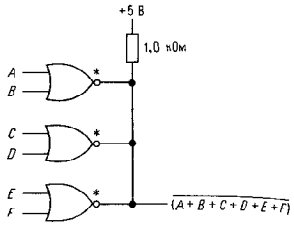


Рис. 8.23. Монтажное ИЛИ

Проводное ИЛИ пользовалось скоротечной популярностью в ранние дни цифровой электроники, но и сегодня оно используется довольно редко за двумя исключениями: а) в логических семействах, известных как ЭСЛ (эмиттерсвязанная логика, выходы у которой можно назвать «открытый эмиттер»), элементы могут безболезненно объединяться по проводному ИЛИ и б) существуют несколько частных типов линий в компьютерных шинах (наиболее значительная линия называется прерывание), функциями которых являются не передача информационных сигналов, а просто индикация того, что хотя бы одно устройство требует внимания. В этом случае вы используете проводное ИЛИ, поскольку оно дает то, что вы хотите, и не требуется дополнительной внешней логики для предотвращения споров.

Внешние шины. В приложениях, где скорость не очень важна, вы иногда видите драйверы с открытым коллектором, используемые для возбуждения шин. Наиболее частый случай для шин – это выдача данных из компьютеров. Общими примерами являются шины, используемые для связи компьютера с дисководом, и инструментальная шина IEEE-488 (также называемая "HPIB" или "GPIB"). Подробнее об этом в гл. 10 и 11.

КОМБИНАЦИОННАЯ ЛОГИКА

Как мы обсуждали ранее в разд. 8.04, цифровые логические схемы разделяются на комбинационные и последовательностные (последовательные). Комбинационные схемы – это такие логические устройства, в которых состояние выхода зависит только от текущего состояния их выходов в некотором предопределенном виде. Выходное состояние последовательностной схемы определяется как состояние входов на данный момент, так и ее предыдущим состоянием. Комбинационные схемы могут быть построены с применением одних лишь вентилей, в то время как последовательностные схемы требуют наличия памяти в какой-либо форме (триггер). В последующих разделах мы рассмотрим возможности комбинационной логики, после чего отправимся в беспокойный мир последовательностных схем.

8.12 Логические тождества

Любое обсуждение комбинационной логики будет неполным, если мы не рассмотрим логические тождества, представленные в табл. 8.3. Из этих соотношений большинство очевидны, а два последних составляют теорему Моргана, наиболее важную для построения схем.

Таблица 8.3. Логические тождества

$ABC = (AB)C = A(BC)$
$AB = BA$
$AA = A$
$A1 = A$
$A0 = 0$
$A(B + C) = AB + AC$
$A + AB = A$
$A + BC = (A + B)(A + C)$
$A + B + C = (A + B) + C = A + (B + C)$
$A + B = B + A$
$A + A = A$
$A + 1 = 1$
$A + 0 = A$
$1' = 0$
$0' = 1$
$A + A' = 1$
$AA' = 0$
$(A')' = A$
$A + A'B = A + B$
$(A + B)' = A'B'$
$(AB)' = A' + B'$

Пример: вентиль Исключающее ИЛИ. На следующем примере проиллюстрируем использование логических тождеств: попробуем построить схему Исключающее ИЛИ с помощью обычных вентилей. Таблица истинности для Исключающего ИЛИ представлена на рис. 8.24. Изучив ее и поняв, что 1 на выходе существует только тогда, когда (A, B) = (0, 1) или (1,0), мы можем написать

$$A \oplus B = \bar{A}B + A\bar{B}$$

Соответствующая схемная реализация представлена на рис. 8.25. Однако эта

A	B	$A \oplus B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Рис. 8.24. Таблица истинности вентиля Исключающее ИЛИ

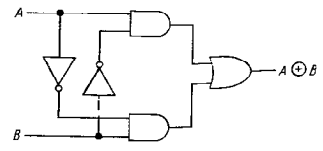


Рис. 8.25. Реализация вентиля Исключающее ИЛИ.

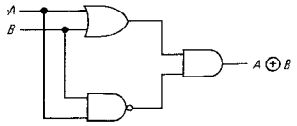


Рис. 8.26. Реализация вентиля Исключающее ИЛИ.

реализация не является единственной. Используя логические тождества, мы находим, что

$$A \oplus B = A\bar{A} + A\bar{B} + B\bar{A} + B\bar{B} \qquad (A\bar{A} = B\bar{B} = 0)$$
$$= A(\bar{A} + \bar{B}) + B(\bar{A} + \bar{B})$$
$$= A\overline{(AB)} + B\overline{(BA)}$$
$$= (A + B)\overline{(AB)}$$

(На первом шаге мы прибавили две величины, равные нулю, а на третьем применили теорему Моргана). Схемная реализация для этого случая показана на рис. 8.26. Существуют и другие способы построения схемы Исключающее ИЛИ. Рассмотрим следующие упражнения:

Упражнение 8.11. Покажите, что

$A \oplus B = \overline{AB} + AB$

$A \oplus B = (A + B)\overline{(A + B)}$

с помощью логических преобразований В справедливости этих соотношений легко убедиться, просмотрев таблицу истинности.

Упражнение 8.12. Чему равны следующие соотношения:
а) $0 \cdot 1$, б) $0 + 1$, в) $1 \cdot 1$, г) $1 + 1$, д) $A(A + B)$, е) $A(A' + B)$, ж) $A \oplus A$, з) $A \oplus A'$?

8.13. Минимизация и карты Карно

Поскольку логическую функцию, даже такую простую, как Исключающее ИЛИ, можно реализовать различными способами, часто бывает нужно найти для нее самое простое решение, или, возможно, наиболее удобное схемное решение. Над этой проблемой бились многие светлые умы и в настоящее время существует несколько способов ее разрешения, включая алгебраические методы, реализуемые с помощью ЭВМ. При числе входов, не превышающем четырех, наилучшим методом является составление карты Карно. Этот метод позволяет также найти логическое выражение (если оно заранее неизвестно) по таблице истинности. Проиллюстрируем этот метод с помощью примера. Предположим, что требуется построить схему для мажоритарного подсчета голосов при баллотировке. Будем считать, что имеются три входа, работающие в положительной логике (на любом из них может быть 1 или 0) и выход (0 или 1). Выход равен 1, если 1 присутствует не менее чем на двух входах.

Шаг 1. Составим таблицу истинности

ABC	Q
0 0 0	0
0 0 1	0
0 1 0	0
0 1 1	1
1 0 0	0
1 0 1	1
1 1 0	1
1 1 1	1

Здесь должны быть представлены все возможные сочетания и соответствующие им состояния выхода (или выходов). В том случае, когда состояние входа не оказывает влияния на выход, ставится X (любое значение).

Шаг 2. Составим карту Карно. Она представляет собой нечто очень близкое к таблице истинности, но содержит переменные, которые расположены по двум осям. Переменные должны быть расположены таким образом, чтобы при переходе от каждого квадрата к соседнему менялось бы состояние только одного входа (рис. 8.27).

Шаг 3. Отметим на карте группы, содержащие 1 (можно также использовать и группы, содержащие 0). Три овала на рис. 8.27 определяют логические выражения AB, AC и BC. Далее получим тре-

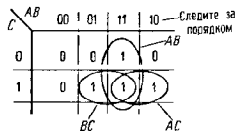


Рис. 8.27. Карта Карно

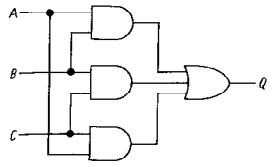


Рис. 8.28.

буемую функцию

$Q = AB + AC + BC$,

схемная реализация ее показана на рис. 8.28. Этот результат кажется очевидным, когда он уже получен. Можно было бы составить выражение для нулей и вместо этого получить

$Q' = A'B' + A'C' + B'C'$.

Это выражение может оказаться полезным для случая, когда в каких-либо точках схемы имеются дополнения A', B' и C'.

Некоторые комментарии к картам Карно.

1. Ищите группы, содержащие 2, 4, 8 и т.д. квадратов. Они имеют простые логические выражения.

2. Логика будет тем проще, чем крупнее блок вы опишете.

3. Состыкуйте края карты Карно. Например, карта на рис. 8.29 описывается выражением $Q = B'C$.

4. Блок «единиц», содержащий один или два «нуля», лучше всего описывается с помощью группировки, показанной на рис. 8.30. Этому блоку соответствует логическое выражение $Q = A(BCD)'$.

5. Места, содержащие X (любое значение), представляют собой «карт-бланш». Записывайте в них «нули» или «единицы» так, чтобы можно было получить простейшую логику.

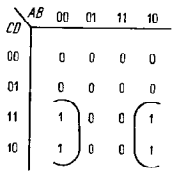


Рис. 8.29

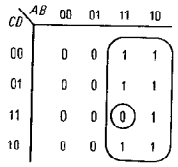


Рис. 8.30.

6. Карта Карно может и не привести к лучшему решению. Иногда более сложное логическое выражение имеет более простую схемную реализацию, например в случае, когда некоторые члены выражения уже сформированы схемой в виде логических сигналов, которые можно использовать в качестве входных. Кроме того, реализации Исключающее ИЛИ не очевидны из карты Карно. Наконец, при выборе логической структуры схемы определенную роль играют ограничения, связанные с конструкцией ИМС (например, когда в одном корпусе содержатся четыре 2-входовых вентиля). Когда используются такие программируемые логические устройства как ПМЛ для конструирования логических функций, внутренняя структура (программируемые вентили И и фиксированные вентили ИЛИ) сдерживает реализацию, которая могла бы быть применена.

Упражнение 8.13. Нарисуйте карту Карно для логики, которая позволит определить, является ли 3-разрядное двоичное число «главным», считая при этом, что главными не являются числа 0, 1 и 2. Дайте схемную реализацию на 2-входовых вентилях.

Упражнение 8.14. Найдите логическое выражение, с помощью которого можно было бы умножить два 2-разрядных двоичных числа и получить 4-разрядный результат. Рекомендация: для каждого выходного бита пользуйтесь отдельными картами Карно.

8.14. Комбинационные функциональные схемы, реализованные на стандартных ИМС

С помощью карт Карно можно построить логику, чтобы выполнять достаточно

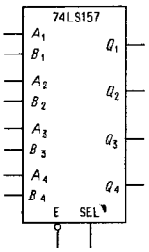


Рис. 8.31. Счетверенный 2-входовый селектор.

сложные функции, такие, как, например, двоичное сложение и сравнение величин, контроль по паритету, мультиплексирование (выбор одного из нескольких входов, который определяется двоичным адресом) и т. п. В реальности сложные функции, которые используются наиболее часто, реализуются в виде функциональных ИМС средней степени интеграции (до 100 вентилей в корпусе). Хотя в состав многих из этих СИС входят триггеры, которые мы скоро будем рассматривать, большинство из них выполняют чисто комбинационные функции и состоят целиком из одних вентилей. Давайте посмотрим, «какие звери населяют зоопарк, именуемый комбинационные интегральные схемы средней степени интеграции.»

Счетверенная 2-входовая схема выборки. Весьма полезным устройством является счетверенная 2-входовая схема выборки. Она фактически представляет собой 4-полюсный двухпозиционный переключатель логических сигналов. Основная идея такого переключателя иллюстрируется рис. 8.31. Когда вход ВЫБОР (SELECT-SEL на рисунке) имеет низкий уровень, сигналы на выходах Q поступают с соответствующих входов A, при высоком уровне на входе ВЫБОР – со входов B. Когда высокий уровень действует на входе РАЗРЕШЕНИЕ (ENABLE-E на рисунке), все выходы устройства принудительно устанавливаются в состояние низкого уровня. Несколько позже мы рассмотрим эту важную идею более подробно, а сейчас приведем лишь таблицу истинности, в которой X означает, что состояние данного входа не имеет значения, В – высокий уровень, Н – низкий уровень.

Входы				*Выходы*
E'	SEL	A_n	B_n	Q_n
H	X	X	X	L
L	L	L	X	L
L	L	H	X	H
L	H	X	L	L
L	H	X	H	H

Схема на рис. 8.31 и ее таблица истинности соответствуют схеме '157. Та же самая функция реализуется также с инверсным выходом ('158) и с выходом на 3 состояния (прямые выходы: '257; инверсные: '258).

Упражнение 8.15. Покажите, как с помощью вентилей И-ИЛИ-НЕ построить 2-входовую схему выборки.

Хотя в некоторых случаях функцию выборки можно реализовать с помощью механического переключателя, тем не менее по ряду причин предпочтительнее использовать вентили. Вентильная схема обладает следующими преимуществами: а) она дешевле; б) коммутация всех каналов производится быстро и одновременно; в) с помощью логических сигналов, сформированных в устройстве, можно производить переключение практически мгновенно; г) даже тогда, когда управление выборкой осуществляется от переключателя, расположенного на передней панели устройства, для того чтобы избежать воздействия помехи и снижений уровней за счет влияния емкостей, логические сигналы лучше не пропускать через кабели и переключатели. Так как избираемый вентиль отпирается уровнем постоянного напряжения, логические сигналы управления могут быть взяты с той же платы, на которой он расположен. Это позволяет сократить внешние связи (достаточно одной линии с нагрузкой, коммутируемой на землю с помощью однополюсного тумблера). Такой способ управления логической схемой с помощью внешних уровней постоянного напряжения называют «холодной коммутацией». Он оказывается более предпочтительным, чем непосредственное управление сигналами от ключей, потенциометров и т. п. Кроме прочих преимуществ холодная коммутация позволяет вести управляющие линии, шунтированные конденсаторами, подавляя тем самым взаимные наводки, в то время как сигнальные линии в общем случае шунтировать конденсаторами нельзя. Некоторые примеры холодной коммутации нам еще встретятся в дальнейшем.

Передающие вентили. Как уже указывалось в разд. 3.11 и 3.12, с помощью элементов КМОП можно построить «передающий вентиль». Это – два параллельно включенных комплементарных ключа на полевых МОП-транзисторах, через которые входной (аналоговый) сигнал, лежащий в пределах от 0 до U_{CC}, может либо непосредственно подаваться на выход через низкое сопротивление (несколько сотен омов), либо отрываться (выходное сопротивление фактически равно бесконечности). Как вы, наверное, помните, такие устройства являются двунаправленными и для них не имеет значения, какой из выходов используется в качестве входа, а какой в качестве выхода. Передающие вентили прекрасно работают с цифровыми уровнями КМОП и широко применяются в КМОП-схемах. На рис. 8.32 показана структурная схема счетверенного двухстороннего КМОП-ключа типа 4066. Каждый ключ имеет индивидуальный управляющий вход, высокий уровень на котором замыкает ключ, а низкий – размыкает. Отметим, что передающие вентили являются просто ключами и поэтому не обладают способностью к разветвлению по выходу, т. е. они просто пропускают входной логический

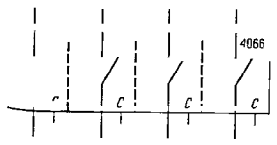


Рис. 8.32. Счетверенный двусторонний ключ.

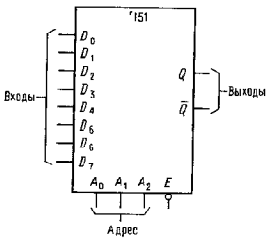


Рис. 8.33. 8-входовый мультиплексор.

уровень, не обеспечивая дополнительную нагрузочную способность без дополнительной возможности усиления

С помощью передающих вентилей можно построить схемы выборки на 2 и более входов для цифровых уровней КМОП и аналоговых сигналов. Связку передающих вентилей можно использовать для того, чтобы производить выбор одного из нескольких входов (вырабатывая управляющие сигналы с помощью дешифратора, как будет показано ниже). Эта логическая функция настолько широко используется, что получила официальное название «мультиплексора», который будет рассмотрен в следующем разделе.

Упражнение 8.16. Покажите, как с помощью передающих вентилей построить схему выборки на два входа. Здесь нужно использовать инвертор.

Мультиплексоры. Вентиль выборки на два входа известен также под названием 2-входового мультиплексора. Промышленностью выпускаются также мультиплексоры на 4, 8 и 16 входов (устройства на 4 входа выпускаются сдвоенными, т. е. по 2 в одном корпусе). Двоичный адрес служит для выбора входа, сигнал с которого должен поступать на выход. Например, мультиплексор, имеющий 8 информационных входов, использует для адресации к ним 3-разрядный адресный вход. Это показано на рис. 8.33, где представлен цифровой мультиплексор типа '151. Он имеет стробирующий (или разрешающий) вход E, работающий в отрицательной логике, а также прямой и инверсный

выходы. Если устройство закрыто (на входе E действует высокий уровень), выход Q будет иметь низкий уровень, а Q' – высокий независимо от состояния адресных и информационных входов.

В семействе КМОП имеются два типа мультиплексоров. Первый применяется только для работы с цифровыми сигналами, имеет входной порог и регенерирует на выходе «чистые» уровни, которые соответствуют входному состоянию. Таким же образом работают все функциональные элементы ТТЛ. Примером является микросхема '153 – ТТЛ-мультиплексор. К другому типу устройств относятся аналоговые и двунаправленные КМОП мультиплексоры, которые фактически представляют собой набор передающих вентилей, КМОП-мультиплексоры 4051 и 4053 работают таким образом (помните, что логика, выполненная из передающих вентилей, не может разветвляться). Так как передающие вентили являются двунаправленными, эти мультиплексоры могут использоваться в качестве «демультиплексоров или дешифраторов», которые мы рассмотрим в следующем разделе.

Упражнение 8.17. Покажите, как построить мультиплексор на 4 входа, используя а) обычные вентили, б) вентили с тремя состояниями и в) передающие вентили. При каких обстоятельствах будет предпочтительным вариант в)?

Иногда при разработке логических устройств может оказаться, что потребуется производить набор из большего числа входов, чем имеются в мультиплексоре. Этот вопрос относится к общей задаче расширения микросхем, которое заключается в использовании нескольких микросхем с небольшими индивидуальными возможностями, и применяется для построения дешифраторов, памяти, регистров сдвига, арифметически-логических и других устройств. Как видно из рис. 8.34, расширение выполняется очень просто. Здесь показано, как имея два мультиплексора на 8 входов 74LS51 построить мультиплексор на 16 входов. Конечно, в схемах имеется дополнительный адресный бит, который вы используете для выбора одного устройства или другого. На невыбранном мультиплексоре '151 выход Q поддерживается на низком уровне, что позволяет произвести объединение через вентиль ИЛИ. Если выходы имеют три состояния, то расширение производится еще проще: для этого достаточно непосредственно объединить выходы.

Демультиплексоры и дешифраторы. Входной сигнал принимается демультиплексором и направляется им на один из нескольких выходов в соответствии с двоичным кодом, действующим на адресных входах. Остальные выходы в этом случае находятся либо в неактивном состоянии, либо в состоянии разомкнутой цепи. Аналогично работает и дешифратор. Единственное отличие состоит в том, что на входы подается только адрес, возбуждающий один из n возможных выходов. На рис. 8.35 показан такой пример. Дешифратор '138-"1 из 8" имеет низкий

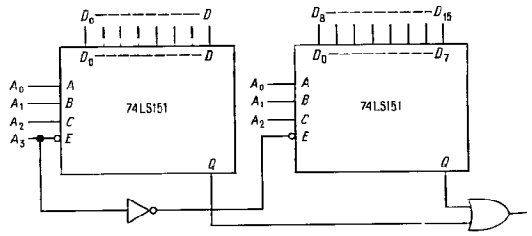


Рис. 8.34. Наращивание мультиплексора.

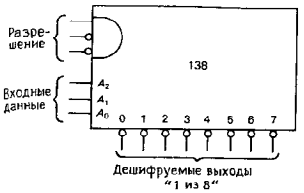


Рис. 8.35. Дешифратор «1 из 8».

уровень на выходе, который соответствует входному 3-разрядному коду (адресу), а на остальных выходах – высокий уровень. В частности этот дешифратор имеет три входа разрешение, все из которых должны быть активны (два – низкого и один – высокого уровня), иначе все выходы имеют высокий уровень. Основное применение дешифратора – заставить происходить различные события, которые зависят от состояния «счетчика», который управляет этим (скоро об этом тоже поговорим подробно).

Дешифраторы обычно используются при сопряжении с микропроцессором, когда необходимо выполнить различные действия в зависимости от адреса. Мы будем рассматривать это детально в гл. 10.

Другим применением общего использования дешифратора является организация (разрешение) последовательности действий, согласно достигнутого адреса, заданного выходом двоичного счетчика (разд. 8.25). В заключение, о «брате» схемы '138 схеме 139, которая представляет собой сдвоенный дешифратор "1 из 4 с разрешительным одиночным разрешением по низкому уровню. На рис. 8.36 показано как использовать два дешифратора 1 из 8' типа 138 для получения дешифратора 1 из 16". Как видно из рисунка, при этом не требуются внешние элементы, поскольку схема '138 имеет входы разрешения без полярностей (низкого и высокого уровней).

Упражнение 8.18. Большое расширение: постройте дешифратор 1 из 64" на девяти устройствах '138. Подсказка: используйте один из них для разрешения и включения других

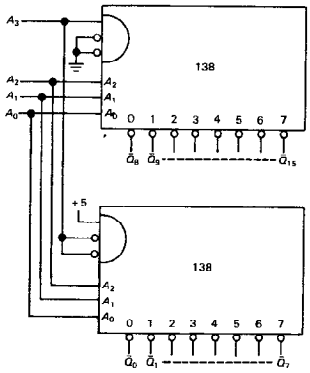


Рис. 8.36. Наращивание дешифратора.

В КМОП-логике мультиплексоры, которые используют передающие вентили, также являются демультиплексорами поскольку передающие вентили являются двунаправленными. Когда они используются таким образом, важно сознавать, что выходы, которые не выбраны, отключены. Нагрузочный резистор, или эквивалентный ему, должны быть использованы для обеспечения правильного функционирования логики с такими выходами (те же самые требования, что и с ТТЛ-вентилями с открытым коллектором).

Существует другой тип дешифраторов, который обычно входит в состав всех логических семейств. Примером такого дешифратора служит преобразователь двоично-десятичного кода в семисегментный с формирователями для управления цифровым индикатором 47. Эта схема в соответствии с двоично-десятичным кодом, действующим на входе, формирует сигналы на всех выходных линиях, связанных со входами семисегментного цифрового индикатора, воспроизводящего десятичный символ Устройство такого типа фактически является преобразователем кодов, но в обычной прак-

тике используется название дешифратор. В табл. 8.6 в конце главы представлено большинство применяемых дешифраторов.

Упражнение 8.19. Используя вентили, постройте преобразователи двоично-десятичного кода в десятичный ("1 из 10").

Приоритетный шифратор. Приоритетный шифратор формирует на выходе двоичный код, соответствующий входу с наивысшим номером (приоритетом), который возбуждается.

Наиболее часто эта схема используется в аналого-цифровых преобразователях с параллельным преобразованием (см. следующую главу) и в проектировании микропроцессорных сите м.

Примерами устройств такого типа являются схема '148 – 8-входовый (3 выходных разряда) приоритетный шифратор и схема '147 – 10-входовый.

Упражнение 8.20. Спроектируйте простейший дешифратор, у которого 2-разрядный адрес на выходе будет указывать, какой из четырех входов имеет высокий уровень (все остальные входы должны иметь низкий уровень).

Сумматоры и другие арифметические устройства. На рис. 8.37 изображен 4-разрядный полный сумматор. Он прибавляет 4-разрядное двоичное число A_i к 4-разрядному числу B_i и вырабатывает на выходе 4-разрядную сумму S_i плюс разряд переноса $П_{вых}$. Для суммирования больших величин сумматоры можно наращивать. Для этой цели предусмотрен вход $П_{вх}$, на который поступает выходной сигнал переноса от предыдущего (младшего) сумматора. На рис. 8.38 показано, как строится схема для суммирования двух 8-разрядных двоичных чисел.

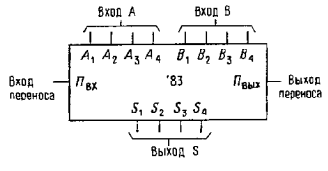


Рис. 8.37. 4-разрядный полный сумматор.

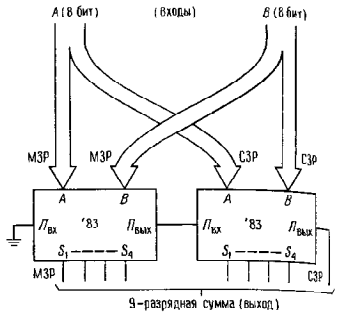


Рис. 8.38. Наращивание сумматора.

Часто в качестве сумматоров используются арифметико-логические устройства (АЛУ). Эти устройства фактически предназначены для выполнения целого ряда различных функций. В частности, 4-разрядная АЛУ '181 (с возможностью расширения для обработки слов большей длины) может выполнять сложение, вычитание, сдвиг двоичных разрядов, сравнение величин и некоторые другие функции. Время выполнения арифметических операций в сумматорах и АЛУ находится в пределах от наносекунд до десятков наносекунд в зависимости от типа логического семейства.

Интегральные умножители выпускаются в конфигурациях 8 бит × 8 бит или 16 бит × 16 бит. Разновидностью умножителей, которые в основном используются для цифровой обработки сигналов, являются так называемые умножители-накопители, которые накапливают сумму произведений. Они также выполняются в размерах 32 × 32 с 64-битовым произведеием плюс несколько дополнительных бит для сохранения суммы от переполнения. Умножители-накопители и умножители выпускаются с временем 25-50 нс; у ЭСЛ-умножителей время меньше – 5 нс (тип.) для умножителей 16 × 16.

Другим арифметическим устройством, которое используется в цифровой обработке сигналов, является коррелятор, который сравнивает соответствующие биты двух цепочек битов, вычисляя число совпавших битов. Типовой интегральный коррелятор сравнивает два 64-разрядных, которые могут сдвигаться во внутренних регистрах сдвига. Какой-либо набор бит может игнорироваться («маскироваться») в корреляции. Типовые времена составляют 30 нс, т. е. лента бит может тактироваться с частотой 35 МГц, с разрешением 7 бит в корреляции для каждого такта. Вычисляется отклонение (как в цифровом фильтре с КИХ) вместо суммы (с переносом) попарносвязанных произведений двух цепочек целых чисел. Типичные размеры – целые числа от 4 до 10 бит при длине от 3 до 8 слов (конечно, имеющие возможность расширения).

Наиболее сложными арифметическими кристаллами являются процессоры с плавающей запятой, которые осуществляют сравнение, суммирование, умножение, вычисление тригонометрических функций, экспонент и корней. Обычно они используются совместно с определенными микропроцессорами и приспособлены для работы в стандарте, известном как IEED754, который определяет размеры слов (до 80 бит), формат и т. д. Примерами таких устройств (плюс основные микропроцессоры) являются схемы 8087 (80848), 80287 (80286). 80387 (80386) и 68881 (68020/30) Они имеют действительно ошеломляющую производительность в 10 Мегафлопс (миллион операций с плавающей запятой в секунду) или более.

Компараторы. На рис 8.39 показан 4-разрядный компаратор чисел. который определяет относительные значения чисел A и и вырабатывает на выходе сигналы

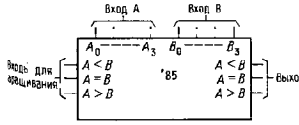


Рис. 8.39. Компаратор.

результатов сравнения: $A < B$, $A = B$ и $A > B$. Входы допускают наращивание для обработки чисел длиной более 4 бит.

Упражнение 8.21. Сконструируйте компаратор, используя вентили «исключающее или», который будет сравнивать 4-разрядные числа A и B и определять, когда $A = B$.

Схема формирования и контроля бита паритета. Это устройство предназначено для выработки паритетного бита, который добавляется к информационному «слову» при передаче (или записи) данных, а также для проверки правильности паритета при восстановлении этих данных. Паритет может быть четным или нечетным (при нечетном паритете для каждого символа общее число битов (разрядов), содержащих 1, нечетно). Например, формирователь паритета 1280 принимает 9-разрядное слово и в соответствии с состоянием управляющего входа вырабатывает на выходе четный или нечетный бит. Конструктивно схема представляет собой набор вентилей «исключающее или».

Упражнение 8.22. Подумайте, как сделать формирователь паритета используя вентили «исключающее или».

Программируемые логические устройства. Вы можете строить ваши собственные комбинационные (и даже последовательные) логические схемы на кристалле используя ИС, которые содержат массив вентилей с программируемыми перемычками. Существуют несколько вариантов таких устройств, из которых наиболее популярными являются ПМЛ (программируемая матричная логика – PAL) и ПЛМ (программируемая логическая матрица – PLA). ПМЛ, в частности. стали крайне недорогими и гибкими устройствами. которые должны войти как часть инструмента каждого разработчика Мы будем описывать комбинационные ПМЛ в следующем разделе.

Некоторые другие незнакомые функции. Существует много других комбинационных схем средней степени интеграции, представляющих несомненный интерес. Например, в семействе КМОП есть схема – «мажоритарная логика», которая говорит, что возбуждена бо́льшая часть

входов. Имеется также двоично-десятичное устройство дополнения до 9, назначение которого не требует пояснений. Существует схема «барабан–сдвигатель», которая сдвигает входное число на n (задаваемое) разрядов и может наращиваться до любой длины.

8.15. Реализация произвольных таблиц истины

К счастью, большинство из проектов цифровых схем не состоит из стряпни безумных устройств на вентилях для реализации сложных логических функций. Однако временами, когда вам нужно связать несколько сложных таблиц истинности, число вентилей может стать слишком большим. Возникает вопрос, нельзя ли найти какой-то другой путь. Таких путей существует несколько. В этом разделе мы кратко рассмотрим, как использовать мультиплексоры и демультиплексоры для реализации произвольных таблиц истинности. Затем мы обсудим в общем более мощные методы, использующие программируемые логические кристаллы, в частности ПЗУ и ПЛМ.

Мультиплексоры в качестве реализаций обобщенных таблиц истинности. Нетрудно видеть, что n-входовый мультиплексор может быть использован для генерации любой таблицы истинности на n входов без применения каких-либо внешних компонентов, если просто на их входы подать соответствующие высокие и низкие уровни. Схема на рис. 8.40 говорит, является ли входное 3-разрядное двоичное число простым. Не столь очевидно, что мультиплексор на n входов с помощью только одного инвертора может быть использован для генерации таблицы истинности на $2n$ входов. Например, рис. 8.41 показывает схему, которая определяет имеет или нет данный месяц года 31 день, где месяц (от 1 до 12) задается 4-битовым входом. Хитрость в том, чтобы заметить, что для данного состояния адресных битов, прикладываемых к мультиплексору, выход (как функция оставшегося входного бита) должен быть равен H, L, A_0 или A_0'; соответственно вход мультиплексора связывается с логическим высоким, логическим низким, A или A_0'.

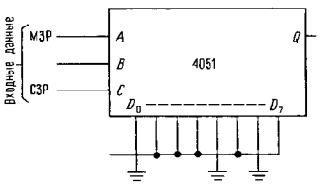


Рис. 8.40.

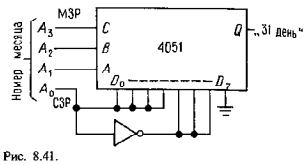


Рис. 8.41.

Упражнение 8.23. Схема на рис. 8.41. Составьте таблицу, показывающую, имеет ли данный месяц 31 день, с двоичной адресацией месяца. Сгруппируйте месяцы в пары согласно старшим значащим 3-м битам адреса. Для каждой пары обозначение выхода Q («31 день») зависит от младшего значащего адресного бита A_0. Сравните с рис. 8.41. Наконец, напрягитесь и проверьте, что схема делает на самом деле, если заданный месяц имеет 31 день.

Забавное примечание: оказывается, что данную таблицу истинности можно реализовать только с одним вентилем «исключающее или», если использовать для несуществующих месяцев знак X (любое значение)! Попытайтесь сделать это самостоятельно. Это даст вам возможность приобрести опыт в составлении карт Карно.

Дешифраторы как обобщенные таблицы истинности. Дешифраторы также позволяют упростить комбинационную логику, особенно в тех случаях, когда нужно получить несколько одновременно действующих выходных сигналов. В качестве примера попробуем составить схему преобразования двоично-десятичного кода в код с избытком 3. Таблица истинности для такого преобразования имеет вид:

Десятичный	Двоично-десятичный	С избытком 3
0	0000	0011
1	0001	0100
2	0010	0101
3	0011	0110
4	0100	0111
5	0101	1000
6	0110	1001
7	0111	1010
8	1000	1011
9	1001	1100

Мы здесь используем 4-разрядный (в двоично-десятичном коде) вход как адрес для дешифратора, а выходы дешифратора (в отрицательной логике) служат в качестве входов для нескольких вентилей ИЛИ, формирующих выходные биты, как показано на рис. 8.42. Заметим, что в этой схеме выходные биты не являются взаимно исключающими. Аналогичную схему можно использовать в качестве устройства для задания рабочих циклов в стиральной машине: при каждом состоянии входа выполняются различные функции (подача воды, заполнение, вращение барабана и т. д.). Вскоре вы увидите, каким образом вырабатывается последовательность двоичных кодов, следующих через равные промежутки времени. Индивидуальные выходы дешифратора носят название «минтермы» и соответствуют позициям на карте Карно.

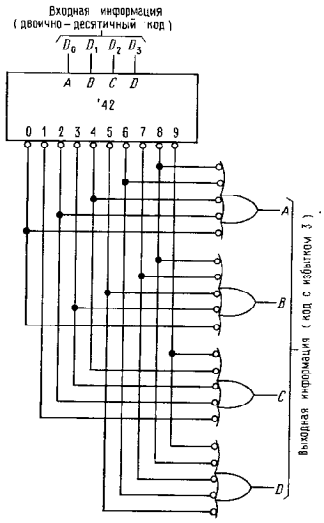


Рис. 8.42. Преобразование кодов на уровне минтермов: преобразование двоично-десятичного кода в код с избытком 3 (устаревший код, сохранившийся с 1-го издания книги)

ПЗУ и программируемая логика. Эти ИС позволяют вам программировать их внутренние связи. В этом смысле они фактически являются устройствами с памятью и будут рассматриваться позднее, вместе с тригерами, регистрами и т. п. Однако после программирования они являются строго комбинационными, хотя существуют также последовательностные программируемые логические устройства (см. разд. 8.27), они так полезны, что будут обсуждаться сейчас.

ПЗУ. ПЗУ (постоянное запоминающее устройство) содержит битовый образ (обычно 4 или 8 разрядов, параллельный выход) для каждого конкретного адреса, приложенного ко входу. Например, 1 К × 8 ПЗУ выдает восемь выходных бит на каждое из 1024 входных состояний, определяемых 10-разрядным входным адресом (рис. 8.43). Любая комбинационная таблица истинности может быть запрограммирована в ПЗУ обеспечивающем достаточное число входных линий (адреса). Например, ПЗУ 1 К × 8 можно использовать для реализации умножителя 4 × 4; в этом случае ограничение на «ширину» (8 разрядов), не действует (так как имеется 10 разрядов).

ПЗУ (а также программируемые логические устройства) являются энергонезависимым устройством, т. е. хранимая информация остается даже тогда, когда питание пропадает. ПЗУ подразделяются на несколько типов, в зависимости от их

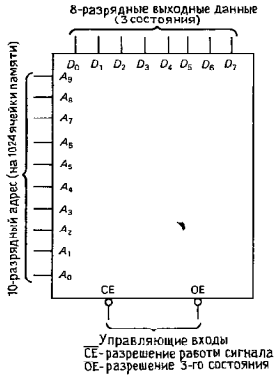


Рис. 8.43.

метода программирования: а) «Масочно-программируемые ПЗУ» имеют свое битовое содержание, созданное во время изготовления б) «Программируемые ПЗУ» (ППЗУ) программируются пользователем: ПЗУ имеют тонкие перемычки которые могут пережигаться (подобно предохранителям) посредством подачи адреса и управляющих сигналов; они обладают высоким быстродействием (25–50 нс), относительно большим потреблением (биполярные 0,5–1 Вт), размерами от малых до средних (от 32 × 8 до 8 К × × 8). «Стирасмые программируемые ПЗУ» (СППЗУ) хранят свои биты как заряды на плавающих МОП-вентилях; информация в них может стираться посредством облучения их интенсивным ультрафиолетовым светом в течение нескольких минут (они имеют прозрачное кварцевое стекло); выполняются по *n*-МОП и КМОП-технологии и значительно медленнее (200 нс) при низком потреблении (частично в режиме хранения), имеют достаточно большой размер (8 К × 8 и 128 К × 8). Современные КМОП СППЗУ достигают быстродействия биполярных ПЗУ (35 нс). Известен вариант – «однократно-программируемый» (ОКП), он содержит идентичный кристалл, но не имеет кварцевого окна для экономии и простоты. г) «Электрические стираемые программируемые ПЗУ» (ЭСППЗУ) подобны СППЗ, но могут программироваться и стираться электрически прямо в схеме с использованием стандартных напряжений питания (+5 В).

ПЗУ находят широкое использование в компьютерах и микропроцессорах, где они используются для сохранения законченных программ и таблиц данных; мы увидим их снова в гл. 11. Однако вы всегда должны помнить о небольших ПЗУ, как о замене сложных вентильных матриц.

Программируемая логика. ПМЛ (программируемая матричная логика; PAL – товарный знак фирмы Monolitic Memories Inc.) и ПЛМ (программируемые логические матрицы) являются двумя основными видами программируемой логики. Они являются ИС со многими вентилями, связи между которыми могут программироваться (подобно ПЗУ) для формирования желательных логических функций. Они выполняются как в биполярном, так и в КМОП-вариантах, первые используют прожигаемые перемычки (однократно-программируемые), вторые – плавающие вентильные КМОП схемы (ультрафиолетового или электрического стирания). Вы не можете запрограммировать любую связь, какую желаете – вы будете ограничены встроенной структурой. Рис. 8.44 показывает основные схемы комбинационных (не регистровых) ПЛМ и ПМЛ. Для простоты на этом рисунке вентили И или ИЛИ нарисованы с одним входом, хотя в действительности они являются многовходовыми вентилями с входом для каждого перекрестия.

Каждый выход (с 3 состояниями) комбинационной ПМЛ выводится от вентиля ИЛИ, а каждый вход подсоединяется к вентилю И с дюжинами входов. Например, 16L8 (рис. 8.45) имеет восемь 7-входовых вентилей ИЛИ; каждый возможный сигнал достижим для каждого вентиля И, включая 10 входных контактов (и инверторы для них) и 8-выходных контактов (и инверторы к ним). Разрешение

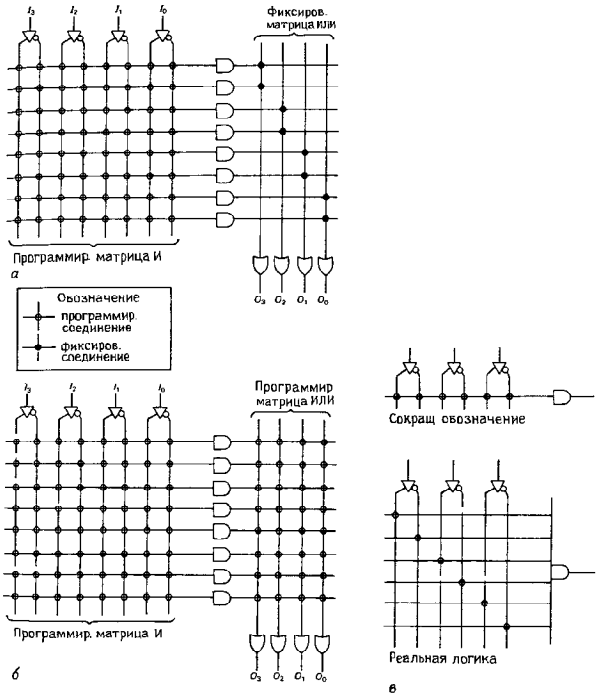


Рис. 8.44. Программируемая логика: *а* – ПЛМ; *б* – ПМЛ; *в* – фрагмент программируемых соединений с многовходовым вентилем И; кружками обозначены плавкие перемычки или другие программируемые соединения.

третьего состояния также устанавливается от 32-входового вентиля И.

ПЛМ подобна ПМЛ, но обладает бо́льшей гибкостью – выходы вентилей И могут связываться со входами вентилей ИЛИ в любой комбинации (т. е. программироваться), что предпочтительней, чем жесткое присоединение, как в ПМЛ.

Заметим, что ПМЛ и ПЛМ, которые мы описывали, являются комбинационными устройствами (т. е. выполнены только на вентилях, без памяти). Другой разновидностью программируемой логики является последовательностная логика, т. е. имеющая память (регистры), подробно мы рассмотрим их в следующем разделе. Для использования ПМЛ и ПЛМ вы должны иметь программатор, как часть аппаратного обеспечения, который знает, как прожигать перемычки (или другие

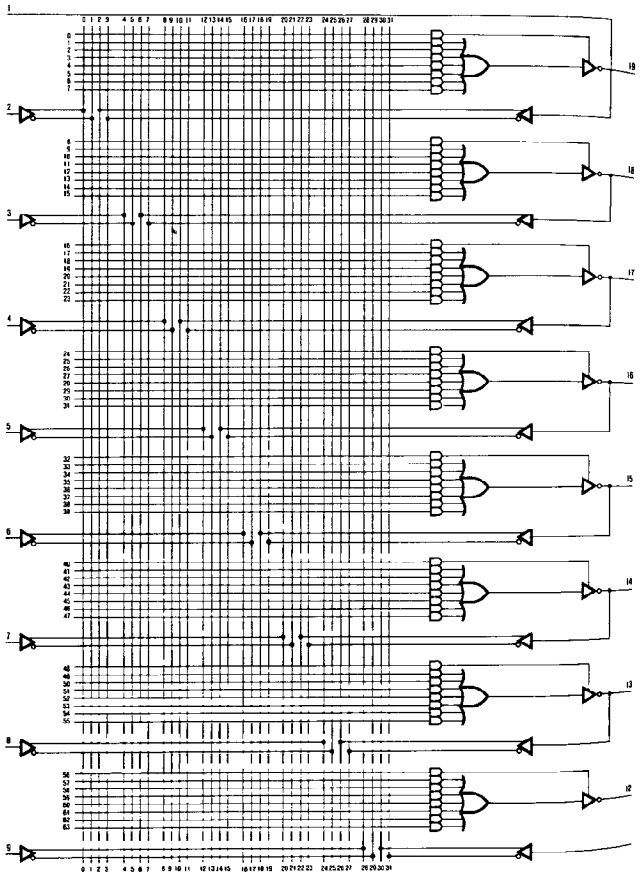


Рис. 8.45. Комбинационная ПМЛ 16L8 имеет 10 специальных входов, 2 специальных выхода и 6 двунаправленных линии входа/выхода (с 3-м состоянием). «16L8» означает 16 входов (макс.), 8 выходов (макс.) (низкий уровень – истинное значение) (с разрешения фирмы *Advanced Micro Devices*, Калифорния.)

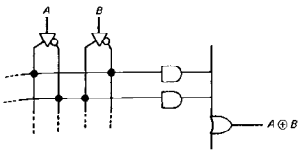


Рис. 8.46. Исключающее ИЛИ на ПМЛ.

типы программируемых средств) и проверить окончательный результат. Все программаторы имеют связь через последовательный порт с микрокомпьютером (стандартное средство связи на IBM PC или совместимой с ней), на котором вы работаете с программным обеспечением программатора. Некоторые из современных программаторов включают одноплатный компьютер, который работает с собственным программным обеспечением.

Простейшее программное обеспечение просто позволяет вам выбрать перемычки для прожигания; вы изображаете это в зависимости от того, какую логику вы хотите получить на уровне вентилей, затем перечисляете (или помечаете на графическом дисплее) эти перемычки. Рис. 8.46 показывает простой пример для функции исключающее ИЛИ на два входа на одном из выходов ПМЛ. Хорошие программаторы позволяют вам задавать буквы выражения (если они вам известны) или таблицы истинности; программное обеспечение затем делает остальное, включая минимизацию, моделирование и программирование.

Хотя ПЛМ более гибкие, фаворитом в современном проектировании являются ПЛМ. Это из-за того, что они быстрее (так как сигнал проходит только через один массив перемычек), дешевле и обычно удовлетворяют задаче. Как мы увидим позже, новые ПМЛ, использующие «макроячейки» и «складную архитектуру» дают вам некоторую дополнительную гибкость в проектировании на ПМЛ с фиксированными ИЛИ-вентилями. Таким образом, ПМЛ представляют собой гибкую и компактную альтернативу ИС с фиксированными функциями и не должны выпадать из виду у серьезного проектировщика схем. Мы покажем, как (и где) применять программируемую логику с использованием полезных хитростей в разд. 8.27.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНАЯ ЛОГИКА

8.16. Устройства с памятью: триггеры

Вся рассмотренная выше цифровая логика строилась на комбинационных схемах (т. е. наборах вентилей), в которых выход полностью определяется текущим состоянием входов. В этих схемах отсутствует «память», отсутствует предыстория. Жизнь цифровой логики станет более интересной, если устройства снабдить памятью. Это дает возможность конструировать счетчики, арифметические регистры и различные «умные» схемы, которые выполнив одну интересную функцию, начинают делать другую. Основным узлом таких схем является триггер, колоритное имя для описания устройств, которые в простейшей форме представлены на рис. 8.47.

Предположим, что оба входа A и B имеют высокий уровень. Тогда в каком состоянии будут выходы X и Y? Если X будет иметь высокий уровень, то последний будет присутствовать на обоих входах вентиля G_2, и устанавливать Y в состояние низкого уровня. Это согласуется с состоянием выхода X (высокий уровень), следовательно, все правильно. Не правда ли?

$X = B$. $Y = H$.

Неверно! Схема симметрична, следовательно, правомерно будет и состояние,

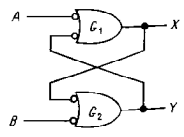


Рис. 8.47. *RS*-триггер.

при котором

$X = H, \quad Y = B.$

Состояние, когда оба выхода X и Y имеют высокий (или низкий) уровень, невозможно (вспомним, что $A = B$ = высокий уровень). Таким образом, триггер имеет два устойчивых состояния (иногда его называют «бистабильной» схемой). В каком из этих двух состояний он окажется, зависит от его предыстории, т. е. он обладает памятью. Для того чтобы в эту память что-то записать, достаточно на один из входов триггера кратковременно подать низкий уровень. Например, после кратковременной подачи низкого уровня на вход A триггер гарантированно установится в состояние

$X = B, \quad Y = H$

независимо от того, какое состояние он имел прежде.

Подавление дребезга контактов. Рассмотренный нами триггер со входами S (установки в «1») и R (установки в «0» или сброса) оказывается весьма полезным для многих применений. На рис. 8.48 показан типичный пример его использования. По идее эта схема должна открывать вентиль и пропускать входные импульсы, если ключ разомкнут. Ключ связан с землей (а не с шиной +5 В) из-за особенности биполярных ТТЛ-схем (в противоположность КМОП-элементам), состоящей в том, что вы должны обеспечить отвод тока от входа ТТЛ в состоянии низкого уровня (0,25 мА для LSTTL), в то время как в состоянии высокого уровня входной ток близок к нулю. Кроме того, обычно в устройствах имеется шина земли, удобная для подсоединения к ней ключей и

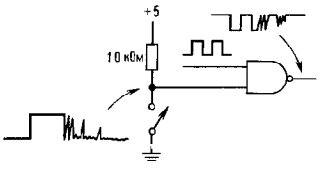


Рис. 8.48. «Дребезг» переключения.

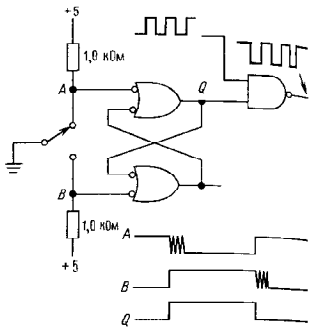


Рис. 8.49. Схема подавления дребезга.

других органов управления. При использовании такой схемы возникает проблема, обусловленная «дребезгом» контактов ключа. За время порядка 1 мс после замыкания ключа его контакты входят в соприкосновение друг с другом обычно от 10 до 100 раз. Вы получите в итоге форму сигналов, указанную на рисунке; если бы выход подключался к счетчику или регистру сдвига, то они наверняка отреагировали бы на каждый дополнительный импульс, вызванный этим дребезгом контактов.

На рис. 8.49 показано, как разрешить эту проблему. При первом же соприкосновении контактов триггер изменит свое состояние и в дальнейшем уже не будет реагировать на последующий дребезг, поскольку двухпозиционный однополюсный ключ не может совершать колебания до противоположной позиции. В результате дребезг выходного сигнала будет отсутствовать, как и показано на диаграмме. Такая схема подавления дребезга широко используется; так, микросхема '279 имеет четыре SR-триггера в одном корпусе. К сожалению, такая схема имеет небольшой недостаток. Дело в том, что первый импульс, возникающий на выходе вентиля после того, как он откроется, может оказаться укороченным: это можно определить по моменту, замыкания ключа по

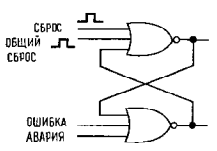


Рис. 8.50.

отношению к входной серии импульсов. То же самое относится и к конечному импульсу последовательности (разумеется, что и ключи без подавления дребезга имеют те же проблемы). В тех случаях, когда этот нежелательный эффект может оказать какое-то значение, применяется схема синхронизатора, которая позволяет его устранить.

Многовходовые триггеры. На рис. 8.50 показана еще одна простая схема триггера. В ней использованы вентили ИЛИ-НЕ: высокий уровень на входе устанавливает соответствующий выход триггера в состояние низкого уровня. Устанавливать или сбрасывать триггер различными сигналами можно благодаря наличию нескольких входов. На этом схемном фрагменте нагрузочные резисторы не используются, поскольку входные сигналы формируются где-нибудь в другом месте с помощью стандартных выходов с активной нагрузкой).

8.17. Тактируемые триггеры

Триггеры, выполненные на двух вентилях, как показано на рис. 8.47 и 8.50, обычно называют RS (от английских слов: set – установка» и reset – «сброс»), или асинхронными триггерами. Посредством подачи соответствующего входного сигнала они могут быть установлены в то или иное состояние. RS-триггеры удобно использовать в схемах защиты от дребезга, а также во многих других случаях, однако более широкое применение получили триггеры, схема которых несколько отличается от рассмотренной. Вместо пары асинхронных входов они имеют один или два информационных входа и один тактирующий вход. В момент подачи тактирующего импульса выходное состояние триггера либо изменяется, либо остается прежним, в зависимости от того, какие сигналы действуют по информационным входам.

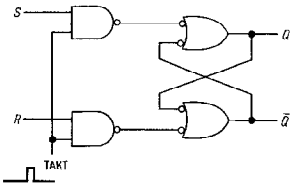


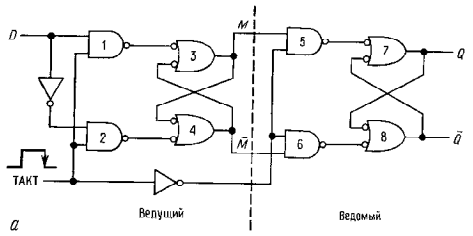
Рис. 8.51. Синхронизированный триггер.

Простейшая схема тактируемого триггера приведена на рис. 8.51. От рассмотренной выше схемы она отличается наличием двух вентилей («SET» и «RESET»). Легко проверить, что таблица истинности для этого триггера будет иметь вид

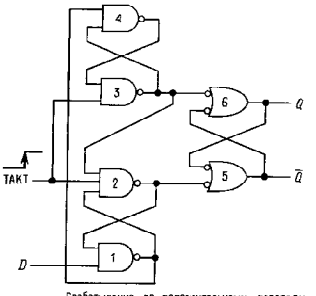
S	R	Q_{n+1}
0	0	Q_n
0	1	0
1	0	1
1	1	Неопределенное состояние

где Q_{n+1} – состояние выхода Q после подачи $(n + 1)$-го тактового импульса, а Q_n – до его поступления. Главное отличие этой схемы от предыдущей состоит в том, что входы S и R в этом случае должны рассматриваться как информационные и сигналы, присутствующие на этих входах в момент поступления тактового импульса, и определяют, что произойдет с выходом Q.

У этого триггера есть один недостаток. Дело в том, что изменение выходного состояния в соответствии со входными сигналами может происходить в течение всего отрезка времени, на котором тактовый импульс имеет высокий уровень. В этом смысле он еще подобен асинхронному RS-триггеру. Эта схема известна также под названием «прозрачный фиксатор» потому что выход «насквозь просматривает» вход в течение интервала



а



б

Рис. 8.52. *D*-триггеры с запуском по фронту.

действия тактового сигнала. Всесторонние возможности триггерных схем раскроются после введения новых, нескольких отличных от рассмотренных конфигураций, которые представляют собой триггер типа «ведущий-ведомый» (двухступенчатый) и триггер, запускаемый по фронту.

Триггеры типа «ведущий-ведомый» и триггеры, запускаемые по фронту. Эти типы триггеров наиболее распространены. Информация, поступившая на входные линии этого триггера к моменту возникновения перехода или «фронта» тактового сигнала, определяет, каким будет состояние выхода в последующий интервал времени. Такие триггеры выпускаются в виде недорогих ИМС и всегда используются в этом виде, но для того чтобы понять, как они работают, имеет смысл рассмотреть их внутреннюю структуру. На рис. 8.52 показаны принципиальные схемы так называемых *D*-триггеров. Информация, поступившая на *D*-вход, передается на выход *Q* после подачи тактового импульса. Рассмотрим принципы действия триггера типа ведущий-ведомый (рис. 8.52, *а*). Если тактовый сигнал имеет высокий уровень, разрешается работа вентилей 1 и 2, через которые ведущий триггер (вентили 3 и 4) устанавливается в состояние, соответствующее *D*-входу: $M = D$, $M' = D'$. Вентили 5 и 6 закрыты, поэтому ведомый триггер (вентили 7 и 8) сохраняет свое предыдущее состояние. Когда тактовый сигнал перейдет в состояние низкого уровня, входы ведущего триггера отключатся от *D*-входа, а входы ведомого подключатся к входу ведущего, в результате последний передаст свое состояние ведомому триггеру. После этого никакие изменения на выходе произойти не смогут, так как ведущий триггер заблокирован. С приходом следующего тактового сигнала ведомый триггер отключится от ведущего, а ведущий воспримет новое состояние входа.

С точки зрения внешних сигналов триггер, срабатывающий по фронту, ведет себя точно также, однако внутри он работает по-другому. Принцип его действия нетрудно разобрать самостоятельно. Схема, показанная на рис. 8.52, *б*, представляет собой распространенный *D*-триггер 74 семейства ТТЛ, срабатывающий на положительном перепаде. В рассмотренном

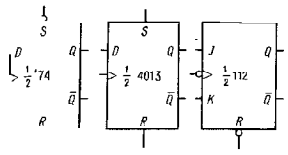


Рис. 8.53. *D*- и *JK*-триггеры.

ранее триггере типа «ведущий-ведомый» данные на выход передавались по отрицательному перепаду тактового импульса. В номенклатуру стандартных ИМС, выпускаемых промышленностью, входят триггеры, срабатывающие как по одной, так и по другой полярности перепада. Кроме того, большинство триггеров имеют также асинхронные входы *S* и *R*. Они могут устанавливаться или сбрасываться как высоким, так и низким уровнем в зависимости от типа триггера. На рис. 8.53 показано несколько популярных триггеров. Стрелка обозначает динамический вход (срабатывание по фронту), а кружок – инверсию. Таким образом, изображенная на рисунке схема 74 представляет собой сдвоенный *D*-триггер, который срабатывает по положительному перепаду и имеет асинхронные входы *S* и *R*, активные по низкому уровню. Схема 4013 представляет собой сдвоенный *D*-триггер семейства КМОП, срабатывающий по положительному перепаду и имеющий асинхронные входы *S* и *R*, активные по высокому уровню. Интегральная схема 112 – это сдвоенный *JK*-триггер типа ведущий-ведомый, срабатывающий по отрицательному перепаду и имеющий асинхронные входы *S* и *R*, активные по низкому уровню.

***J*-*K*-триггер.** По принципу действия *JK*-триггер аналогичен *D*-триггеру, но имеет два информационных входа. Его таблица истинности имеет вид:

J	*K*	Q_{n+1}
0	0	Q_n
1	0	1
1	1	0
0	1	Q_n

Если на входы поступают противоположные сигналы, то на очередном фронте тактового импульса выход *Q* воспроизводит значение *J*-входа. Если оба входа *J* и *K* имеют низкий уровень, то состояние выхода не изменится. И наконец, если на обоих входах высокий уровень, триггер будет совершать «переброс» (менять свое состояние на каждом тактовом импульсе), т. е. работать в счетном режиме).

Предупреждение. Некоторые старые типы *JK*-триггеров представляют собой «ловушку для единиц». Этот термин вы не найдете ни в одной документации, он означает явление, которое может привести неосведомленного человека к весьма неприятным последствиям. Дело в том, что если на интервале, когда ведомый триггер открыт тактовым сигналом, вход *J* и *K* (или оба одновременно) на какой-то момент изменит свое состояние, а затем до окончания тактового сигнала вернется в исходное, то это кратковременное состояние триггер запомнит и в дальнейшем он будет вести себя так, как если бы это состояние сохранилось. В результате триггер может перебросится на следующем тактовом перепаде, даже если сигналы, действующие в момент этого перепада на входах *J* и *K* подтверждают предыдущее состояние. Это может привести, мягко говоря, к своеобразному поведению. Проблема возникает из-за того, что эти триггеры были сконструированы в предположении, что тактовый импульс имеет очень короткую длительность, в то время как в действительности тактирование всегда производится сигналом конечной длительности. Если используется триггер типа «ведущий-ведомый», следует соблюдать меры предосторожности, либо вообще избегать их, применяя более надежные триггеры, работающие по фронту. Две хорошие альтернативы, которые используют истинно запуск по фронту, это приборы '112 и '109. Оба представляют собой сдвоенные (два в одном корпусе) *JK*-триггеры с асинхронными *S*- и *R*-входами, активными по низкому уровню. Устройство 112 срабатывает по отрицательному фронту тактового сигнала, а устройство 109 – по положительному. Схема '109 имеет интересную особенность, а именно, *K*-вход у него инверсный,

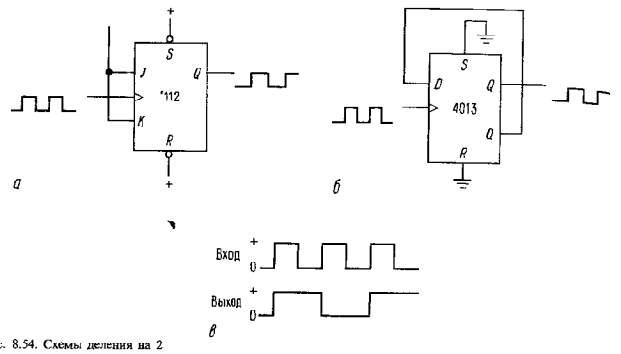


Рис. 8.54. Схемы деления на 2

поэтому иногда его называют *JK*-триггер с запретом. Таким образом, если вы соедините входы *J* и *K* вместе, то получите *D*-триггер. Для перевода его в счетный режим вы заземляете вход *K*, а на входе *J* устанавливаете ВЫСОКИЙ уровень

Делитель на 2. Легко построить схему делителя на 2, используя способность триггеров работать в счетном режиме. На рис. 8.54 показаны два способа построения такого делителя. *JK*-триггер работает в счетном режиме, когда оба входа имеют ВЫСОКИЙ уровень, производя на выходе сигнал, показанный на рисунке. Вторая схема также будет совершать перебросы, так как ее *D*-вход подключен к собственному выходу Q' и в момент поступления тактового импульса на *D*-входе всегда действует инверсия по отношению к текущему состоянию триггера. Частота сигнала на выходе в любом случае будет равна половине входной частоты.

Синхронизация информации и тактирование. В связи с последней схемой возникает интересный вопрос: не получится ли так, что триггер не сможет переброситься так как состояние *D*-входа изменяется почти сразу же вслед за тактовым импульсом? Другими словами, не начнет ли схема сбиваться, если на ее входе происходят такие странные явления? Этот вопрос можно сформулировать и следующим образом: в какой точно момент по отношению к тактовому импульсу *D*-триггер (или какой-нибудь другой) анализирует состояние своего входа? Ответ такой: для любого тактируемого устройства существует определенное «время установления» $t_{уст}$ и «время удержания» $t_{уд}$. Для того чтобы схема работала правильно, информация должна поступать на вход не позднее чем за время $t_{уст}$ до возникновения тактового перепада и оставаться неизменной по крайней мере в течение времени $t_{уд}$ после него. Например, для триггера 74HC74, $t_{уст} = 20$ нс и $t_{уд} = 3$ нс (рис. 8.55). В рассмотренной схеме счетного триггера тре-

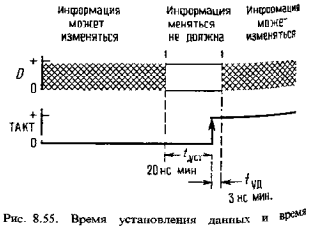


Рис. 8.55. Время установления данных и время удержания

сование к времени установления будет сохраняться неизменным в течение как минимум 20 нс, предшествующих очередному тактовому перепаду. Может показаться, что при этом нарушается требование к времени удержания, но это не так. Минимальное время распространения сигнала с тактового входа на выход составляет 10 нс, и *D*-триггер, включенный в счетном режиме, будет иметь неизменное состояние *D*-входа в течение по меньшей мере 10 нс. Большинство современных устройств вообще не представляют требований ко времени удержания (имеют $t_{уд} = 0$). Если сигнал на *D*-входе изменяется на интервале времени удержания, то может возникнуть любопытный эффект, носящий название «метастабильное состояние», при котором триггер не может определить, в какое состояние он должен перейти. Об этом явлении мы вскоре еще упомянем.

Деление на число, большее чем 2. С помощью каскадного соединения счетных триггеров (выход *Q* каждого предыдущего триггера подключен к тактическому входу последующего) легко получить «делитель на 2^n», или двоичный счетчик. На рис. 8.56 показана схема четырехразрядного асинхронного счетчика и даны его временные диаграммы. Заметим здесь, что если выход *Q* каждого триггера непосредственно действует на тактовый вход следующего, срабатывание триггеров должно происходить по спаду (заднему фронту) сигнала на тактовом входе (показано кружком инверсии). Эта схема представляет собой счетчик-делитель на 16: на выходе последнего триггера формируются прямоугольные импульсы, следующие с частотой, равной 1/16 частоты входного тактового сигнала. Схема называется счетчиком, поскольку информация, присутствующая на четырех входах *Q*, может рассматриваться как 4-разрядное двоичное число, которое изменяется от 0 до 15, увеличиваясь на единицу с каждым входным импульсом. Этот факт отражает временная диаграмма на рис. 8.56, *б*, на которой СЗР означает «старший значащий разряд»,

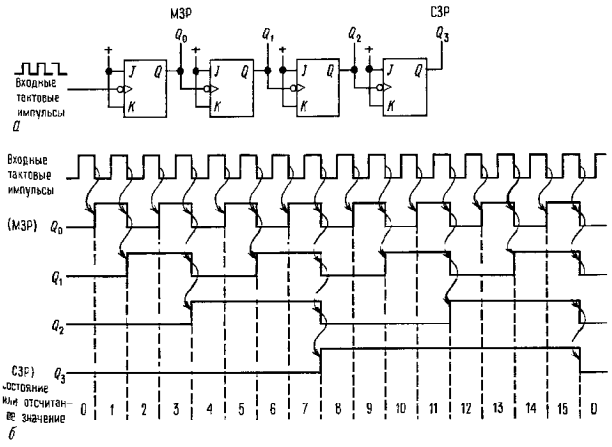


Рис. 8.56. 4-разрядный счетчик.

МЗР – «младший значащий разряд», а изогнутые стрелки, облегчающие понимание, указывают, какими перепадами вызываются изменения сигналов.

Этот счетчик, как вы увидите в разд. 8.25, выполняет настолько важную функцию, что выпускается в виде большого числа модификаций, выполненных в виде однокристальных микросхем, включая такие форматы счета, как 4-разрядный, двоично-десятичный и многоцифровой. Соединяя эти счетчики каскадно и воспроизводя их содержимое с помощью цифрового индикатора (например, светодиодного) можно легко построить схему подсчета каких-либо событий. Если разрешить прохождение импульсов на вход счетчика в течение ровно 1 с, то получится счетчик частоты, который будет воспроизводить значение частоты путем подсчета числа периодов в секунду. В разд. 15.10 приводятся схемы этого простого, но очень полезного устройства. Промышленностью выпускаются однокристальные счетчики частоты, в состав которых входят дополнительно генератор, схемы управления и вывода на индикацию. Триггер такого устройства показан на рис. 8.71.

На практике простейшая схема каскадирования счетчиков посредством соединения каждого выхода Q со следующим тактовым входом имеет некоторые интересные проблемы, связанные с покаскадной задержкой распространения сигнала по цепочке триггеров. По этой причине лучше использовать схему, в которой один и тот же тактовый сигнал подается одновременно на все входы. В следующем разделе мы будем рассматривать эти синхронные тактируемые системы

8.18. Последовательностная логика – объединение памяти и вентилей

После того как мы изучили свойства триггеров, посмотрим, что можно получить, если объединить их с рассмотренной ранее комбинационной (вентильной) логикой. Составленные из вентилей и триггеров схемы, представляют собой наиболее общую форму цифровой логики.

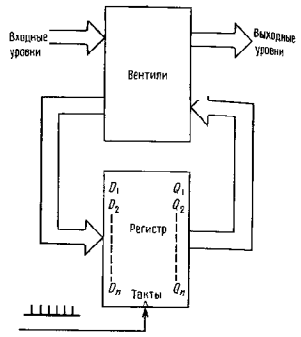


Рис. 8.57. Классическая последовательностная схема: регистры памяти и комбинационная логика. Эту схему можно легко реализовать с использованием однокристальных регистровых ПМЛ (см. разд. 8.27).

Синхронные тактируемые системы. Мы уже упомянули в предыдущем разделе, что последовательностные логические схемы, в которых для управления всеми триггерами используется общий источник тактовых импульсов, имеют ряд преимуществ. В таких синхронных системах все действия происходят сразу же после возникновения тактового импульса и определяются тем состоянием, которое имеет место непосредственно перед его возникновением. Общая структура подобной системы показана на рис. 8.57.

Все триггеры объединены в один общий регистр, представляющий собой не что иное, как набор D-триггеров, у которых тактовые входы соединены вместе, а индивидуальные D-входы и выходы Q выведены вовне. Каждый тактовый импульс вызывает передачу уровней, присутствующих на D-входах, на соответствующие выходы Q. Блок, состоящий из вентилей, анализирует состояние выходов регистра и внешних входов, вырабатывает новую комбинацию сигнала для D-входов регистра и выходные логические уровни. Эта с виду простая схема обладает очень

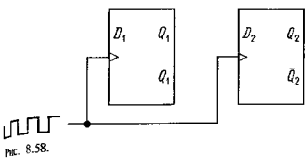


Рис. 8.58.

большими возможностями. Рассмотрим пример.

Пример: деление на 3. Попробуем построить схему синхронного делителя на 3 с помощью двух D-триггеров, тактируемых входным сигналом. В этом случае D_1 и D_2 будут входами регистра. Q_1 и Q_2 – его выходами, общая тактовая линия будет представлять главный тактовый вход (рис. 8.58).

1. Выберем три состояния:

Q_1	Q_2
0	0
0	1
1	0
0	0 (т. е. первое состояние)

2. Определим, что должно быть на выходах комбинационной схемы для того чтобы получить последовательность этих состояний, т. е. что должно поступать на D-входы, для того чтобы получить требуемые состояния на выходах:

Q_1	Q_2	D_1	D_2
0	0	1	
1	1	0	
0	0	0	

Построим вентильную схему, которая, с помощью имеющихся выходов позволит бы получить требуемые состояния на выходах. В общем случае можно использовать карту Карно, но для данного простого примера можно сразу увидеть, что $D_1 = Q_2$, $D_2 = (Q_1 + Q_2)'$. Этому соответствует схема на рис. 8.59.

Легко проверить, что эта схема работает так, как и было задумано. Так как она является синхронной, или тактируемой, сигналы на обоих выходах изменяются одновременно (если же выход первого триггера непосредственно подключить к тактовому входу второго, то получится асинхронный счетчик). В общем случае предпочитают использовать синхронные (или тактируемые) системы, так как они имеют более высокую помехоустойчивость. Это обусловлено тем, что к моменту возникновения тактового импульса триггеры находятся в установившемся состоянии, а на схемы, в которых входные сигналы анализируются только по фронтам тактовых импульсов, не действуют помехи, возникающие за счет емкостных связей от других триггеров или по каким-либо другим причинам. Еще одно преимущество состоит в том, что в тактируемых системах переходные состояния (вызванные задержками, в результате чего выходные сигналы изменяются не одновременно) не вызывают на выходах ложных сигналов, поскольку система не воспринимает никаких изменений, которые происходят после возникновения импульса. Далее мы проиллюстрируем это на ряде примеров.

Запрещенные состояния. Что произойдет со схемой деления на 3, если ее триггеры каким-то образом окажутся в состоянии $(Q_1, Q_2) = (1, 1)$? Это может произойти при включении питания, так как начальное состояние триггеров предсказать невозможно. Из схемы видно, что первый

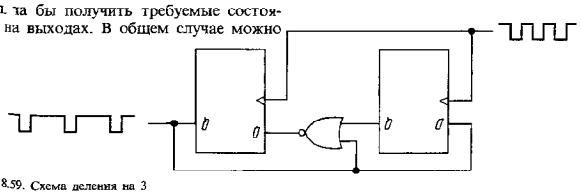


Рис. 8.59. Схема деления на 3

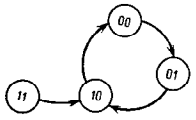


Рис. 8.60. Диаграмма состояний схемы деления на 3.

тактовый импульс переведет ее в состояние (1, 0) и далее она будет функционировать как положено. В таких случаях важно производить проверку запрещенных состояний, поскольку схема может случайно оказаться в одном из них. (С другой стороны, все возможные состояния системы можно определить на начальном этапе разработки.) Диаграмма состояний, показанная для данного примера на рис. 8.60, может оказаться полезным диагностическим инструментом. Если в системе используются и другие переменные, то обычно для каждого перехода рядом со стрелкой записываются условия. Стрелки могут идти в обоих направлениях, а также из одного состояния к нескольким другим.

Упражнение 8.24. Постройте синхронную схему деления на 3 с помощью двух *JK*-триггеров. Это можно выполнить (16 различными способами) без использования вентилей или инверторов. Когда вы будете составлять таблицу требуемых значений для входов J_1, K_1 и J_2, K_2, не забудьте, что для каждой точки J, K существуют две возможности. Например, если выход триггера переходит из 0 в 1, то J, K – 1, X (где X – любое значение). Наконец, проверьте, не будет ли схема застревать в запрещенном состоянии (это наблюдается в четырех из 16 возможных решений этой задачи).

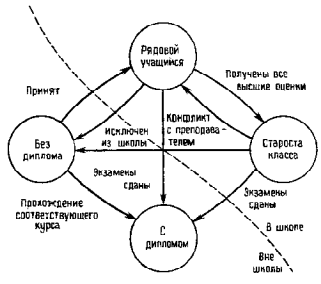


Рис. 8.61. Диаграмма состояний

Упражнение 8.25. Постройте синхронный 2-разрядный реверсивный счетчик: он имеет тактовый вход и вход управления ($U/\overline{D}$); выходы являются выходами триггеров Q_1 и Q_2. Если вход $U/\overline{D}$ имеет ВЫСОКИЙ уровень, то он работает как обычный двоичный счетчик, а если НИЗКИЙ, то он считает в обратном направлении – $Q_2Q_1 = 00, 11, 10, 01, 00...$

Диаграмма состояний как инструмент проектирования. Диаграмма состояний может оказаться полезной при разработке последовательной логики, особенно в тех случаях, когда переходы из одного состояния в другое могут происходить различным путем. Создавая такую схему, нужно сначала выбрать совокупность единственных состояний системы и каждому из них присвоить собственное имя (т. е. двоичный адрес). Здесь потребуется не менее n триггеров, где n – наименьшее целое, для которого 2^n больше или равно числу различных состояний системы. Далее устанавливают правила переходов из одного состояния в другое, т. е. все возможные условия для входа в каждое состояние и выхода из него. Таким образом, задача построения последовательной логики свелась к задаче построения комбинационной логики, которую всегда можно решить с помощью известных методов, например карты Карно. Реальный пример показан на рис. 8.61. Заметим, что здесь могут иметь место состояния, из которых нет перехода к другим состояниям (например, «получение диплома»).

Регистровые ПЛМ. Программируемые логические ИС (ПМЛ и ПЛМ, смотрите разд. 8.15) выпускаются как с вентилями так и с синхронно тактируемыми *D*-триггерами на одном кристалле. Они известны как регистровые ПМЛ и ПЛМ и являются идеальными для построения последовательностных схем. Вы узнаете, как это делать в разд. 8.27.

8.19. Синхронизатор

Интересно использование триггеров в последовательных схемах в качестве синхронизаторов. Предположим, что в синхронную тактированную систему с триггерами поступает внешний управляющий сигнал и вы хотите использовать состояния этого сигнала для управления некоторым действием. Например, сигнал от измерительного прибора или экспериментальной установки может указывать, что данные готовы для передачи в ЭВМ. Так как экспериментальная установка и ЭВМ работают совершенно независимо друг от друга, т. е. асинхронно, необходимо иметь метод, который позволил бы установить порядок в работе двух систем.

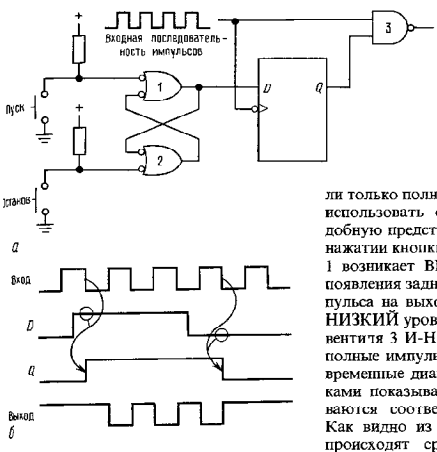


Рис. 8.62. Синхронизатор импульсной последовательности.

Пример: синхронизатор импульсов. Еще раз рассмотрим в качестве примера схему, в которой триггер подавителя дребезга раз шает прохождение последовательности импульсов (разд. 8.16). Эта схема открывает вентиль всякий раз, когда ключ в м т, независимо от фазы, подаваемой на него импульсной последовательности, ре учтате первый или последний импульс могут оказаться укороченными. Задача состоит в том что замыкание ключа роисходит асинхронно с последовательно ю импульсов. В некоторых случаях важно чтобы все тактовые импульсы имели только полные периоды, и тогда нужно использовать схему синхронизации, подобную представленной на рис. 8.62. При нажатии кнопки «пуск» на выходе вентиля 1 возникает ВЫСОКИЙ уровень, но до появления заднего фронта очередного импульса на выходе Q триггера сохранится НИЗКИЙ уровень. В результате на выход вентиля 3 И-НЕ будут проходить только полные импульсы. На рис. 8.62 показаны временные диаграммы. Кривые со стрелками показывают, какие действия вызываются соответствующими перепадами. Как видно из диаграммы, изменения Q происходят сразу по заднему фронту входного сигнала.

Логические состязания и «всплески». Рассмотренный пример позволяет осветить тонкий, но предельно важный вопрос: что же произойдет, если для переброса триггера будет использоваться положительный перепад? Если вы тщательно проанализируете этот случай, то увидите, что с ПУСКОМ схемы все будет в полном порядке, но если кнопку СТОП нажать в тот момент, когда на входе действует НИЗКИЙ уровень, произойдет весьма неприятная вещь (рис. 8.63). Так как по-

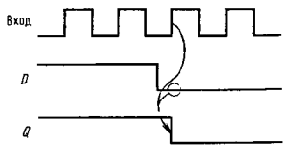


Рис. 8.63. Логические состязания могут вызвать появление коротких импульсов

следний (3) вентиль И-НЕ будет открыт до тех пор, пока на выходе триггера не установится НИЗКИЙ уровень (задержка для НС или LSTTЛ составляет приблизительно 20 нс), на выходе схемы возникает короткий «выброс» или «всплеск» (глитч). Это – классический пример «логического состязания». Принимая определенные меры предосторожности, подобных ситуаций можно избежать, что и показывает рассмотренный пример. «Всплески» – это страшная вещь, если они заведутся в ваших схемах. Кроме всего прочего, их невозможно увидеть на осциллографе и вы можете просто не узнать об их существовании. «Всплески» могут самым произвольным образом тактировать цепочки триггеров, они могут расширяться или сужаться до полного исчезновения, проходя через вентили и инверторы.

Упражнение 8.26. Покажите, что рассмотренная схема синхронизатора импульсов (рис. 8.62) не вырабатывает «всплески»

Упражнение 8.27. Спроектируйте схему, которая позволяет пропускать один полный отрицательный импульс (из входной последовательности импульсов) на выход после нажатия кнопки.

Несколько замечаний по поводу синхронизаторов: На *D*-вход триггера сигнал может поступать не только от ключа с подавителем дребезга, но также и от других логических схем. В средствах сопряжения с ЭВМ и других применениях часто бывает нужно передавать асинхронный сигнал в тактируемое устройство. Идеальным решением в этих случаях является использование тактируемых триггеров или синхронизаторов. В рассмотренной схеме, так же как и во всех других логических схемах, необходимо соответствующим образом подключить неиспользованные входы. В данном случае входы *S* и *R* нужно подключить так, чтобы они не влияли на работу схемы (для '74 соединить с ВЫСОКИМ уровнем, а для 4013 заземлить) Неиспользуемые входы, не влияющие на выход (например, входы незадействованных вентилей), можно оставлять неподключенными. Это не относится к элементам КМОП, у которых они должны заземляться, чтобы не появился ток в выходном каскаде (более подробно см. гл. 9). Промышленностью выпускается сдвоенный синхронизатор 74120, однако широкого распространения он не получил.

МОНОСТАБИЛЬНЫЕ МУЛЬТИВИБРАТОРЫ

Моностабильный мультивибратор, или одновибратор, является разновидностью триггера (триггер иногда называют бистабильным мультивибратором), в котором выход одного из вентилей имеет емкостную связь со входом другого вентиля, в результате этого схема всегда возвращается в одно состояние. Если с помощью кратковременного входного импульса схему принудительно установить в другое состояние, то она вернется в исходное с задержкой, которая будет определяться величиной емкости и параметрами схемы (входным током и т. п.). Эта схема широко используется для формирования импульсов заданной длительности и полярности. Построение одновибраторов на вентилях и *RC*-элементах представляет собой довольно сложную задачу. Здесь надо учитывать конкретное выполнение входных вентильных схем, так как напряжение на емкости в одновибраторе может превышать напряжение питания. Чтобы не развивать у читателя дурных привычек, мы не будем давать примеры подобных схем и рассмотрим одновибратор, который выпускается в виде стандартного функционального блока В реальных устройствах лучше всего использовать одновибраторы в интегральном использовании, создавать же схемы собственной конструкции имеет смысл лишь в случае крайней необходимости, например если на плате имеется свободный вентиль и ет ни одного места для дополнительной микросхемы. Однако, возможно, что это не имеет смысла даже в таком случае.

8.20. Характеристики одновибраторов

Входы. Одновибраторы срабатывают по положительному или отрицательному перепаду, который подан на соответствующие входы. Единственное требование к

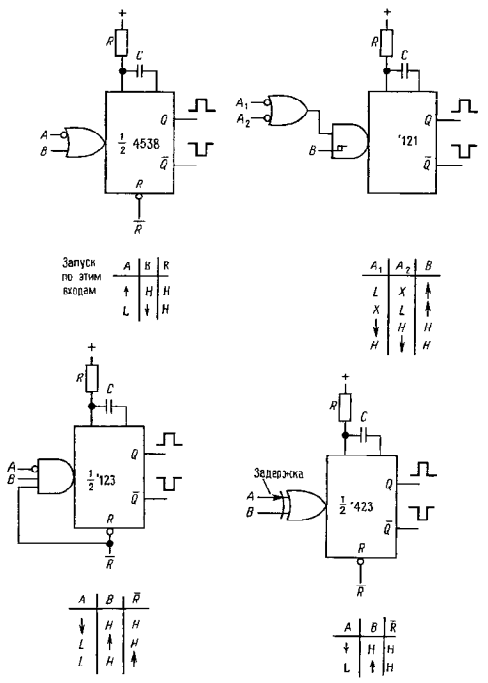


Рис. 8.64 Четыре наиболее распространенных одновибратора и их таблицы истинности

игн ту запуска состоит в том, что он ожен обладать некоторой минимальной длительностью – обычно от 25 до 100 с. При этом он может быть как короче, так и длиннее выходного импульса. Обычн в схеме предусматривается несколько входов: это позволяет использовать для запуска схемы одновибратора несколько сигналов: один по отрицательном перепаду, другие по положительному (напомним, что отрицательный перепад означает переход с ВЫСОКОГО уровня на НИЗКИЙ, а не отрицательную полярность). Дополнительные входы могут также использоваться для запрета запуска. Четыре примера одновибраторных схем показаны на рис. 8.64.

Стрелками в строках таблиц показаны направления перепадов на входах, при которых происходит запуск. Например, '121 запускается, когда на одном из входов *A* происходит перепад с ВЫСОКОГО

уровня на НИЗКИЙ, при условии что на входе B и на другом входе A действует ВЫСОКИЙ уровень. Схема '4538 представляет собой сдвоенный одновибратор с вентилем ИЛИ на входе. Если используется только один вход, то другой должен быть заблокирован, как показано в таблице. Одновибратор '121 имеет три входа, которые связаны с комбинацией вентилей И и ИЛИ. На входе B установлен триггер Шмитта, что позволяет снизить требования к скорости нарастания входного сигнала и к уровню помех. В состав одновибратора входит также не слишком хороший внутренний времязадающий резистор, который вы можете использовать, если у вас нет желания подключать внешний резистор R. Схема 221 представляет собой сдвоенный вариант схемы '121. Пользователи КМОП-версий могут иметь только сдвоенные варианты схем. Популярная ИС '123 представляет собой сдвоенный одновибратор с вентилем И на входе; на неиспользуемые входы должны подаваться разрешающие сигналы. Заметим, в частности, что он срабатывает и по спаду сигнала на R-входе, если в этот момент на оба входа запуска поданы соответствующие сигналы. Это свойство не является для одновибраторов универсальным и может требоваться или не требоваться, в зависимости от конкретного использования (чаще всего оно не требуется). Схема '423 является той же самой схемой, что и '123, но без этой «особенности».

На принципиальных схемах при изображении одновибраторов входной вентиль обычно не показывается. Это позволяет сэкономить место, но создает некоторую путаницу.

Перезапуск. Большинство одновибраторов, например упомянутые ранее '4538, '123 и '423, будут начинать новый цикл отсчета временного интервала, если за время действия выходного импульса на вход поступит новый запускающий импульс. Такие устройства называют одновибратором с перезапуском. Выходной импульс одновибратора будет шире, чем обычно, если перезапуск схемы происходит во время действия выходного импульса и заканчивается по истечении интервала номинальной длительности с момента поступления последнего запускающего сигнала. Одновибраторы '121 и '221 не имеют перезапуска; во время действия выходного импульса они не воспринимают перепады на входе. Большинство перезапускаемых одновибраторов можно включить таким образом, чтобы они не перезапускались. Простой пример подобной схемы показан на рис. 8.65.

Сброс. Большая часть одновибраторов имеет вход сброса, который отменяет все остальные функции. Кратковременный сигнал по входу R обрывает выходной импульс. Этот вход может использоваться для предотвращения выработки выходного импульса в момент включения питания логической системы; однако учтите сделанные выше замечания по схеме '123.

Длительность импульса. С помощью стандартных одновибраторов можно получать импульсы длительностью от 40 нс до нескольких миллисекунд (и даже секунд) за счет подключения внешнего конденсатора, обычно в сочетании с резистором. С помощью устройства, подобного ИС 555 (см. разд. 5.14) можно формировать импульсы и большей длительности, но его входные характеристики зачастую создают неудобства. Интервалы времени очень большой длительности лучше сего

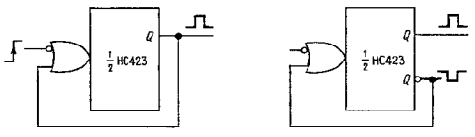


Рис. 8.65. Схемы одновибраторов без перезапуска.

отсчитывать цифровым способом (см. разд. 8.23). В табл. 8.8 в конце главы приведены данные на большинство применяемых одновибраторов

8.21. Пример схемы одновибратора

На рис. 8.66 показана схема генератора прямоугольных импульсов с независимой регулировкой частоты и скважности; схема позволяет с помощью внешнего сигнала закрывать выход по отрицательному перепаду выходного импульса. Токовое зеркало $T_1 - T_3$ формирует на C_1 нарастающее напряжение. Когда это напряжение достигает порога верхнего компаратора, равного $2/3U_+$, запускается одновибратор, который вырабатывает положительный импульс длительностью 2 мкс и устанавливает n-канальный ПТ T_4 в проводящее состояние и разряжает конденсатор. Таким образом, на C_1 формируется пилообразный сигнал, нарастающий до значения +8 со скоростью, которая задается потенциометром R_2. Нижний компаратор из пилообразных импульсов вырабатывает прямоугольные импульсы со скважностью, которую с помощью потенциометра R_5 можно линейно регулировать в пределах от 0,1 до 99%. Оба компаратора имеют гистерезис порядка нескольких милливольт (R_8 и R_9), наличие которого позволяет предотвратить многократные переходы, возникающие под действием помех. В схеме применен сдвоенный компаратор типа LH393 с малым потреблением, который имеет на выходах схемы с открытым коллектором и диапазон синфазного сигнала на входе от нуля до напряжения питания. Отличительное свойство этой схемы – ее способность синхронизироваться (работать в старт-стопном режиме) по внешнему управляющему сигналу. При наличии сигнала на входе ОСТАНОВ схема останавливает свой генератор по очередному отрицательному перепаду на выходе. Когда на входе ОСТАНОВ сигнал снова перейдет в состояние НИЗКОГО уровня, генератор сразу же начинает формировать полные периоды: как если бы задний фронт возник в момент снятия сигнала ОСТАНОВ. Дополнительный 3-й вход схемы И-НЕ, который соединен с выходом компаратора, служит для того, чтобы схема не «застревала» при заряженной емкости C_1. Длительность импульса на выходе одновибратора выбирается доста-

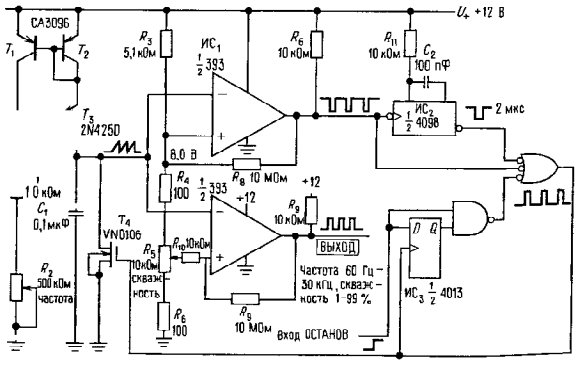


Рис. 8.66. Самосинхронизирующийся генератор импульсов с внешним запуском

точно большой, чтобы за это время C_1 мог полностью разрядиться

8.22. Предостережения относительно одновибраторов

С одновибраторами связан целый ряд проблем, которые не встречаются в других цифровых схемах. Кроме того, существуют некоторые общие принципы, которыми необходимо руководствоваться при их использовании. Остановимся сначала на «патологии» одновибраторов.

Проблемы применения одновибраторов. *Длительность импульса.* Для построения одновибраторов используется сочетание линейных и цифровых методов. Так как линейные схемы чувствительны к изменениям $U_{б э}$ и $h_{21э}$ от температуры и т. п., одновибраторы также реагируют на изменения температуры и напряжения питания дрейфом длительности выходного импульса. В типовых устройствах, например 4538, длительность выходного импульса колеблется в пределах нескольких процентов при изменении температуры в интервале 0–50°С и при отклонениях напряжения питания ±5%. Кроме того, разброс параметров от устройства к устройству для ИМС данного типа составляет ±10%. При рассмотрении чувствительности к изменениям температуры и напряжения питания важно помнить, что кристалл (чип) микросхемы может обладать эффектом саморазогрева, а изменение напряжения питания во время действия выходного импульса (например, короткие «всплески» по шине питания) может существенно повлиять на его длительность (или вызвать ложный запуск).

Длинные импульсы. При формировании длинных импульсов емкость конденсатора может превышать несколько микрофарад, что приводит к необходимости использовать электролитические конденсаторы. В этом случае возникает проблема тока утечки (величина которого для конденсаторов малой емкости незначительна), особенно если учесть, что в большинстве одновибраторов во время действия выходного импульса к конденсатору прикладывается напряжение обоих полярностей. Для разрешения этой проблемы можно установить диод или транзистор, либо перейти на цифровые методы формирования задержек с использованием тактовых импульсов и триггерных каскадов, как показано в разд. 8.23. Использование внешнего диода или транзистора повышает чувствительность к температуре и снижает точность задания длительности импульса. Это может также затруднить перезапуск.

Скважность. В некоторых схемах одновибраторов длительность выходного импульса при высокой скважности уменьшается. Типичным примером являются элементы серии ТТЛ 9600–9602, у которых при скважности 60% длительность выходного импульса постоянна, а при скважности 100% уменьшается приблизительно на 5%. Устройство '121 (прекрасное в других отношениях) в этом отношении еще хуже, так как при высокой скважности вообще ведет себя не устойчиво.

Запуск. Если для сигнала одновибраторов используются слишком короткие сигналы, то они могут вырабатывать на входе нестандартные, или «дрожащие», импульсы. Для запускающего импульса задается минимальная длительность, например, для прибора LS '121 она составляет 50 нс, а для 4098–140 нс при напряжении питания +5 В и 40 нс при питании +15 В (при повышенном напряжении питания элементы КМОП имеют более высокое быстродействие и повышенную нагрузочную способность).

Помехоустойчивость. Так как в состав одновибраторов входят линейные элементы, их помехоустойчивость обычно хуже, чем у других цифровых схем. Одновибраторы очень чувствительны к емкостным связям вблизи внешних времязадающих элементов R и C. Кроме того, некоторые одновибраторы склонны к ложному запуску от «всплесков» на шине земли или U_+.

Паспортные данные. Не забывайте, что характеристики одновибратора (точность выдержки времени, нестабильность по температуре и напряжению питания) могут значительно ухудшаться на краях рабочего диапазона. В паспортных данных на устройство обычно задается диапазон длительностей выходного импульса, в котором оно имеет хорошие характеристики, и это может ввести в заблуждение. Кроме того, могут наблюдаться различия в тех же самых номерах изделий, когда они выпускаются различными изготовителями. Читайте паспортные данные тщательно!

Развязка по выходу. Вообще, в любом цифровом устройстве, содержащем триггеры, выходы должны быть буферированы (с помощью вентиля, инвертора, возможно, интерфейсной схемы типа линейного формирователя-возбудителя или драйвера) до того, как они поступят на кабель или внешний прибор. Если устройство типа одновибратора подключается к кабелю непосредственно, то его работа может стать неустойчивой за счет влияния нагрузочной емкости и отражения сигналов в кабеле.

Общие соображения по применению одновибраторов. При использовании одновибраторов для формирования импульсной последовательности убедитесь в том, что на «концах» не будут вырабатываться дополнительные импульсы, т. е. что сигналы, разрешающие запуск одновибратора, сами не производят его запуск. Это легко сделать, если тщательно просмотреть таблицу истинности. Не увлекайтесь применением одновибраторов, хотя заманчиво ставить их везде, где только можно, и наблюдать, как импульсы от них разбегаются во все точки схемы. Схемы, содержащие большое число одновибраторов, свидетельствуют о неопытности разработчика. Кроме указанных проблем существуют еще и дополнительные сложности, связанные с тем, что схема, насыщенная одновибраторами, не допускает существенной регулировки тактовой частоты, поскольку все выдержки времени в схеме настроены на определенный порядок возникновения событий. Если есть возможность выполнить те же функции без применения одновибраторов, его надо воспользоваться. Пример такой схемы показан на рис. 8.67. Предположим, что требуется сформировать по спаду входного сигнала импульс, а затем еще один, за-

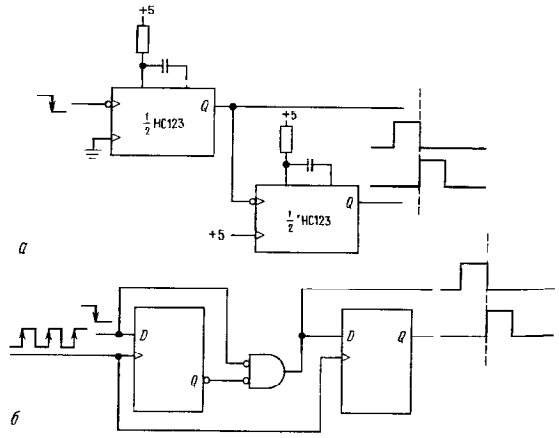


Рис. 8.67 Цифровая задержка (*б*) заменяет задержку на одновибраторах (*а*).

держанный по отношению к первому. Эти импульсы могут использоваться для предварительной установки схемы и запуска операций, перед которыми требовалось выполнить некоторые предварительные действия, о завершении которых сообщает спад входного сигнала. Так как для управления остальной частью схемы скорее всего используются тактовые импульсы, будем предполагать, что сигнал на D-входе снимается синхронно с передним фронтом такта. В схеме на рис. 8.67, *а* входной перепад запускает первый одновибратор, который по концу своего выходного импульса запускает второй одновибратор.

В схеме на рис. 8.67, *б* то же самое делается при помощи D-триггеров, которые вырабатывают на выходе импульсы с длительностью, равной одному периоду тактовой частоты. В отличие от асинхронной схемы, в которой триггеры включаются каскадно, данная схема является синхронной. По ряду причин, в частности связанных с помехоустойчивостью, предпочтительнее применять синхронные системы. Если необходимо формировать импульсы большей длительности, можно использовать ту же самую схему, но взяв при этом другую тактовую частоту, которую можно получить путем деления основной (высокочастотной) тактовой последовательности с помощью цепочки счетных триггеров. В этом случае основной тактовый сигнал может использоваться для тактирования D-триггеров. Как правило, в синхронных системах имеется несколько серий тактовых импульсов, образованных в результате деления основной частоты

8.23. Получение выдержки времени с помощью счетчиков

Как мы уже подчеркивали, существует целый ряд причин, по которым следует избегать применять одновибраторы в логических устройствах. На рис. 8.68 изображена еще одна схема, где триггер и счетчик заменяют одновибратор для формирования импульса большой длительности. Интегральная схема 4060 представляет собой 14-разрядный двоичный счетчик (14 каскадно включенных триггеров) типа КМОП. Фронтом входного сигнала на выходе устанавливается высокий уровень, который разрешает работу счетчика. После отсчета 2^{n-1} импульсов на выходе Q_n и возникает ВЫСОКИЙ уровень, в результате чего триггер и счетчик сбросятся. Данная схема позволяет с высокой точностью вырабатывать импульсы большей длительности, причем последняя может изменяться с коэффициентом 2. В состав счетчика 4060 входит также внутренний генератор, который заменяет внешний источник тактовых импульсов. Наш опыт говорит, что встроенный генератор имеет бедную частотную характеристику и может (даже в НС-версиях) плохо функционировать.

Вы можете использовать законченные интегральные схемы для задания временных интервалов с помощью счетчиков. Так, схемы фирмы Intersil ICM 7240/50/60 имеют встроенные 8-разрядный и двухдекадный счетчики и необходимую логику для формирования задержек, эквивалентных накопленному числу счета (1–255 или 1–99); устанавливать число Вы можете либо устанавливая перемычки, либо с по-

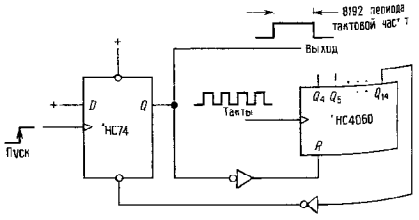


Рис. 8.68. Формирование длинных импульсов цифровым способом.

мощью барабанных переключателей. Схема ICM7242 подобна им, но имеет счетчик с установленным жестко значением для деления на 128. Фирма Exar выпускает аналогичный прибор, именуемый XR2243, который имеет фиксированный счетчик-делитель на 1024.

ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫЕ ФУНКЦИИ, РЕАЛИЗУЕМЫЕ НА СТАНДАРТНЫХ ИМС

Различные сочетания триггеров и вентилей, так же как и рассмотренные ранее комбинационные схемы, могут быть размещены на одном кристалле ИМС. В последующих разделах мы дадим обзор наиболее часто используемых типов ИМС в соответствии с выполняемыми функциями.

Так же, как и в случае с небогатой комбинационной логикой, программируемые логические устройства (ПМЛ и GAL, в частности) создают притягательную альтернативу для использования жестких последовательных функций. Мы также об этом будем говорить после рассмотрения стандартных функций.

8.24. Фиксирующие схемы-защелки и регистры

Фиксирующие схемы-защелки и регистры позволяют запоминать комбинацию двоичных разрядов, которая подана на их входы, и хранить ее после изменения входных сигналов. Регистр можно построить с помощью набора D-триггеров, но в этом случае число входов и выходов будет больше чем требуется обычно. Так как в данном применении нет необходимости использовать раздельно тактовые и установочные входы, эти цепи можно объединить для всех триггеров; это позволит сократить число выводов ИМ и даст возможность разместить в стандартном 20-контактном корпусе 8 триггеров. Так, например, популярная схема '574 представляет собой 8-разрядный D-регистр с фиксацией по положительному фронту и с выходами на три состояния; схема '273 подобна ей, но имеет возможность сброса вместо выходов на 3 состояния. На рис. 8.69 представлен 4-разрядный D-регистр с прямым и инверсными выходами.

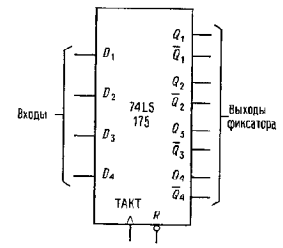


Рис. 8.69. 4-разрядный D-триггер типа 74LS175

Термин «фиксатор» или «защелка» обычно служит для обозначения специального типа регистров, которые в открытом состоянии отслеживают на своих выходах входные сигналы, а в закрытом хранят их последнее значение. Так как термин «фиксатор» стал неоднозначным, часто для того, чтобы отличить друг от друга два очень сходных устройства, используют термины «прозрачный фиксатор» (собственно «защелка») и «регистр D-типа». Например, схема '573 представляет собой 8-разрядный «прозрачный фиксатор», эквивалентный '574 D-регистру.

Существуют некоторые вариации фиксаторов/регистров, такие как: а) запоминающие устройства с произвольной выборкой (ЗУПВ), которые позволяют вам как записывать так и читать массив регистров (обычно большой), но только по раздельности. ЗУПВ имеют размеры от нескольких байт до 1 Мбайт и более и обычно используются в системах памяти микропроцессорных устройств (см. гл. 10 и 11); б) адресуемые защелки, устройства многоразрядной фиксации, которые позволяют осуществлять доступ к отдельным битам не изменяя содержимого остальных; в) защелка или регистр, встраиваемые в большой кристалл, например цифро-аналоговый преобразова-

тель; такое устройство необходимо, когда входные данные существуют не все время (в течение тактирующего фронта), поскольку внутренний регистр может хранить данные.

В табл. 8.9 в конце главы представлены данные большинства полезных регистров и защелок. Отметим такие особенности этих устройств, как: вход разрешения, сброс, выход на 3 состояния и «противоположное» расположение выводов (входы на одной стороне корпуса, а выходы – на другой). Последнее очень важно, когда вы используете для размещения печатную плату.

8.25. Счетчики

Как мы уже видели ранее, соединяя триггеры друг с другом, можно построить счетчик. Существует поразительное множество разнообразных устройств такого типа, выполненных в одном корпусе. Попытаемся выяснить некоторые их характерные особенности.

Объем или размер счетчика. Вы можете найти в популярной 4-разрядной серии как двоично-десятичные, так и двоичные (или шестнадцатеричные, делители на 16). Существуют счетчики и на большее число разрядов – до 24 (но не все доступны), а также счетчики «по модулю n», позволяющие производить деление на целое число n, которое задается с помощью входного слова. Для получения большего числа разрядов счетчики, в том числе и синхронные, можно соединять каскадно.

Тактирование. Среди выпускаемых промышленностью в виде стандартных ИМС счетчиков одни могут тактироваться положительным перепадом, а другие отрицательным. Более существенно, здесь то, является ли счетчик синхронным или асинхронным. В синхронных счетчиках тактирование всех триггеров происходит одновременно, а в асинхронных каждый последующий триггер тактируется выходом предыдущего. В асинхронных счетчиках имеют место переходные состояния, так как начальные триггерные ступени перебрасываются несколько раньше последующих. Например, при переходе от

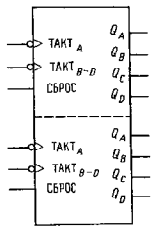


Рис. 8.70. Сдвоенный двоично-десятичный счетчик со сквозным переносом типа 74LS390.

числа 7 (0111) к числу 8 (1000) асинхронный счетчик пройдет через состояния 6, 4 и 0. Это может привести к ложной работе схемы, воспринимающей текущее состояние счетчика, если в ней не будут предусмотрены соответствующие меры. В таких случаях желательно использовать что-либо подобное D-триггеру, чтобы анализировать состояние счетчика только по тактовому перепаду. Асинхронные счетчики работают медленнее синхронных, так как они накапливают задержку распространения. Для облегчения наращивания (путем подключения выхода Q одного счетчика к тактовому входу последующего) асинхронные счетчики должны иметь вход, который работает по заднему фронту, синхронные счетчики тактируются положительным перепадом.

Мы рекомендуем семейство '160–'163 4-разрядных синхронных счетчиков для большинства применений, где не требуется специальных особенностей. Схемы 590 и 582 являются хорошими 8-разрядными синхронными счетчиками. На рис. 8.70 показан сдвоенный двоично-лес счетчик типа 390

Суммирование/вычитание. Некоторые счетчики могут считать в обоих направлениях. Для этого существует две возможности: а) отдельный управляющий вход (+/–), который устанавливает направление счета и б) два раздельных счетных входа для прямого и обратного счета. Например схемы '191 и '193 соответственно. Схемы '569 и '579 являются 8-разряд-

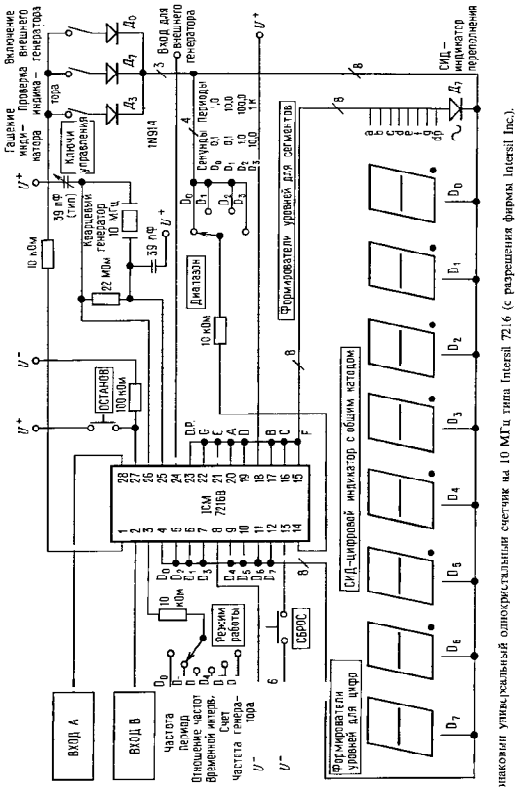


Рис. 8.71. 8-знаковый универсальный однокристальный счетчик на 10 МГц типа Intersil 7216 (с разрешения фирмы Intersil Inc.).

ными счетчиками, считающими в обоих направлениях.

Предварительная установка и очистка. Большинство счетчиков имеют информационные входы, которые позволяют предварительно заносить в них заданное число. Это, в частности, может потребоваться для построения счетчика по модулю n. Загрузка может быть как синхронной, так и асинхронной: в устройствах '160–'163 используется синхронная загрузка. Это означает, что ввод данных в счетчик производится по очередному перепаду тактового импульса при условии, что на линии ЗАГРУЗКА действует разрешающий сигнал. Счетчики '190–'193 являются асинхронными, или асинхронно загружаемыми; это значит, что информация вводится в счетчик при наличии разрешающего сигнала «ЗАГРУЗКА» независимо от состояния тактовой цепи. Иногда используется термин «параллельная загрузка», так как все биты загружаются одновременно.

Функция СБРОС (или УСТАНОВКА в «0») является формой предустановки. В большинстве счетчиков вход СБРОС – асинхронный, хотя в некоторых типах используется синхронный СБРОС (например, '162/163).

Прочие особенности счетчиков. В некоторых схемах на выходных линиях используются фиксаторы, которые всегда являются «прозрачными фиксаторами», и следовательно, счетчик может использоваться так, как если бы защелки не было (следует помнить, что любой счетчик с параллельными входами может работать как защелка, однако при этом нельзя одновременно производить счет и хранить информацию). Иногда очень удобно иметь счетчик в сочетании с фиксатором, например в том случае, когда после начала нового цикла счета необходимо воспроизвести или вывести предыдущее значение. В частотомере это позволяет получить устойчивую индикацию с корректировкой после каждого цикла отсчета и не воспроизводить на индикаторе все текущие состояния счетчика, сбрасывая его в нуль после окончания каждого цикла.

Имеются счетчики с выходами на 3 состояния. Они незаменимы для применений, где цифры (или 4-разрядные группы) мультиплексируются на одну шину для отображения или передачи в другое устройство. Например, устройство '779 представляет собой 8-разрядный синхронный двоичный счетчик с выходами на 3 состояния, которые могут работать как параллельные входы. Посредством объединения линий ввода/вывода счетчик размещается в 16-контактном корпусе. Устройство '593 подобно предыдущему, но выполнено в 20-контактном корпусе.

Если вы захотите использовать счетчик вместе с индикатором, то к вашим услугам несколько устройств, объединяющих в одном кристалле счетчик, регистр, 7-сегментный дешифратор и формирователь уровней для управления индикатором. Например, серия 4-разрядных счетчиков 74C925–74C928. Выпускается также схема TIL 306/7, представляющая собой счетчик и индикатор на одном кристалле. Стоит посмотреть на этот прибор, который считает и высвечивает отдельные цифры! На рис. 8.71 показана очень удачная БИС счетчика, которая не требует большого числа дополнительных компонентов.

В табл. 8.10 в конце главы представлены данные большинства счетчиков-кристаллов, которые вы можете использовать. Многие из них находятся только в одном семействе (например, LS или F), так что обязательно проверьте по справочнику перед проектированием.

8.26. Регистры сдвига

Если несколько триггеров соединить так, что выход Q каждого предыдущего триггера будет управлять D-входом последующего, а все тактовые входы будут возбуждаться одновременно, то получится схема, которую называют «регистр сдвига». По каждому тактовому импульсу комбинация «нулей» и «единиц» в регистре будет сдвигаться вправо а слева через D-вход первого триггера будет вводиться новая информация. Как и во всех триггерных схемах информация на левом входе, присутствующая непосредственно перед возникновением тактового импульса, будет введена в регистр, и на выходе будет обычная задержка распространения. Таким образом, регистры можно объединить каскадно, не ожидая возникновения режима логических гонок. Регистры сдвига широко используются для преобразования данных из параллельной формы (n бит поступает одновременно по n независимым линиям) в последовательную (биты один за другим передаются по информационной линии) и наоборот. Они также применяются в качестве запоминающих устройств, особенно в тех случаях, когда данные считываются и записываются всегда одинаковым образом. Регистры сдвига, как и счетчик, и фиксаторы, представлены большим числом разнообразных модификаций. Все наиболее важные моменты, связанные с регистром сдвига, будут рассмотрены ниже.

Объем. 4-разрядные и 8-разрядные регистры являются стандартными. Выпускаются также регистры и с большим объемом (64 бита и больше). Существуют даже регистры с переменной длиной (например, схема 4557 может изменять свою длину от 1 до 64 бит с помощью 6-разрядного входа управления).

Организация. Обычно регистры сдвига являются одиночными, однако выпускаются также сдвоенные, счетверенные и шестеренные регистры. Большинство регистров сдвига производят сдвиг только вправо, но существуют и регистры со сдвигом в обоих направлениях, такие как '194' и '323', которые имеют вход «направление» (рис. 8.72). Остерегайтесь хитростей типа «двунаправленности» у схемы '95': регистр может сдвигать влево только, если соединить предварительно каждый выход с предыдущим входом, затем произвести параллельную загрузку.

Входы и выходы. Небольшие регистры сдвига могут производить параллельный ввод и вывод, и обычно это делают, например, схема '395' является 4-разрядным регистром сдвига с параллельным вводом и выводом (PI/PO) с выходом на 3 состояния. Большие регистры могут осуществлять только последовательный ввод и вывод, т. е. только ввод в первый триггер или вывод из последнего допускается. В некоторых случаях выводятся несколько промежуточных выходов. Единственный способ разместить как параллельный ввод, так и параллельный вывод в одном малом корпусе – это использовать одни и те же контакты в качестве входов и выходов. Так, например, схема '299 представляет собой 8-разрядный регистр параллельного ввода/вывода (PI/PO) в 20-контактном корпусе. Некоторые сдвиговые регистры включают защелки (фиксаторы) на входе или выходе, так что сдвиг может происходить пока данные загружаются или выгружаются.

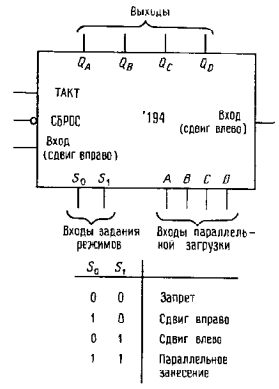
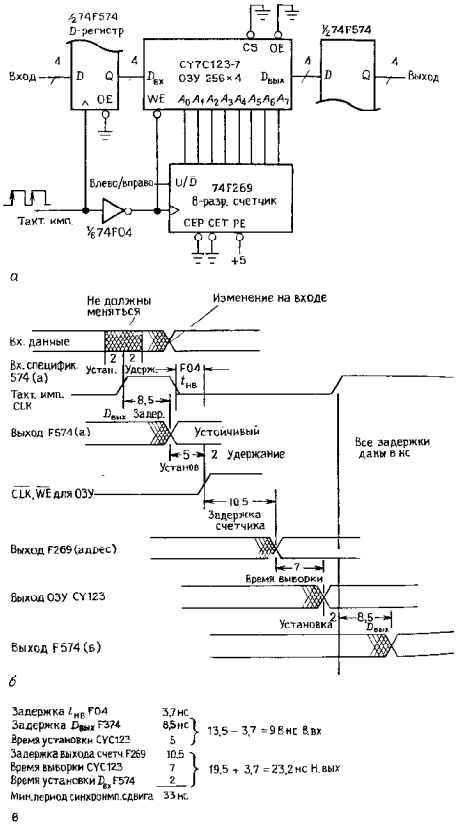


Рис. 8.72. 4-разрядный реверсивный регистр сдвига типа 74LS194.

Так же как и у счетчиков, параллельная ЗАГРУЗКА и ОЧИСТКА могут быть либо синхронными, либо асинхронными например схема '323 подобна схеме 299, но с синхронной очисткой.

В табл. 8.11 в конце главы приводится список сдвиговых регистров. Как всегда, не все типы регистров присутствуют во всех логических семействах, проверяйте по справочникам

ОЗУ в качестве сдвиговых регистров. Запоминающее устройство с произвольной выборкой можно всегда использовать



Задержка $t_{нв}$ F04	3,7 нс	
Задержка $D_{вых}$ F574	8,5 нс	13,5 – 3,7 = 9,8 нс В.вх
Время установки CY C123	5	
Задержка выхода счетч F269	10,5	
Время выборки CY C123	7	19,5 + 3,7 = 23,2 нс Н.вых
Время установки $D_{вх}$ F574	2	
Мин.период синхронизации сдвига	33 нс	

в

Рис. 8.73. Регистр сдвига большой длины на ОЗУ и счетчике; косая черточка указывает на кратность линий: в данном случае имеется 4-разрядный канал данных (*а*); временная диаграмма для определения максимальной частоты синхронизации при наихудшем распределении временных параметров (*б*), вычисления, показывающие наихудшее распределение задержек в одном такте синхронизации (*в*).

как сдвиговый регистр (но не наоборот), используя внешний счетчик для генерации последовательных адресов. Эта идея показана на рис. 8.73. 8-разрядный синхронный реверсивный счетчик вырабатывает последовательность адресов для КМОП ОЗУ с организацией 256 × 4 бит. Такая комбинация ведет себя подобно четырем 256-бит сдвиговым регистрам с направлением сдвига вправо/влево, выбираемым управляющей линией ВВЕРХ/ВНИЗ счетчика. Все остальные входы, как показано на рисунке, служат для разрешения счета. Выбирая быстрые счетчики и память, мы можем достигнуть максимальной скорости 30 МГц (см. временную диаграмму), которая такая же, как и у интегральных (не на много меньше) сдвиговых регистров НС-типа. Этот метод может быть использован для получения очень большого регистра сдвига, если требуется.

Упражнение 8.28. В схеме на рис. 8.73 кажется, что входные данные поступают в ту же ячейку, что и выходные данные при чтении. Тем не менее схема ведет себя подобно классическому сдвиговому регистру на 256 слов. Объясните, почему.

8.27. Последовательностные ПМЛ

Комбинационные (только на вентилях) ПМЛ, которые мы рассматривали выше в разд. 8.15, входят в большое семейство, которое включает устройства с различным числом регистров *D*-типа на кристалле (называемые «регистровые ПМЛ»). Типичный из этих ПМЛ–16R8–показай на рис. 8.74. Программируемая-И/фиксированная ИЛИ матрица типовых комбинационных ПМЛ генерирует входные уровни для 8 синхронно тактируемых регистра *D*-типа с выходами на 3 состояния; выходы регистра (прямой и инверсный) как и стандартные входные контакты доступны как входы логической матрицы. Если вы посмотрите снова на рис. 8.57, вы увидите, что ПМЛ с регистрами–это элемент последовательностной схемы общего назначения с определенными ограничениями на число регистров и вентилей, и вы можете конструировать, что хотите, и только в этих пределах. Например, вы можете сделать сдвиговой регистр или счетчик, или сразу оба. На практике вы можете сделать некоторый кусок логики как часть большой схемы, для которой альтернативой является дискретная логика построенная на вентилях и триггерах. Посмотрим некоторые примеры.

Карты перемычек, создаваемые вручную. Простые проекты могут конструироваться в ПМЛ посредством изображения логики, затем соответствующий образ преобразуется в массив перемычек для программатора ПМЛ. Так, например, предположим, что мы хотим получить 4-входовый мультиплексор с защелкиваемыми выходами. Мы можем записать логическое уравнение для мультиплексной части (т.е. до *D*-входов триггера) в виде

$$Q.d = I_0 * S_0' * S_1' + I_1 * S_0 * S_1' + I_2 * S_0' * S_1 + I_3 * S_0 * S_1,$$

где входы S_0 и I_1–адреса, выбирающие входы I_0–S_3 и «*» и «+» соответственно И или ИЛИ.

Регистровые ПМЛ легко реализуют это с фиксацией результата. Заметим, что мы использовали ИЛИ 3-входовых И, предпочитая это первоначальному декодированию выбранного адреса на двухвходовых вентилях И, так как мы вынуждены использовать сумму произведений (это также быстрее). Окончательная схема показана на рис. 8.75 (заметим, существует тонкость для этой схемы, см. подразд. «Выбросы» в конце этого раздела).

PALASM. Для схем какой-либо разумной сложности необходимы некоторые методы логического проектирования ПМЛ. Например, ПМЛ 16L8 имеет 2048 перемычек, а сложный проект может потребовать, чтобы вы прожгли несколько сотен из них, и если вы не необычайно обязательны, то маловероятно, что достигните цели вручную, корректно определив их для ПМЛ-программатора.

PALASM (PAL Assembler, торговый знак фирмы Monolithic Memories Inc.), разработанный фирмой Monolithic Memories (впервые создавшей ПМЛ), был одним из первых инструментов. Он берет логическое выражение, подобное тому, которое мы писали выше, и преобразует его в карту перемычек. Производится это посредством программы, но без логической минимизации, поэтому вы должны проделать эту трудную работу сами. Однако PALASM позволяет вам вводить набор тестовых состояний (называемых тестовыми векторами), дающих возможность получить на выходах то, что долж-

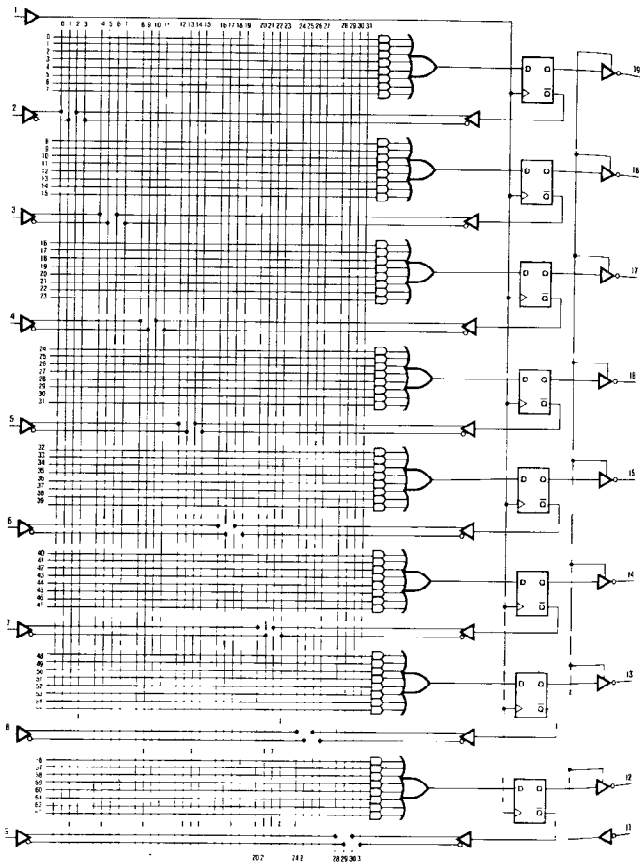


Рис. 8.74. Регистровая ПМЛ 16R8 имеет 8 внешних входов, 8 выходов, линии синхронизации и управления 3-м состоянием. Выходы регистра можно также использовать как входы матрицы И (с разрешения фирмы Advanced Micro Devices. Калифорния.).

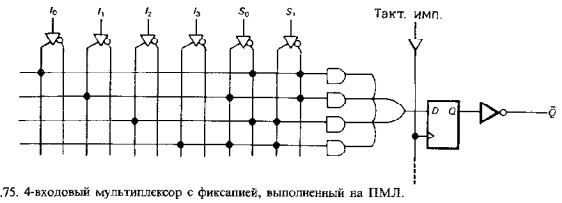


Рис. 8.75. 4-входовый мультиплексор с фиксацией, выполненный на ПМЛ.

но быть результатом ваших логических спецификаций.

Таким образом вы можете отлаживать ваши уравнения перед изготовителем ПМЛ. PALASM широко используется. Существуют листинги исходных текстов (кодов) на языке Фортран, которые могут затем послать карты перемычек для ПМЛ-программаторов (в стандартном «JEDEC»-формате) через последовательный порт. Многие ПМЛ-программаторы со встроенными микропроцессорами включают резидентный PALASM такие, например, как у фирм Data I/O, Digiles, Stag и Structured Resign. Остается только подключить терминал, и вы в работе.

Языки ABEL и CUPL. PALASM – помощник, но серьезному пользователю ПМЛ необходимо большее. Языки логического программирования высокого уровня подобно языкам ABEL (фирмы Data I/O) и CUPL (фирмы Logical Devices) делают программирование ПМЛ (и ПЛМ) легкой работой. Они позволяют вам задавать логику либо через логические булевы уравнения, либо через таблицы истинности, для последовательностных схем вы зададите состояния и правила перехода. Подобно какому-либо хорошему языку высокого уровня, вы можете определять массивы (для набора сигналов т.е. адресной шины), выражения и промежуточные значения, затем использовать их в других выражениях.

Эти языки достаточно «умны» для преобразования таблиц истинности в логические выражения с последующей минимизацией их (также, как и логических булевых выражений) в логически идентичные, окончательный результат получается в форме, которая соответствует логическим ограничениям устройства (т.е. сумма произведений для ПМЛ). Вместо записи сверху вниз явнозаданных логических выражений для ряда значений вам достаточно записать что-то вроде ADDR: [10..FF], которое будет преобразовано в соответствующую логику. Эти языки также позволяют вам определять тест-векторы, с помощью которых тестируется ваша схема, кроме того, тест-векторы могут также посылаться в программатор для проверки запрограммированного кристалла. Наконец, эти языки позволяют получить стандартную документацию на законченный кристалл, что существенно, если вы захотите отлаживать приспособление с этими самодельными устройствами.

С целью конкретизации этих идей, давайте рассмотрим оба примера проектирования как последовательностных, так и комбинационных схем, используя язык CUPL.

Пример использования языка CUPL для проектирования преобразователя из 7-сегментного кода в шестнадцатеричный комбинационная логика). Наступает время, когда вы захотите использовать желаемый БИС-кристалл, который выполняет определенную функцию (например, калькулятор или хронометр), как часть создаваемого вами устройства. Беда в том, что эти БИС-кристаллы обычно имеют выходы для прямого управления 7-сегментным индикатором, который предпочтительней, чем шестнадцатеричные (или двоичные) выходы, которые вы хо-



Рис. 8.76. Коды 7-сегментного индикатора

```
/**  Inputs  **/

PIN 1   = a   ;    /*  segment a  */
PIN 2   = b   ;    /*  segment b  */
PIN 3   = c   ;    /*  segment c  */
PIN 4   = d   ;    /*  segment d  */
PIN 5   = e   ;    /*  segment e  */
PIN 6   = f   ;    /*  segment f  */
PIN 7   = g   ;    /*  segment g  */

/**  Outputs  **/

PIN 19  = !D3   ;  /* msb of hex encode   */
PIN 18  = !D2   ;  /*                     */
PIN 17  = !D1   ;  /*                     */
PIN 16  = !D0   ;  /* lsb                 */


/** Declarations and Intermediate Variable Definitions **/

zero = a & b & c & d & e & f & !g ;
one = !a & b & c & !d & !e & !f & !g ;
two = a & b & !c & d & e & !f & g ;
three = a & b & c & d & !e & !f & g ;
four = !a & b & c & !d & !e & f & g ;
five = a & !b & c & d & !e & f & g ;
six = a & !b & c & d & e & f & g ;
seven =  a & b & c & !d & !e & !f & !g ;
eight = a & b & c & d & e & f & g ;
nine = a & b & c & !d & !e & f & g
     # a & b & c & d & !e & f & g ;    /* two ways */
hexa = a & b & c & !d & e & f & g ;
hexb = !a & !b & c & d & e & f & g .
hexc = !a & ' b & !c & d & e & !f & g
     # a & !b & !c & d & e & f & !g ;  /* two ways */
hexd = !a & b & c & d & e & !f & g ;
hexe = a & !b & !c & d & e & f & g ;
hexf = a & !b & !c & !d & e & f & g ;


'**  Logic Equations  **/

D3 = eight # nine # hexa # hexb # hexc # hexd # hexe # hexf ;
D2 = four # five # six # seven # hexc # hexd # hexe # hexf ;
D1 = two # three # six # seven # hexa # hexb # hexe # hexf ;
D0 = one # three # five # seven # nine # hexb # hexd # hexf ;
```

Рис. 8.77. Спецификация преобразователя 7-сегментного представления в 16-ричное на языке CUPL

тите получить. Давайте спроектируем кристалл-шифратор, который преобразует 7-сегментный код обратно в 4-битовый двоичный, такая функция не реализуется как стандартная микросхема (хотя существует дешифратор из семисегментного кода в двоично-десятичный, 74C915).

Входы представляют отдельные сегментные сигналы, которые всегда помечаются символами $a-f$ (рис. 8.76). На рис. 8.76 показано, как цифры представляются на 7-сегментном индикаторе. Заметьте, что возможно двоякое представление «9» и «С», оба из которых должны корректно восприниматься вашей логикой. Для ПМЛ мы выбираем X6L8, 20-контактная комбинационная часть которой логически была показана на рис. 8.45.

Рис. 8.77 представляет входное описание на языке CUPL. Здесь сигналы запуска сегментов $a-g$ обозначают входы (положительная логика), а шестнадцатеричные разряды D0–D3 выходы (отрицательная логика). Язык CUPL позволяет определить промежуточные переменные, которые могут быть использованы в выражениях позднее. В этом случае удобно определить очевидные переменные от zero до next через возможные отображения цифры в терминах сегментных входов. Это просто большие термы произведений (И) от входных сегментных переменных, которые вы можете прочесть из изображений цифр на рис. 8.76. Окончательно каждый двоичный выходной бит записывается как сумма (ИЛИ) цифровых переменных, при которых этот бит устанавливается. Мы используем уровни отрицательной логики, потому что 16L8 представляет матрицу И-ИЛИ-НЕ. Этим заканчивается логическая спецификация для языка.

Упражнение 8.29. Проверьте для себя правильность вашей работы, записав некоторые из отображаемых символов, через заданные нами промежуточные переменные zero-next.

Язык CUPL сначала использует определение промежуточных переменных для записи выражений D0–D3 прямо в термах входных переменных $a-f$. работа, которая подобно ассемблеру PALASM должна исполняться нами изначально. В этом случае логические уравнения представлены в желательной И-ИЛИ-НЕ форме. Однако мы не закончили на этом, так как 16L8 (и все другие комбинационные ПМЛ) допускают не более 7 термов произведений для каждой суммы, тогда как мы имеем 9, 8, 9 и 10 соответственно для выходов D0–D3. Одним решением может быть связывание выхода через вторичный вентиль ИЛИ, для того чтобы получить желательное число термов произведений в сумме.

Эта обычно рассматриваемая форма плоха, так как она удваивает задержки распространения, хотя это не так важно в медленных устройствах, подобных этому. Лучшее решение – произвести логическую минимизацию, используя логическую эквивалентность по формуле Моргана, например.


```
**  Expanded Product Terms **

D0 =>
     a & b & c & d & !e & g
   # a & b & c & !e & f & g
   # a & c & d & !e & f & g
   # b & c & !d & !e & !f & !g
   # !a & !b & c & d & e & f & g
   # a & !b & !c & !d & e & f & g
   # !a & b & c & d & e & !f & g

D1 =>
     a & !b & !c & e & f & g
   # !b & c & d & e & f & g
   # a & b & c & !d & e & f & g
   # a & b & !c & d & e & !f & g
   # a & b & c & d & !e & !f & g
   # a & b & c & !d & !e & !f & !g

D2 =>
     a & !b & !c & d & e & f
   # a & !b & c & d & f & g
   # a & !b & !c & e & f & g
   # !a & b & c & !d & !e & f & g
   # !a & b & c & d & e & !f & g
   # !a & !b & !c & d & e & !f & !g
   # a & b & c & !d & !e & !f & !g

D3 =>
     a & b & c & f & g
   # a & !b & !c & d & e & f
   # a & !b & !c & e & f & g
   # !a & b & c & d & e & f & g
   # !a & b & c & d & e & !f & g
   # !a & !b & !c & d & e & !f & g

  D0.oe  => 1
  D1.oe  => 1
  D2.oe  => 1
  D3.oe  => 1
```

Рис. 8.78. Преобразователь 7-сегментного представления в 16-ричное с минимизированными термами произведения.

Мы запускаем минимизатор CUPL, который выдает термы произведений (рис. 8.78). Взгляните, все удовлетворяет ограничению «7 произведений». CUPL также рисует для вас карту перемычек (рис. 8.79). Конечно, вы не программируете ПМЛ так, а используете вместо этого прямую загрузку универсального JEDEC программирующего формата. В этом примере язык CUPL, очевидно, делает трудную задачу простой.

Пример использования языка CUPL для программирования автомата-продавца (последовательная схема Произвольная машина состояний (разд. 8.18) имеет на-

```
** Fuse Plot **

Pin #19
 0000 --------------------------------
 0032 x-x-x----------x---x-----------
 0064 -xx--x--x---x---x---------------
 0096 -xx--x------x---x---x-----------
 0128 -x-xx---x---x---x---x-----------
 0160 x--xx---x---x----x---x-----------
 0192 -x-x-x--x---x----x---x-----------
 0224 xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

Pin #18
 0256 --------------------------------
 0288 -xx--x---x---x---x---------------
 0320 -xx-x---x-------x---x-----------
 0352 -xx--x------x---x---x-----------
 0384 x--xx----x---x---x---x-----------
 0416 x---xx----x---x----x---x---------
 0448 -x-x-x--x---x----x---x-----------
 0480 x-x-x----x---x---x---x-----------

Pin #17
 0512 --------------------------------
 0544 -xx--x------x---x---x-----------
 0576 -x---x---x---x---x---x-----------
 0608 x-x-x----x---x---x---x-----------
 0640 x-x--x--x---x----x---x-----------
 0672 x-x-x---x---x----x---x-----------
 0704 x-x-x----x---x---x---x-----------
 0736 xxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxxx

Pin #16
 0768 --------------------------------
 0800 x-x-x---x---x------x-----------
 0832 x-x-x---------x---x---x-----------
 0864 --x-x---x---x----x---x---x-----------
 0896 x---x----x---x---x---x---x-----------
 0928 -x-xx---x---x---x---x---x-----------
 0960 -xx---x---x---x---x---x-----------
 0992 x--xx---x---x----x---x-----------

  Обозначения
        X  : перемычка не удаляется
        -  : перемычка удаляется
```

Рис. 8.79. Карта перемычек преобразователя 7-сегментного представления в 16-ричное

бор состояний и правил перехода для движения между этими состояниями по каждому фронту синхроимпульса. Правила перехода зависят от текущего состояния и от частной комбинации входных уровней, существующих на следующем фронте. Вы можете соорудить машину состояний на программируемой логике, содержащей регистры, если а) существует достаточное число битов в регистре для представления всех возможных состояний (например, с 4-разрядным регистром вы можете иметь до 16 состояний), и б) существует достаточное число входов и логических вентилей для реализации правил перехода.

Как пример, давайте спроектируем регистровую ПМЛ для диаграммы состояний на рис. 8.80. Это – торговый автомат, предназначенный для выдачи бутылки сладкой шипучей жидкости, когда опущено 25 цент или более. Существует некоторый вид монетного интерфейса, который «заглатывает», распознает монету и посылает на наш ПМЛ 2-битовый входной сигнал (C1, C0), действительный для одного такта, показывающего монету, которую опустили (01 – 5 цент, 10 – 10-цент монета, 11 – 25-цент монета, 00 – нет монеты). Задача машины состояний добавлять к общему вкладу и формировать выход, называемый «бутылка», когда опущено достаточно монет.

Рис. 8.81 показывает спецификацию, выполненную в синтаксисе машины состояний языка CUPL. Как и прежде, мы начнем с определения входных-выходных контактов. Заметим, что мы добанили вход reset (сброс) так, чтобы вы могли перейти к начальному состоянию S0 (нет монеты). Затем мы определим состояния, потом правила перехода между ними. Если какие-либо выходы, либо регистровые, либо комбинационные, необходимо генерировать в течение состояний или переходов между состояниями, они определяются в то же самое время. В этом примере

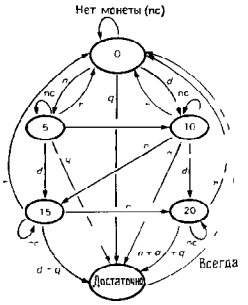


Рис. 8.80. Диаграмма состояний торгового автомата

```
/**  Inputs  **/

Pin  1  = clk     ;  /* clock -- positive edge  */
Pin  3  = c0      ;  /* coin type -- low bit    */
Pin  4  = c1      ;  /* coin type -- high bit   */
Pin  6  = reset   ;  /* reset input             */


/**  Outputs  **/

Pin  18  = !Q0      ;  /* bit 0 of state variable   */
Pin  17  = !Q1      ;  /* bit 1                     */
Pin  16  = !Q2      ;  /* bit 2                     */
Pin  15  = !bottle  ;  /* bottle disgorge command   */

/* Define machine states with symbolic names;
     "enough" = 25 cents or more */

$define S0     'b'000
$define S5     'b'001
$define S10    'b'010
$define S15    'b'011
$define S20    'b'100
$define ENOUGH 'b'101

/* define intermediate variables */

nocoin = !c0 & !c1 & !reset;
nickel =  c0 & !c1 & !reset;
dime =   !c0 &  c1 & !reset;
quarter = c0 &  c1 & !reset;

/* Define state bit variable field */

field statebit = [Q2..0] ;

/* Transition rules for vending machine */

sequence statebit {
   present S0    if nocoin     next S0;
                 if nickel     next S5;
                 if dime       next S10;
                 if quarter    next ENOUGH    out bottle;

   present S5    if nocoin     next S5;
                 if nickel     next S10;
                 if dime       next S15;
                 if quarter    next ENOUGH    out bottle;

   present S10   if nocoin     next S10;
                 if nickel     next S15;
                 if dime       next S20;
                 if quarter    next ENOUGH    out bottle;

   present S15   if nocoin     next S15;
                 if nickel     next S20;
                 if dime       next ENOUGH    out bottle;
                 if quarter    next ENOUGH    out bottle;

   present S20   if nocoin     next S20;
                 if nickel     next ENOUGH    out bottle;
                 if dime       next ENOUGH    out bottle;
                 if quarter    next ENOUGH    out bottle;

   present ENOUGH              next S0;  }
```

Рис. 8.81. Спецификация торгового автомата на языке CUPL

```
** Expanded Product Terms **

Q0.d  =>
    !Q0 & !Q1 & c0 & !reset
  # !Q0 & !Q2 & c0 & !reset
  # Q0 & !Q2 & !c0 & !reset
  # Q0 & !Q2 & c1 & !reset
  # !Q0 & !Q1 & Q2 & c1 & !reset

Q1.d  =>
    !Q1 & !Q2 & !c0 & c1 & !reset
  # !Q0 & Q1 & !Q2 & !c1 & !reset
  # Q1 & !Q2 & !c0 & !c1 & !reset
  # Q0 & !Q1 & !Q2 & c0 & !c1 & !reset

Q2.d  =>
    !Q0 & !Q1 & Q2 & !reset
  # Q1 & !Q2 & c1 & !reset
  # !Q2 & c0 & c1 & !reset
  # Q0 & Q1 & !Q2 & c0 & !reset

bottle.d  =>
    !Q2 & c0 & c1 & !reset
  # !Q0 & !Q1 & Q2 & c0 & !reset
  # !Q0 & !Q1 & Q2 & c1 & !reset
  # Q0 & Q1 & !Q2 & c1 & !reset

statebit =>
    Q2 , Q1 , Q0
```

Рис. 8.82. Выход CUPL для торгового автомата.

выход «бутылка» специфицируется как раздельный выходной регистр, т.е. выходные состояния дешифрировать не нужно. Фактически нужен только выход, а биты Q0-2 машины состояний могут быть представлены во внутренних регистрах, которые не генерируют прямо выводы; некоторые программируемые логические устройства имеют также внутренние регистры в дополнение к обычным выходным регистрам.

Заметим, что вы должны определить точно переход из некоторого состояния в себя, также, как мы делали для входа «нет монеты». Неопределенное условие безусловно сбрасывает состояние во все нули. Это происходит потому, что эти условия собираются в комбинационную логику для выставления на *D*-входы регистров и, таким образом, если условие не удовлетворяется, то соответствующий *D*-вход не подтверждается. Рис. 8.82 показывает вывод из языка CUPL. Ничего очевидного или простого в логике, поскольку и состояние автомата (S0–S5) и входящие переменные (C0–1) определены в виде двоичных чисел, а логика работает по отдельным битам. Таким образом, результирующая логика не сильно связана с первоначальным описанием состояний (рис. 8.81). Фактически, конкретный выбор состояний (возрастающий двоичный код 0–5) мог бы быть различным, это полностью изменило бы результирующую логику.

В этом случае этот пример легко укладывается в ограничениях ПМЛ 16R6 (8 термов произведений на регистр): если это не так, мы могли бы попытаться переопределить состояния, что часто приводит к более простой логической реализации. Заметим, что вход сброса действует, заменяя безусловность всех *D*-входов, которую мы задали посредством нашего задания промежуточных переменных «нет монеты», «5 цент» и т. д.

Упражнение 8.30. Проконтролируйте правильность конечных логических выражений, посредством проверки нескольких правил перехода. Вы должны испытать все переходы от 00, или от «5 центов», или «10 центов» к какому-либо другому состоянию.

Упражнение 8.31. Хорошие торговые автоматы имеют размен. Перерисуйте диаграмму состояний (рис. 8.80) так, чтобы были состояния (сколько?) для каждого возможного числа разменов. Модифицируйте правила перехода соответственно. Гарантируйте, чтобы ваш усовершенствованный автомат выполнял свою основную работу – выдачу бутылок.

Упражнение 8.32. Нарисуйте диаграмму состояний и правил перехода для электронного комбинационного замка. Он должен открываться только тогда, когда четыре цифры набраны в правильном порядке. Какая-либо ошибка должна сбрасывать его.

Возможные применения программируемых логических интегральных схем (ПЛИС)

Для выполнения некоторых функций ПЛИС подходит как нельзя лучше. Вот самые важные области применения и преимущества ПЛИС

Автоматы. Как и в предыдущем примере, ПЛИС естественным образом вписывается в произвольный синхронный автомат. Было бы неразумно использовать матрицу из *D*-триггеров и дискретную комбинационную логику, когда ПЛИС способна выполнить те же функции в одном недорогом и мощном корпусе.

Замена произвольной логики. Во многих

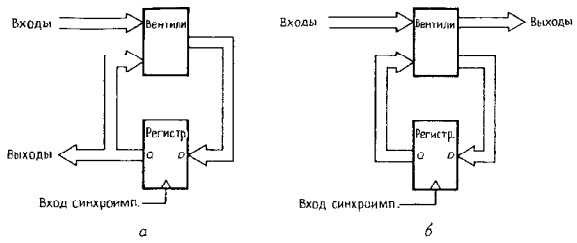


Рис. 8.83. Программируемое логическое устройство (*а*); обычная дискретная логика (*б*).

схемах вы можете обнаружить узлы и клубки из вентилей, инверторов и триггеров, называемых с пренебрежением «произвольная логика» или «клей». ПЛИС обычно сокращает число корпусов в 4 и более раз. Кроме того, при использовании ПЛИС схема становится более понятной, поскольку применение большого числа вентилей означает, что всю необходимую вентильную обработку можно сделать при вводе в регистры (при этом выходы становятся строго синхронными) вместо того, чтобы комбинировать выходы регистра с вентилями (при этом выходы не будут строго синхронными): см. рис. 8.83.

Гибкость. В ряде случаев вы не совсем представляете себе, как, в конце концов, должна работать ваша схема, тем не менее вы должны как-то ее завершить, чтобы иметь возможность с ней «поиграть». Здесь ПЛИС как раз к месту, так как в отличие от дискретной логики на некотором этапе вы имеете возможность заменить одну на другую без перемонтажа. Схемы на ПЛИС приобретают характер программ

Несколько версий. С помощью ПЛИС можно спроектировать одну единственную схему и затем изготавливать несколько различных версий устройства, выпуская платы с различно запрограммированными ПЛИС. Например, вы могли бы иметь компьютер, который содержит кристаллы памяти либо на 256К, либо на 1М, причем изменения касались бы только ПЛИС.

Скорость и комплектация. При использовании ПЛИС проектирование схемы в общем случае можно выполнить гораздо быстрее (если вы, разумеется, хорошо ориентируетесь в этой области). Более того, вам потребуется всего несколько типов ПЛИС, а не несколько дюжин типов стандартных схем средней интеграции. Действительно, всего две новых ПЛИС GAL (базовая матричная логика) благодаря программируемости своей внутренней архитектуры (и связей) заменят целый набор ПМЛ. В частности, 20-выводная GAL16V8 и 24-выводная GAL20V8 каждая может имитировать по 21 стандартных ПМЛ. Более того, их можно запрограммировать как «помесь» ПМЛ (например, нечетное число регистров).

Расширение функций ПМЛ. *Входы/выходы.* Выводы выходов с 3 состояниями, подключенные внутри кристалла к входам матрицы И, можно использовать в качестве входов. Например, ПМЛ 16L8, показанная на рис. 8.45, имеет 16 входов (прямых и инверсных) на матрицу И; 10 из них обозначены как входные выводы, а 6 являются цепями обратной связи с выходов с 3 состояниями. Эти 6 выводов можно превратить в «перманентные» входы путем блокировки соответствующего выхода (подключить пару прямой/инверсный к управлению И); с другой стороны, эти входы могут работать в двух направлениях за счет блокировки формирователей с 3 состояниями, соответствую-

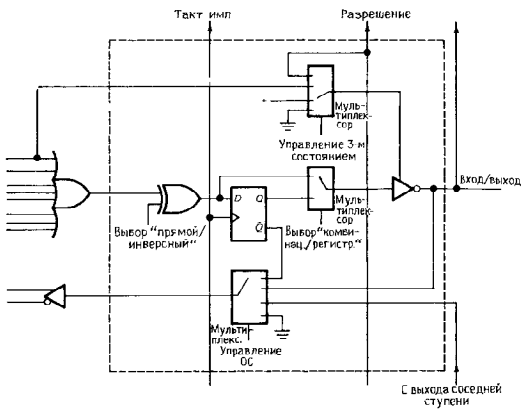


Рис. 8.84. Программируемая макроячейка базовой матричной логики.

щими некоторой логической переменной.

«Супер-ПМЛ». Ранее мы уже отмечали, что наиболее гибкая программируемая логика соответствует оригинальным ПМЛ, среди которых самыми известными являются стираемые КМОП-варианты фирм Lattice, VTI, Altera и др.

ПМЛ GAL фирмы Lattice, например, использует программируемую логику с электрическим стиранием, так что вы можете перепрограммировать кристалл. Более того, выходные структуры («макроячейки») сами программируемы,– каждый выход может быть как регистром, так и комбинационной схемой с прямым и инверсным выходом. Похожей программируемостью обладают линия активации 3-го состояния и линия включения обратной связи (последняя может подключаться до и после буфера с 3 состояниями или к соседнему выходу); см. рис. 8.84. В результате, вы можете имитировать любую обычную 20-выводную ПМЛ, используя только один корпус GAL16V8 (и любую обычную 24-выводную ПМЛ, используя GAL20V8). Это позволяет сохранять перечень комплектующих изделий в управляемых границах.

Фирма Altera имеет линию программируемой КМОП-логики, которая допускает ультрафиолетовое стирание по типу ЭППЗУ (в корпусе ИС над кристаллом имеется окно из кварцевого стекла). Такие устройства называют СПЛИС – стираемая программируемая логическая интегральная схема. Самая маленькая ИС из этой серии (EP320) имеет выходные макроячейки и имитирует все 20-выводные ПМЛ, точно также, как GAL16V8. Более того, она маломошна в отличие от «прожорливых» оригинальных ПМЛ (см. ниже). Наконец, фирма Altera выпускает несколько более крупных СПЛИС, а также программируемые микросеквенсеры и т. п. Фирмы Cypress и VTI также выпускают стираемую программируемую КМОП-логику с макроячейками.

Другим подходом к созданию программируемой логики является ОЗУ-подобная вентильная матрица фирмы Xilinx. Впечатляющие кристаллы этой матрицы содержат огромные блоки конфигурируемой логики, причем конфигурация связей хранится во внутреннем ОЗУ кристалла (энергозависимая память). Эта память загружается от внешней памяти после включения питания либо от микропроцессора; кроме того, она может самозагружаться с использованием памяти типа энергонезависимого ПЗУ.

Скорость и мощность. Оригинальная ПМЛ на биполярных транзисторах, разработанная на фирме Monolithic Memories (и быстро скопированная National и AMD) потребляла значительный ток – около 200 мА для 16L8/16R8, и имела задержку распространения 40 нс. Последующие биполярные ПМЛ «половинной мощности» были вполне приемлемы – 90 мА и 35 нс. Однако самые быстрые ПМЛ потребуют все еще уйму мощности; например, время распространения ПМЛ 16R8D и 16P8-7 фирмы AMD составляет соответственно 10 и 7,5 нс, но потребляют они 180 мА. (макс.). КМОП-приборы существенно лучше: GAL (GAL20V8-15Q) «1/4 мощности» фирмы Lattice потребляют 45 мА при задержке 15 нс, EP320-1 фирмы Altera обладают задержкой 25 нс при токе 5 мА. Но что более важно для маломощных устройств, так это то, что кристаллы фирмы Altera (а также ПМЛ серии Z фирмы AMD) могут работать в резервном режиме с «нулевой мощностью». Конструкторы будущих структур программируемой логики, наверняка, сохранят эту здоровую тенденцию к повышению скорости и снижению мощности; современная программируемая логика, этот «пожиратель ватт», начинает уходить в прошлое!

Выбросы. ПЛИС, конечно, удивительная вещь, но вы можете, ненароком, оказаться в затруднительном положении, если не будете помнить о возможности логических состязаний. На рис. 8.85 показан 2-входовый мультиплексор, выполнение самым обычным способом; показа ПМЛ-реализация и эквивалентная схема. Здесь все выглядит как-будто прекрасно, но схема имеет один изъян: когда оба входа (*A* и *B*) находятся в состоянии высокого уровня, а линия ВЫБОР меняет состояние, на выходе, как показано, возможен выброс. Это объясняется тем, что внутренние задержки по цепям *S* и $\overline{S}$ могут быть не равны, что приведет к появлению переходного состояния, в кото-

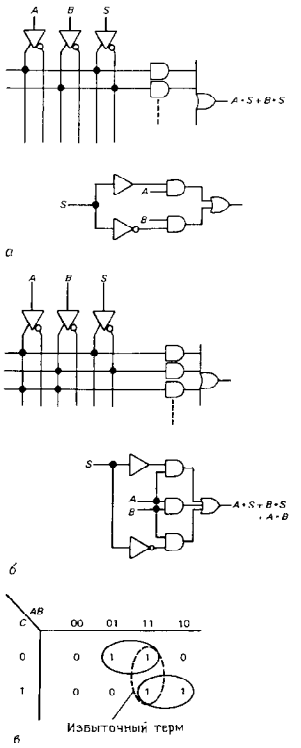


Рис. 8.85. Исключение глитча в ПМЛ: *а* – 2-входовый мультиплексор; *б* – для исключения глитча добавляется избыточный терм произведения; *в* – карта Карно с избыточным термом.

ром на одном из входов вентилей И будет низкий уровень. Избавиться от этого можно, использовав избыточный терм $A * B$, который будет гарантировать отсутствие выбросов, в чем вы можете легко убедиться.

Упражнение 8.33. Покажите, что дополнительный терм устраняет все возможности для появления выбросов.

Упражнение 8.34. Какие логические термы следует добавить к 4-входовому мультиплексору (рис. 8.75) для устранения выбросов.

С помощью карт Карно вы можете наглядно убедиться в существовании этих так называемых логических рисков: карта Карно для 2-входового мультиплексора рис. 8.85, *а* приведена на рис. 8.85, *в*. Каждая группа на карте представляет один терм произведения, который образует вход вентиля ИЛИ. Истинное значение на выходе ИЛИ появляется в том случае, когда любой из термов произведения имеет истинное значение: но переход между группами произведений может приводить к выбросам, если переменные первой группы снимаются, до того, как будут назначены переменные второй группы. «Противоядие» (которое мы использовали и ранее) состоит в добавлении избыточных термов, гарантирующих, что любые переходы между логическими «1» будут включены в один терм произведения. Другими словами, любые единицы, которые лежат в соседних рядах или столбцах, будут покрыты группой произведения. Это предписание можно дать в обобщенной форме, связанной непосредственно с булевым логическим выражением, а не с картой Карно. Это удобно для логических функций, зависящих от более, чем 4-х переменных.

В предыдущем примере представлены так называемые статические выбросы, поскольку выход будет оставаться статическим. Существуют также динамические выбросы, проявление которых заключается в том, что выход, который должен сделать один-единственный переход, начинает многократно переходить из состояния в состояние. При использовании программируемой логики можно избежать этих внутренних гоночных условий. В общем средства проектирования такие, как PALASM, ABEL и CUPL не пытаются решать эти проблемы. Если хотите, они делают все, чтобы ухудшить ситуацию, поскольку их логические оптимизаторы усердно работают по исключению таких избыточных термов.

8.28. Разнообразные последовательностные схемы

Появление на рынке большого числа разнообразных БИС и СБИС (имеющих более 1000 вентилей на кристалле) дает возможность использовать достаточно сложные устройства, выполненные на одном кристалле. В этом разделе мы приведем несколько выборочных примеров.

Память типа «первый вошел – первый вышел» (FIFO) в некотором смысле аналогична регистру сдвига, так как информация, вводимая на входе, в том же порядке появляется на выходе. Однако между ними есть существенное отличие, которое состоит в том, что в регистре сдвига информация «проталкивается вдоль него» по мере ввода и тактирования дополнительных бит, а в запоминающем устройстве типа «первый вошел – первый вышел» данные «проваливаются насквозь» и выстраиваются в выходную очередь с очень малой задержкой. Управление вводом и выводом производится раздельными тактовыми последовательностями, а устройство помнит, какие данные введены и какие выведены. Можно провести полезную аналогию с кегельбаном, где белые и черные игровые шары (биты) возвращаются на исходную позицию. Эти биты вводятся с помощью игральной машины, а время, которое требуется шару для того, чтобы прокатиться по своему лотку, соответствует «задержке при сквозной передаче» в ЗУ типа «первый вошел – первый вышел» (обычно 1–25 мкс). После этого биты приходят на выход и могут забираться пользователем по мере надобности (т.е. асинхронно). Память типа «первый вошел – первый вышел» полезно использовать для буферизации асинхронных данных. Классическим примером является буферирование клавиатуры (или другого входного устройства, такого, как магнитная лента) ЭВМ или другого устройства обработки данных. При использовании этого метода данные не будут теряться в том случае, когда ЭВМ не готова принять очередное выработанное слово – при условии, конечно, что ЗУ не заполнено целиком. Примерами типичных устройств памяти являются 74F433 (ТТЛ, 64 слова по 4 бит каждое, 10 МГц, время «пролета» 4 мкс) и IDT7202 (КМОП, 4096 × 9, 15 МГц, нулевое время «пролета»).

Память типа «первый вошел – первый вышел» не применяется, если устройство, которому вы посылаете данные, может всегда получить их до поступления следующих данных. На компьютерном языке – вы должны гарантировать, что максимальная латентность меньше, чем минимальное время между словами данных (время скрытости данных). Заметим, что память типа «первый вошел – первый вышел» не будет полезна, если получатель данных не готов (не способен) в среднем воспринять приходящие данные.

Умножитель частоты используется для генерации последовательности выходных импульсов с частотой, значение которой связано с тактовой частотой через рациональную дробь. Например, 3-декадный двоично-десятичный умножитель позволяет получать на выходе частоты, составляющие $mm/1000$ от входной частоты; mm – трехзначное десятичное число, заданное тремя входными двоично-десятичными знаками. Это не то же, что счетчик по модулю n, так как с его помощью на выходе нельзя получить частоту, равную 3/10 входной. Отметим один важный момент: импульсы на выходе умножителя в общем случае не будут следовать равномерно. Они совпадают с входными тактовыми импульсами и образуют чудные комбинации, средняя частота которых задается предварительно. Примерами устройств являются '97 (6-битовый, двоичный) и '167 (двоично-десятичный).

Счетчик частоты. Фирма Intersil имеет хороший набор интегральных счетчиков частоты. Они включают средства блокировки входного сигнала для точного определения интервалов, до восьми цифр двоично-десятичного счетчика, дисплейные формирователи и т.д. Эти кристаллы обычно требуют очень мало внешней схемотехники.

Цифровые вольтметры. Вы можете получить цифровые вольтметры на одном кристалле. Они включают цепи аналого-цифрового преобразователя и необходимой синхронизации, схемы счета и управления дисплеем. Примерами таких устройств являются маломощный 3,5-разрядный АЦП ICL7136 и 4,5-разрядный АЦП ICL7129; оба используют жидкокристаллический семисегментный индикатор и работают от одной батареи 9 В.

Схемы специального назначения. Существуют прекрасные наборы БИС кристаллов для областей, подобных радиосвязи (например, синтезаторы частоты), для цифровой обработки сигналов (умножители/накопители, цифровые фильтры), корреляторы, арифметические устройства), передачи данных (универсальных), асинхронные приемопередатчики, модемы, сетевые интерфейсы, ИС кристаллографирования (декристаллографирования данных, преобразователи последовательных форматов). Часто эти кристаллы используются совместно с устройствами на базе микропроцессоров и многие из них не могут работать в одиночку.

Кристаллы для бытового применения. Полупроводниковая промышленность любит разрабатывать ИС для использования их в изделиях большого рынка. Вы можете получить однокристальные схемы для изготовления цифровых (или «аналоговых») часов, таймеров, замков, калькуляторов, детекторов дыма, телефонных аппаратов, синтезаторов музыки, генераторов ритма и аккомпанемента и т.д. Что касается радиоприемников, телевизоров, компактдисков, то сейчас в этом отношении дело обстоит хуже из-за большой степени интеграции. Синтез речи (и особенно распознание речи) в последнее время получил некоторое развитие: вот почему лифты, автомобили и даже кухонные аппараты обращаются теперь к нам теми голосами, которые мы любим. Судя по всему, следующим большим шагом будет разработка эффективных автомобильных схем (для выполнения функций двигателя, систем предотвращения столкновений и т.п.).

Микропроцессоры. Самым выдающимся примером «чуда» БИС является микропроцессор (компьютер на кристалле). На

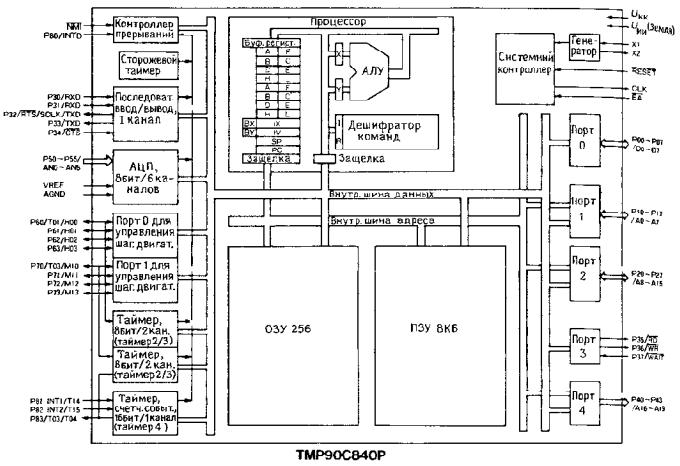


Рис. 8.86. Однокристальный микропроцессор со схемами ввода/вывода.

одной вершине находятся мощные цифровые приборы, подобные 68020/30 и 80386/486 (32-разрядные быстрые процессоры с предвыборкой команд, виртуальной памятью, мощнейшие арифметические сопроцессоры) и кристаллы, подобные MicroVAX, которые эмулируют существующие большие компьютеры. На другой вершине – однокристальные процессоры с различными функциями ввода, вывода и

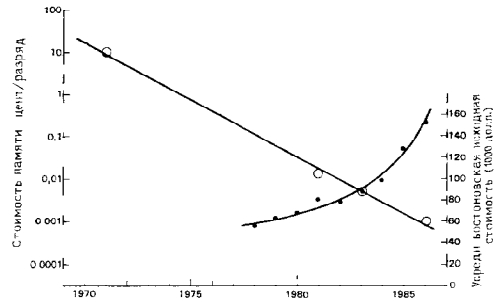


Рис. 8.87. Закон Кремниевой Долины: кривая обучения.

памяти, работающие самостоятельно. Например, один из последних образцов, это TLCS–90 фирмы Toshiba (рис. 8.86), представляющий маломощный КМОП микроконтроллер с 6-канальным 8-разрядным АЦП, встроенными таймерами, ОЗУ и ПЗУ, 20-двунаправленными цифровыми линиями ввода/вывода, последовательным портом и двумя портами для управления шаговыми двигателями. Этот прибор больше предназначен для задач управления, чем для проведения вычислений.

Революция в микропроцессорах не проходила в одиночестве, и мы видим удвоение компьютерной мощности и размера памяти (в настоящее время 1 Мбит, сравните с 16 Кбит на кристалле на время написания первого издания этой книги) каждый год, в то же время цены развиваются драматически (рис. 8.87). Наряду с укрупнением и улучшением процессоров и памяти, последние работы сверхскоростных приборов и больших параллельных архитектур обещают более волнующие события в последующие годы.

НЕКОТОРЫЕ ТИПОВЫЕ ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ

Благодаря усилиям полупроводниковой промышленности цифровые схемы удивительно легки и приятны. Почти нет случаев, когда приходится класть цифровую схему на «хлебную доску», как это часто происходит с линейными схемами. Вообще говоря, единственными серьезными проблемами являются синхронизация и шумы.

Мы в последующем расскажем об этом. Здесь уместно проиллюстрировать синхронизацию на нескольких примерах последовательностных схем. Некоторые из этих функций могут быть выполнены с помощью БИС, однако рассматриваемые реализации сделаны на хорошем уровне и позволяют проиллюстрировать, какого типа схемы можно строить с помощью имеющихся средств.

8.29. Счетчик по модулю *n*

Изображенная на рис. 8.88 схема на каждые *n* входных тактовых импульсов вырабатывает один выходной импульс. Значение *n* есть 8-разрядное число, которое вы задаете с помощью двух барабанных шестнадцатеричных переключателей. Схемы '163 являются 4-разрядными синхронными суммирующими счетчиками с синхронной загрузкой (когда вход LD' – низкий) через *D*-входы. Идея состоит в загрузке дополнительного кода, счете вверх до FF_n и перезагрузке по следующему тактовому импульсу. Поскольку мы сформировали значение перезагрузки с помощью источника +5 (с общим заземленным выводом переключателя), то эти уровни являются отрицательно-истинными для отображения набора переключателей, это означает, что загружаемые значения интерпретируются как истинные положительные, равные дополнительному до 1 значению, установленному на переключателях.

Упражнение 8.35. Путем вычисления истинного положительного значения, которое будет установлено на переключателях рис. 8.88, докажите истинность последнего утверждения.

Работа схемы совершенно очевидна. Для каскадирования синхронных счетчиков вы соединяете все тактовые входы вместе, затем соединяете выход «максимальный счет» каждого счетчика с разрешением следующего счетчика. Для схемы '163 выход RCO (ripple-clock output – выход переполнения ПП) выставляет ВЫСОКИЙ уровень при максимальном счете, разрешая второму счетчику посредством установления разрешения (ВЫСОКОГО уровня) на входах ENT и ENP (Разр). Таким образом, ИС1 повышает свое значение на каждый тактовый импульс, а ИС2 повышает свой счет на каждый тактовый импульс после того, как ИС1 насчитает значение *Fn*. Таким образом, два счетчика считают пока не достигнут состояния *FFn*, в этой точке входы загрузки LD' устанавливаются в истинное значение.

Это приводит к синхронной предзагрузке на следующем такте. Здесь мы выбрали счетчики с синхронной загрузкой для того, чтобы избежать логических состязаний

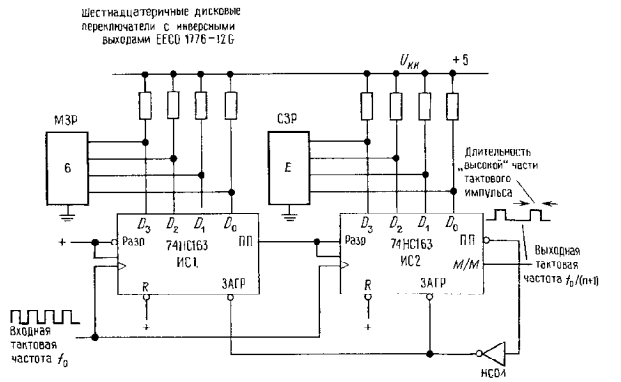


Рис. 8.88. Счетчик по модулю n.

(и короткого импульса RCO), которые могут возникнуть в счетчике с асинхронной загрузкой. К сожалению, счетчик при этом делит на $n + 1$, а не на n.

Упражнение 8.36. Объясните, что произойдет, если счетчик с асинхронной загрузкой (например, '191) заменить на счетчик с синхронной загрузкой '163. Покажите, в частности, как могут образовываться короткие импульсы. Покажите также, что предыдущая схема делит на $n + 1$, в то время как при асинхронной загрузке будет осуществляться деление на n (если схема вообще будет работать)

Временна́я диаграмма. До какой максимальной частоты может считать наш счетчик? Схема 74HC163 имеет гарантированную максимальную частоту счета $f_{макс}$ 27 МГц. Однако в нашей схеме существуют дополнительные временные задержки, связанные с каскадным соединением (ИС2 должна «узнавать», что ИС1 уже достигла максимального счета за время до следующего тактового импульса), и с соединением «загрузка при переполнении». Для изображения максимальной частоты, при которой гарантируется работа схемы, мы должны добавить задержку для наихудшего случая и быть уверенным, что остается достаточно времени на переустановку. Посмотрите на рис. 8.89, где мы изобразили временную диаграмму, показывающую последовательность загрузки, которая выполняется при максимальном счете.

Изменение сигнала с НИЗКОГО на ВЫСОКИЙ уровень на каком-либо выходе Q следует за положительным фронтом тактового сигнала максимум через 34 нс. Это интересно (но не относится к делу), что загружаемая последовательность использует выход RCO (переноса); сигнал RCO следует за положительным фронтом тактового импульса, что при максимальной частоте счета составляет максимум 35 нс. Сигнал переноса RCO ИС2 появляется после наличия входного разрешения (при условии, конечно, что это происходит при максимальном счете) максимум через 32 нс. Схема 74HC04 добавляет задержку максимум в 19 нс для генерации сигнала ЗАГРУЗКА' (LD'), которая должна предшествовать сигналу такта (t_{setup}) как минимум на 30 нс. Что приводит нас к следующему тактовому импульсу; таким образом $1/f_{макс} = (35 + 32 + 19 + 30)$ нс, или $f_{макс} = 8.6$ МГц. Что значительно меньше, чем максимально гарантируемая частота счета одного 74HC163.

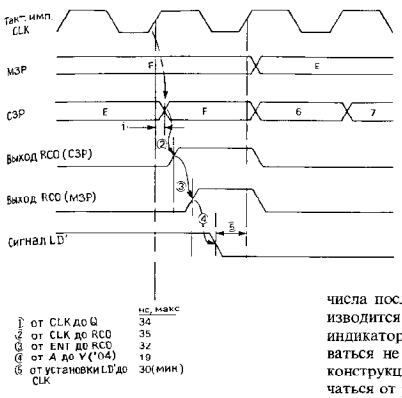


Рис. 8.89. Временная диаграмма счетчика по модулю n и расчет максимальной скорости работы.

Упражнение 8.37. Покажите, проведя подобное вычисление, что два синхронных каскадно соединенных счетчика 74HC163 (без загрузки при переполнении) имеют максимальную частоту счета 15.4 МГц.

Конечно, если вам необходима более высокая скорость, вы можете использовать более быструю логику. Проделав те же самые вычисления для логики 74F (для которой максимальная частота счета одного счетчика 74F163 составляет 100 МГц), мы находим $f_{макс} = 29$ МГц.

Нужно отметить устройство 'HC40103 при рассмотрении счетчиков по модулю n, которое представляет собой 8-разрядный синхронный вычитающий счетчик с параллельной загрузкой (синхронной или асинхронной), с дешифрацией нулевого состояния и входом сброса в максимальное состояние. Этот счетчик имеет близкого родственника 'HC40102, идентичного, за исключением его «организации», сдвоенному двоично-десятичному.

8.3. Мультиплексируемый цифровой ...атор на светодиодах

Этот пример иллюстрирует метод мультиплексного отображения, который заключается в том, что n цифр каждого числа последовательно и быстро воспроизводится на 7-сегментных светодиодных индикаторах. (Могут, конечно, использоваться не только цифровые символы, и конструкция индикаторов может отличаться от распространенной 7-сегментной организации). Коммутация индикаторов применяется для экономии и упрощения: непрерывное воспроизведение каждого знака требует установки для каждой цифры индивидуальных дешифраторов, формирователей и токоограничивающих резисторов, а также индивидуальных связей между каждым регистром и соответствующим дешифратором (4 линии) и между каждым формирователем и соответствующим индикатором (7 проводов); жуткая путаница!

В методе мультиплексирования требуется лишь один дешифратор/формирователь и один набор токоограничивающих резисторов. Кроме того, так как светодиодные цифровые индикаторы выпускаются в виде n-символьных галет, причем соответствующие сегменты всех символов объединены, количество взаимных соединений сокращается довольно существенно. Так, 8-знаковый индикатор требует 15 соединений при использовании этого метода (7 сегментных входов, общие для всех цифр, плюс один катод или анод в цепи возврата каждой цифры), при непрерывном же воспроизведении их потребуется 57. Еще одно любопытное преимущество этого метода состоит в том, что субъективно воспринимаемая глазом

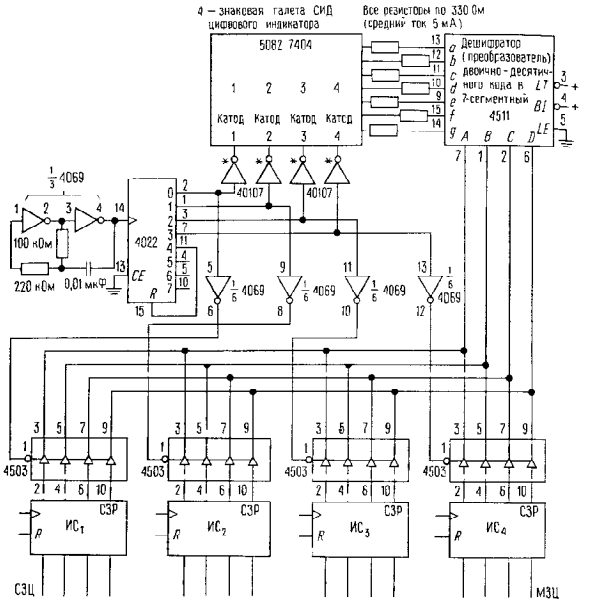


Рис. 8.90. Коммутируемый цифровой индикатор для четырех знаков. Числа с внешней стороны графических обозначений соответствуют номерам контактов ИС

яркость будет в этом случае выше, чем при непрерывном свечении всех цифр при той же средней яркости.

На рис. 8.90 изображена принципиальная схема индикации. Цифры, которые должны быть воспроизведены на индикаторе, хранятся в регистрах ИС1 – ИС4. Вместо регистров можно использовать счетчики, если устройство представляет собой счетный частотомер или набор защелок (триггеров), получающих данные от компьютера или выхода АЦП и т.п. В этом случае при данном методе каждая цифра последовательно вводится на внутреннюю 4-разрядную шину (в рассматриваемом примере через КМОП-буферы с тремя состояниями 4503), дешифрируется и отображается на индикаторе (схема 4511 представляет дешифратор двоично-десятичного кода в 7-сегментный с формирователем сигналов управления цифровым индикатором).

В этой схеме два инвертора используются для получения классического КМОП генератора, работающего на частоте 1 кГц и подающего сигналы на 8-разрядный счетчик-дешифратор 4022. Каждый выход счетчика последовательно устанавливается в состояние ВЫСОКОГО уровня и выводит на шину очередную цифру. Одновременно он запитывает катод соответствующего индикатора, подавая на него НИЗКИЙ уровень через мощный буфер с открытым коллектором 40107. Счетчик 4022 циклически проходит состояние от 0 до 3, а при достижении числа 4 каждый раз сбрасывается. Мультиплексируемая индикация может работать и при большем количестве цифр. Она повсюду используется в многоцифровых индикаторах на светодиодах. Попытайтесь посмотреть вокруг – перед вашими глазами море цифр и знаков.

Многие БИС, ориентированные на воспроизведение информации, как, например, счетчики, реле времени и часы, содержат встроенную схему коммутации индикатора и даже формирователи. Более того, существуют БИС управления индикацией (например, 74С922 и 74Ц912); они пролелывают всю ту работу, которая раньше выполнялась с помощью ИМС средней степени интеграции.

8.31. Привод звездного телескопа

Схема, изображенная на рис. 8.91, была спроектирована для управления приводом Гарвардского 62-дюймового оптического телескопа. Для питания экваториального привода двигателя (совершающего 1 оборот в день) требуется источник электроэнергии переменного тока, частота которого должна устанавливаться равной любому значению около 60 Гц (скажем, от 55 до 65 Гц). Эта частота не может точно равняться 60 Гц по следующим причинам: а) звезды и Солнце движутся с разной скоростью, поэтому потребуется частота порядка 60.1643 Гц; б) проходя назад через атмосферу, звездный свет преломляется; это преломление зависит от зенитного угла и, следовательно, видимое движение будет происходить с неравномерной скоростью; в) всегда может возникнуть желание взглянуть на Луну, планеты или кометы, которые движутся с неодинаковыми скоростями. Было решено использовать 5-значный дискретный умножитель частоты для получения выходных импульсов с частотой следования $f_{вх}n/10^5$, где n – пятизначное десятичное число, которое устанавливается на передней панели с помощью двоично-десятичных барабанных переключателей.

Выходная частота умножителя будет порядка 600 кГц, поскольку входная частота $f_{вх}$ формируется стабильным кварцевым генератором и равна точно 1 МГц. На выходе умножителя частота делится на 10^4 посредством четырех декадных счетчиков, причем последний счетчик выполнен в виде делителя на 5, а после него устраивлен делитель на 2, служащий для получения симметричных импульсов с частотой 60 Гц. Для стабилизации амплитуды прямоугольной формы выходной сигнал поступает на ограничитель, выполненный на стабилитроне, а затем с помощью 6-звенного НЧ-фильтра Баттерворта с частотой среза f_0, равной 90 Гц, преобразуется в хороший синусоидальный сигнал. (Можно считать, что фильтр «вычищает» из прямоугольного сигнала высшие гармонические составляющие, или «обертоны»). Далее, с помощью усилителя с «перекомпенсацией», рассмотренного в разд. 4.35, вырабатывается переменное напряжение 115 В. Выходной сигнал фильтра на экране осциллографа выглядит идеальным, так как 6-звенный фильтр Баттерворта позволяет в данной схеме снизить наибольшую гармонику до 1,5% от значения амплитуды нефильтрованного сигнала, что означает затухание более чем на 35 дБ. Заметим, что данный метод формирования синусоидальных колебаний удобен лишь тогда, когда частота входного сигнала ограничена узким диапазоном.

Входы управления $\pm 10\%$ позволяют изменять частоту выходного синусоидального сигнала на 10% за счет того, что коэффициент деления третьего делителя устанавливается равным 9 или 11. Эта ступень представляет собой делитель по модулю n, изображенный на рис 8.88.

8.32. Генератор последовательности из n импульсов

Генератор последовательности из n импульсов представляет собой широко ис-

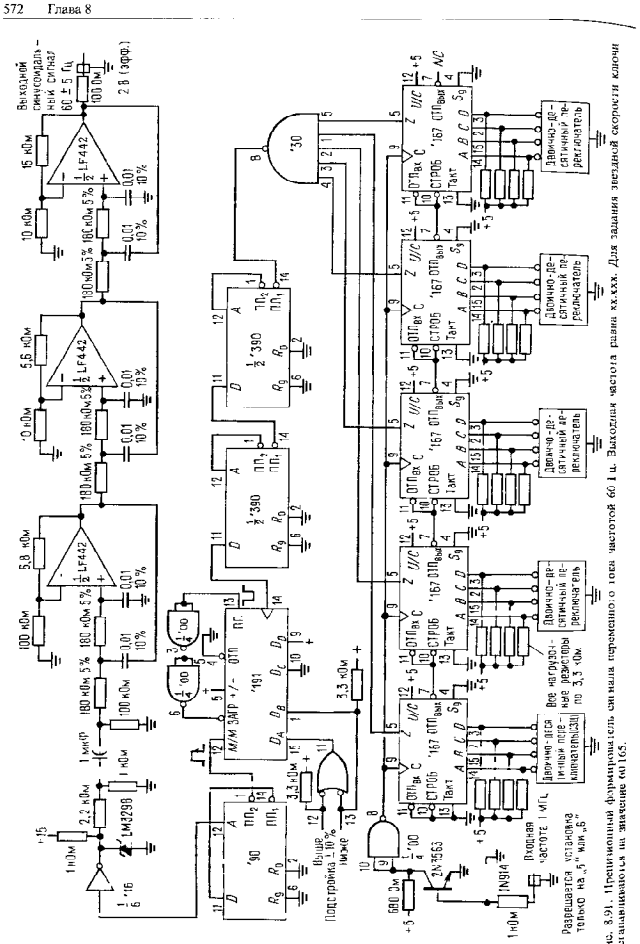


Рис. 8.91. Прецизионный функциональный синтезатор частоты 60 Гц. Выходная частота равна xx.xxx. Для задания звездной скорости ключи установлены на значение 60165.

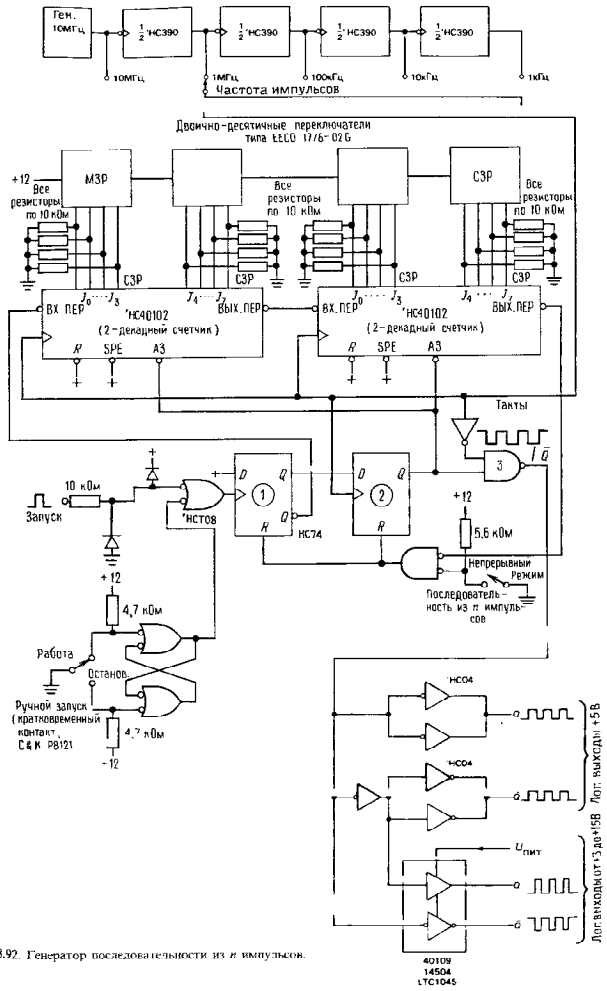


Рис. 8.92. Генератор последовательности из n импульсов.

пользуемый небольшой прибор для тестирования. По внешнему сигналу запуска (или используя ручной запуск) он вырабатывает на выходе пачку из n импульсов с заданной частотой следования, которая может иметь ряд дискретных значений. На рис. 8.92 показана принципиальная схема генератора. Интегральные схемы HC40102 представляют собой КМОП высокоскоростные 2-декадные вычитающие счетчики, тактируемые непосредственно частотой, выбираемой десятичным делителем, подключенным к 10-МГц кварцевому генератору. Счетчики делителя могут блокироваться либо активным уровнем на выходе А3 (асинхронная загрузка), либо пассивным уровнем на входе переноса (Вх. пер.). Когда запускающий импульс появляется (заметим, что используется 'HCT-серия на входе для совместимости с биполярной ТТЛ), триггер-1 выдает разрешение счетчику, а триггер-2 обеспечивает синхронизацию счета после следующего положительного фронта тактового импульса. Тактовые импульсы проходят через вентиль И-НЕ-3 до тех пор, пока счетчики не достигнут нуля, в это время оба триггера сбрасываются в исходное состояние; осуществляется параллельная загрузка в счетчик числа n, задаваемого двоично-десятичными переключателями, запрещается счет и схема готова для другого запуска. Заметим, что использование резисторов, подключенных к общему проводу, в этой схеме означает, что должны быть использованы двоично-десятичные переключатели в прямом коде (предпочтительнее, чем в дополнительном). Отметим также, что вход ручного запуска должен иметь защиту от дребезга, так как он тактирует триггер. Защита от дребезга не требуется для переключателя режимов, который просто разрешает формирование на выходе непрерывной последовательности импульсов.

Выходной каскад обеспечивает две пары прямых и инвертированных сигналов. Запараллеленные инверторы 'HC04 выдают обычный логический размах +5В благодаря использованию технологии КМОП. Мы запараллелили инверторы для увеличения нагрузочной способности. Схема может обеспечивать по крайней мере ток нагрузки ± 10 мА при логических уровнях, отличающихся на 0,3 В от границ напряжения питания. Если вам требуется больший выходной ток, вы можете заменить инверторы на схемы 'AC04, запараллеленная пара которых будет давать выходной ток до ± 50 мА при таких же значениях логических уровней.

Мы добавим пару усилителей, изображенных в прямоугольнике, которые могут управлять логикой, способной работать при напряжении, отличном от +5 В; например, маломощные часто используемые при проектировании КМОП серии 4000B и 74C работают непосредственно от батарей +9 В (они нормально работают при напряжении от 3 до 15 В); HC-логические элементы работают при напряжении питания от 2 до 6 В. Было выдвинуто предложение, чтобы КМОП серия 'AC оперировала при напряжении +3,3 В (JEDEC стандарт NO8). Интегральные схемы 40109, 14504 и LTC1045 являются преобразователями уровней, это кристаллы с активным выходным каскадом, который запитывается от второго источника питания, который может быть выше или ниже напряжения +5 В. Таким образом, мы получаем чистые логические уровни КМОП-схем.

ПАТОЛОГИЯ В ЛОГИЧЕСКИХ СХЕМАХ

Существуют интересные, а иногда и просто забавные ловушки, подстерегающие ничего не подозревающего разработчика цифровых схем. Некоторые из них, такие как логические гонки и тупиковые ситуации, могут возникать независимо от типа используемых логических схем. Другие (как, например, эффект тиристорного включения в кристаллах КМОП) представляют собой «генетические аномалии» того или иного семейства. Ниже мы попытаемся обобщить наш печальный опыт и надеемся, что приведенные анекдоты помогут избежать другим тех же ошибок.

8.33. Проблемы статических режимов

«Тупиковое состояние». Легко попасть в ловушку, построив схему, имеющую «мертвое» состояние. Допустим, имеется какое-то устройство с рядом триггеров, которые в процессе работы проходят через заданные состояния. Кажется, что схема действует превосходно, но в один прекрасный момент она намертво останавливается. Единственный способ заставить ее опять работать – это выключить питание, затем снова его включить. Такая ситуация из-за того, что схема имела «мертвое» состояние (запрещенное состояние системы, которого не удалось избежать), в которое она и угодила под воздействием каких-то переходных помех по цепи питания. При разработке цифровых схем очень важно выявить подобные состояния и строить логику таким образом, чтобы схема могла автоматически восстанавливаться. Как минимум, должен быть предусмотрен сигнал начальной установки (вырабатываемый от кнопки, при включении питания и т. д.), который мог бы возвращать систему в нормальное состояние. При наличии такого сигнала никаких других мер может и не потребоваться (см. упражнение 8.24).

Начальная установка. Этот вопрос возникает при определении состояния системы в начальный момент. В любом случае полезно иметь какой-либо сигнал, который обеспечивал бы начальную установку. Иначе при включении питания в системе могут происходить непонятные вещи. На рис. 8.93 показана подходящая схема. Последовательно включенный со входом вентиля резистор необходим при использовании КМОП-схем, что позволяет избежать повреждения схемы при отключении питания, так как в противном случае электролитический конденсатор будет пытаться запитать систему через защитный диод входного вентиля КМОП. Хорошей идеей является использование триггера Шмитта (4093, '14), благодаря которому снятие сигнала СБРОС происходит чисто. Символ гистерезиса на рисунке означает, что на входе инвертора установлен триггер Шмитта, собранный, например, на ТТЛ 74LS14 (6 инверторов), либо КМОП 40106, либо 74C14.

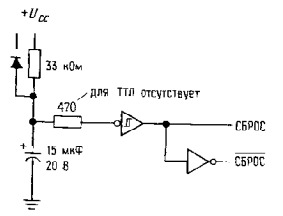


Рис. 8.93. Схема для формирования сигнала сброса при включении питания

8.34. Проблемы при переключениях

Логические гонки. Здесь скрываются многие коварные ловушки. Классический случай логических гонок был описан в разд. 8.19 на примере синхронизатора импульсов. В любом случае, когда вентили управляются сигналами от триггеров, необходимо убедиться в том, что в схеме не может возникнуть ситуация, в которой к моменту тактирования триггера вентиль открывается, а по истечении задержки на триггере закрывается. Сигналы, возникающие на входах триггеров, не должны быть задержанными по отношению к тактовым импульсам (еще одно преимущество синхронной системы!). В общем случае задерживайте такты, но не информацию. Необычно легко проглядеть возможность возникновения логических гонок.

Метастабильные состояния. Как уже отмечалось, триггер и любое тактируемое устройство могут сбиться, если изменение сигналов на информационных входах произойдет менее чем за время $t_{уст}$ до возникновения тактового импульса. В худшем случае выход триггера будет буквально совершать колебания в окрестности логического порога в течение нескольких микросекунд (для сравнения: нормальная величина задержки распространения элементов ТТЛ составляет 20 нс). Разработчики логических схем это обычно

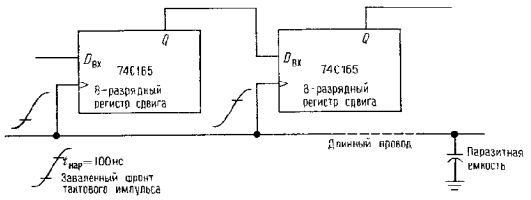


Рис. 8.94. Временной сдвиг из-за завала тактовых импульсов.

не принимают во внимание, но подобная проблема может возникнуть в быстродействующих системах, когда потребуется синхронизовать асинхронные сигналы. Такую ситуацию считают виновной во многих таинственных сбоях ЭВМ, но мы смотрим на это предположение скептически. В этом случае требуется лишь установить цепочку синхронизаторов или «детектор метастабильных состояний», который будет сбрасывать триггер.

Скос фронтов тактовых импульсов. Скос фронтов тактовых импульсов оказывает большее влияние на схемы КМОП, чем на ТТЛ. Такая проблема возникает в том случае, когда для тактирования нескольких соединенных между собой устройств используется сигнал с большим временем нарастания (рис. 8.94). В рассматриваемом примере два регистра сдвига тактируются фронтом с большим временем нарастания. Это время обусловлено емкостной нагрузкой выхода КМОП, который имеет относительно высокий импеданс (порядка 500 Ом при работе от источника +5 В). Проблема возникает из-за того, что порог срабатывания у первого регистра может оказаться ниже, чем у второго, в результате чего его сдвиг произойдет раньше и последний бит первого регистра будет потерян. Дело еще осложняется тем, что значения пороговых напряжений для устройств на КМОП колеблются в очень широком диапазоне (фактически они могут принимать любое значение в пределах от 1/3 до 2/3 U_{cc} и они принимают!). В подобной ситуации самое лучшее – это располагать корпуса микросхем рядом, тем самым избегать большой емкостной нагрузки по тактовым входам.

Говоря в общем, тактовые входы каких-либо цифровых микросхем должны всегда тщательно обрабатываться. Например, тактовые линии с шумом или «звоном» должны всегда очищаться с помощью вентиля (возможно, с входным гистерезисом) до подачи на синхронизируемый кристалл. У вас, вероятно, возникали проблемы с линиями синхронизации, которые поступали с другой платы или с другого логического семейства. Например, медленная логика 4000 В или 74С, питающая быстрые семейства HC или AC, наверняка вызовет проблемы перекоса импульсов или кратных переходов.

Укороченные импульсы.

В разд. 8.29 при рассмотрении счетчиков по модулю n мы отмечали, что в том случае, когда счетчики должны сбрасываться собственным входным сигналом, необходимо ввести задержку для того, чтобы предотвратить появление укороченного импульса. То же самое относится и к импульсам записи в счетчики или регистры сдвига. Укороченные импульсы часто доставляют неприятности, приводят схему к работе на границе устойчивости и вызывают периодические сбои. При разработке схемы следует исходить из наихудшего значения для задержки.

Неопределенные правила. Когда полупроводниковая промышленность нащупывала свой путь, начиная с простейших схем резисторно-транзисторной логики

1960 г., затем ТТЛ- и ТТЛШ-семейства, до высокопроизводительных современных КМОП-семейств, было недопонято значение стандартизации выводов, спецификации и функциональности. Как пример, схема 7400 (И-НЕ) имела свои выводы вентилей, а схема 7401 (ИЛИ-НЕ с открытым коллектором) имела отличные от нее расположения выводов вентилей. Это создавало такую путаницу, что побудило выпустить «мутант» – схему 7403, которая представляет собой схему 7401, но с разводкой вентилей, как у 7400. Подобное недоразумение случилось со схемой 7490 (двоично-десятичный счетчик) с расположением контактов питания по середине корпуса, а не в углах. (Как ни смешно, но контакты питания, расположенные посредине корпуса, «возвратились» в быстродействующих схемах КМОП, для уменьшения индуктивности и улучшения изоляции.)

Важным наследством этой ранней анархии является «всякая всячина» неопределенных правил, которых мы придерживаемся. Например, популярный '74*D*-триггер существует в каждом логическом семействе; подача одновременно сигналов установки и сброса приводит к высокому уровню на обоих выходах в каждом семействе, кроме 74С, где это приводит к низкому уровню на выходах! Это не совсем неопределенное правило, поскольку если вы внимательно посмотрите в хорошую документацию, то найдете непоследовательность. На техническом жаргоне это называют «Попался!» (gotcha). Другим любимым нашим примером этого «попался!» является схема '96: 5-разрядный сдвиговый регистр с хитрыми входами загрузки; они могут устанавливаться, но не сбрасываться. Подлинным неопределенным правилом, а фактически очень важным является «время перемены». Это такое количество времени, которое вы должны ожидать после снятия асинхронного входного сигнала для полной гарантии синхронизации тактируемого элемента.

Проектировщиков кристаллов не беспокоило это обстоятельство (хотя проектировщики схем всегда хотели это знать), пока логические семейства, выпускающиеся ранее 1980 г., не были обойдены улучшенными ТТЛШ и быстрыми КМОП-семействами. Если вы проектируете с применением более ранней логики (например, 74С), наш совет – быть консервативным, например, предполагайте, что время перемены такое же, как время установки данных хотя обычно оно меньше. Так например, у *D*-триггера 74HC74 минимальное время распространения определяется в 5 нс, в то время как минимальное время установки данных составляет 20 нс.

8.35. Прирожденные недостатки ТТЛ и КМОП

В этом разделе в одной его части мы рассмотрим проблемы, причиняющие неудобства разработчику, а в другой – по настоящему ненормальное поведение логических элементов.

Проблемы, причиняющие неудобства. *Биполярные ТТЛ-элементы.* Не следует забывать, что при низком уровне входы ТТЛ действуют как источник тока (например, 0,25 мА для LS, 0,5 мА для F). Это затрудняет использование RC-цепочек в качестве элементов задержки и подобных элементов, так как они в этом случае должны иметь низкое сопротивление и вам необходимо серьезно подумать, когда вы сопрягаете сигналы линейных устройств с ТТЛ-входами.

Значение порога у элементов ТТЛ (и серий, которые их имитируют – HCT и ACT) близко к уровню земли, вследствие чего все это логическое семейство в известной степени подвержено влиянию помех (более подробно см. гл. 9). Так как эти логические семейства являются быстродействующими, они воспринимают короткие всплески по шине земли. Такие всплески часто возникают при быстрой смене состояний на выходах, что еще более осложняет проблему.

Биполярные ТТЛ-элементы предъявляют высокие требования к источнику

питания: +5 В ± 5% при относительно высокой мощности рассеяния. Наличие токовых всплесков в шинах питания, которые вырабатываются схемами с активной нагрузкой, как правило, требует шунтирования источника питания, в идеальном случае – один конденсатор емкостью 0,1 мкФ на каждый корпус ИМС (рис. 8.96).

КМОП-элементы. Выходы КМОП-элементов подвержены пробою под действием статического электричества. «Смертность» у КМОП действительно подскакивает в зимнее время! Новые семейства с поликремниевыми затворами [НС(Т), АС(Т)] значительно больше страдают, чем их предки с металлическими затворами. Входы КМОП имеют очень большой разброс по значениям порогового уровня; в сочетании с высоким выходным импедансом (200–500 Ом) это приводит к возникновению проблемы скоса фронтов тактовых импульсов (см. разд. 8.34). Когда на выходе сигнал медленно нарастает, могут возникать двойные переключения на выходах. В устройствах на КМОП все неиспользованные входы, включая входы незадействованных вентилей, должны быть обязательно соединены с шиной высокого или низкого уровня.

Интересная врожденная проблема новейших быстродействующих КМОП-семейств в особенности АС и АСТ состоит в наличии «подскока» уровня земли. Быстродействующий КМОП-элемент, работающий на емкостную нагрузку, генерирует громадные кратковременные токи по шине земли, приводящие к тому, что потенциал на линии земли, подходящий к корпусу микросхемы, моментально подпрыгивает! В результате этого подпрыгивает и низкий уровень на выходах на том же самом кристалле. На рис. 8.95 показан этот случай. В особенности заметьте, что амплитуда этого эффекта от 1 до 2 В не является редкостью.

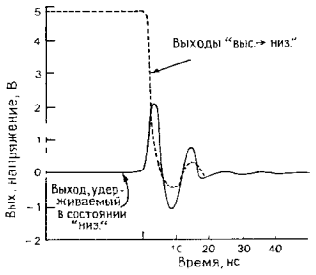


Рис. 8.95. Буфер 74АС244 на выходов, запускающий нагрузок 50 пФ из «выс.» в «низк.», и удерживающий 8-й выход в состоянии «низк.». «Земля» – медная плата [illegible] (По рис. 1.. 4 руководства по проектированию [illegible] КМОП-логики.

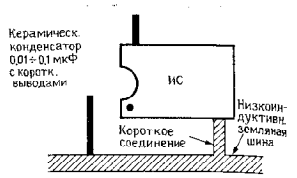


Рис. 8.96. Всегда целесообразно использовать устойчивую низкоиндуктивную разводку земли и не скупиться на развязывающие конденсаторы.

Давайте рассмотрим случай, когда время переключения составляет 3 нс, а перепад в 5 В прикладывается к емкости 50 пФ. В результате получаем мгновенное значение тока $I = CdU/dt = 83$ мА, а так как 8-разрядный буфер может нагружаться непосредственно на такие же восемь нагрузок (при общем токе 2–3 А!), такое поведение схемы не является неожиданным. Эта задача оказывается тяжелее, чем кому-либо представляется, и приводит к спорному новому набору АС/АСТ-схем с «центральным» расположением выводов питания и земли (для снижения индуктивности). На момент написания книги разработчики логики встали по разные стороны: по одну фирма TI, борющаяся за новую разводку выводов, а по другую – фирмы RCA и Fairchild, защищающие традиционную разводку по углам. Мы предостаточно поспорили с обеими сторонами и выявили слабости как противоположных аргументов, так и соперничающих кристаллов.

По крайней мере пользователи должны сознавать серьезность этой проблемы и принять меры для сохранения индуктивности шины земли на низком уровне, насколько это возможно, когда используется семейство АС/АСТ. Самым лучшим является использование печатных плат с распределенной шиной земли и множеством шунтирующих низкоиндуктивных конденсаторов. Лучший способ, если вам не нужна высокая скорость переключения, отказаться от семейства АС/АСТ, а использовать взамен серию НС/НСТ.

Аномальное поведение. *Элементы ТТЛ.* С элементами ТТЛ не связано такое большое число таинственных явлений, как с КМОП. Однако некоторые одновибраторы ТТЛ срабатывают от «глитчей» в цепи питания (или земли) и вообще, как правило, ведут себя в известной степени «нервно». Кроме того, схема, которая прекрасно работает на LS ТТЛ, может давать сбои, когда заменяется AS ТТЛ, из-за более быстрого переключения и увеличения токов потребления по цепям земли и окружающим ее (на этот взгляд серия 74F ТТЛ лучше). В большинстве случаев неправильную работу ТТЛ-элементов можно связать с проблемой помех.

Элементы КМОП. КМОП-элементы способны свести с ума кого угодно! Например, схема может войти в режим «тиристорного защелкивания», если сигнал на входе (или выходе) возникает сразу после включения питания. Результирующий ток (50 мА или более) через диоды входной защиты включит пару паразитных перекрестно связанных транзисторов, которые являются побочным эффектом КМОП-технологии с изолированными переходами (см. рис. 3.50 и разд. 14.16). При этом напряжение питания U_{cc} закорачивается на землю, кристалл начинает греться и для того чтобы схема снова начала правильно работать, вам потребуется отключить питание. Если это не сделать в течение нескольких секунд, то придется заменить микросхему. Некоторые из новейших КМОП-схем (серия НС с поликремниевыми затворами фирм GE/RCA и National) невосприимчивы к «защелкиванию» даже с входным размахом 5 В выше уровня питания и работают при входном размахе 1,5 В выше уровня питания.

Схема КМОП имеет весьма коварные и странные режимы ложной работы. Один из выходных полевых транзисторов может открыться, что приводит к кодозависимым ложным срабатываниям, которые очень трудно обнаружить. Вход может начать работать как источник тока или токовая нагрузка. Весь корпус может начать потреблять от источника питания существенный ток. Чтобы легче было обнаружить неисправную микросхему, потребляющую большой ток в статическом режиме, рекомендуется последовательно с контактом U_{cc} каждой микросхемы включить резистор 10 Ом (для микросхем, нагруженных на большое число входов, или мощные драйверы, такие, как в серии АС, используйте резистор 1 Ом).

Кроме того, кристаллы КМОП дают большой разброс по входному порогу, а один и тот же кристалл может иметь неодинаковые значения порогового уровня для различных функций, которые выполняются по одному и тому же входу.

Так, например, в устройстве 4013 выход Q при управлении по R-входу переходит в состояние высокого уровня раньше, чем выход Q устанавливается в состояние низкого уровня. А это значит, что сигнал установки нельзя обрывать по изменению Q, поскольку возникающий в этом случае импульс может не сбросить триггер.

Нельзя оставлять входы корпуса КМОП неподключенными. В этом случае схема время от времени может вести себя неправильно. Для того чтобы выявить неисправность, вы поставили щуп осциллографа в какую-то точку схемы и обнаружили там уровень 0 В, как и должно было быть. После этого в течение нескольких минут схема работает прекрас-

но, а затем снова сбивается! А произошло вот что: осциллограф разрядил неподключенный вход и потребовалось достаточно большое время, чтобы он смог снова зарядиться до порогового уровня.

Дальше идет уже чистая фантастика: вы забыли подключить контактный вывод U_{cc} корпуса КМОП, но все-таки схема работает просто идеально! А дело все в том, что она получает питание по одному из своих логических входов (от входа через защитный диод к цепи U_{cc} корпуса). Вы можете не замечать этого в течение довольно длительного времени, пока не возникает ситуация, когда одновременно на всех входах корпуса будет действовать низкий уровень: кристалл потеряет питание и «забудет» свое состояние. В любом случае такой режим не может считаться нормальным, так как выходной каскад не запитан нужным образом и не в состоянии обеспечить номинальный ток. Сложность состоит в том, что подобная ситуация может давать о себе знать лишь эпизодически, поэтому вам придется пробежать не один круг, пока вы, наконец, додумаетесь, что же в действительности происходит.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

8.36. Удачные схемы

Рис. 8.97 иллюстрирует ряд полезных применений цифровых схем.

8.37. Негодные схемы

На рис. 8.98 показаны примеры классических ошибок, совершаемых разработчиками при построении цифровых схем.

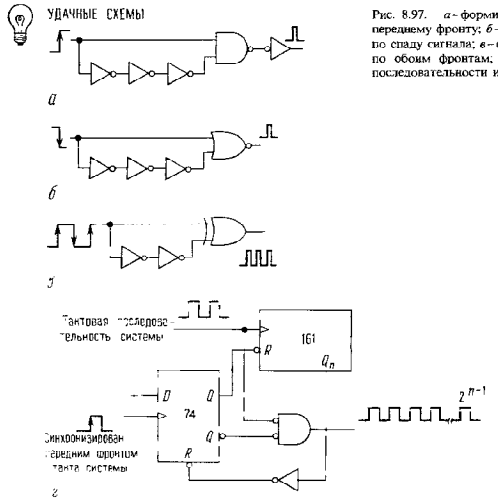


Рис. 8.97. *а* – формирователь импульса по переднему фронту; *б* – формирователь импульса по спаду сигнала; *в* – формирователь импульсов по обоим фронтам; *г* – синхронный генератор последовательности из 2^n импульсов;

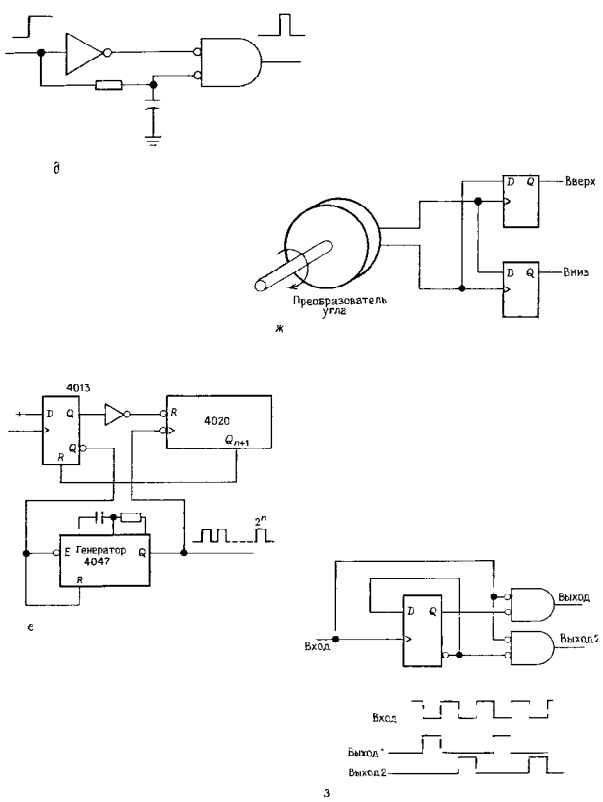


Рис. 8.97. Продолжение.
д – регулируемый формирователь импульса по переднему фронту; *е* – асинхронный генератор последовательности из 2^n импульсов; *ж* – преобразование квадратурного кода в код реверсивного счетчика; используется для определения положения вращения по выходу преобразователя угла; *з* – квадратурный генератор; синхронизированных импульсов.

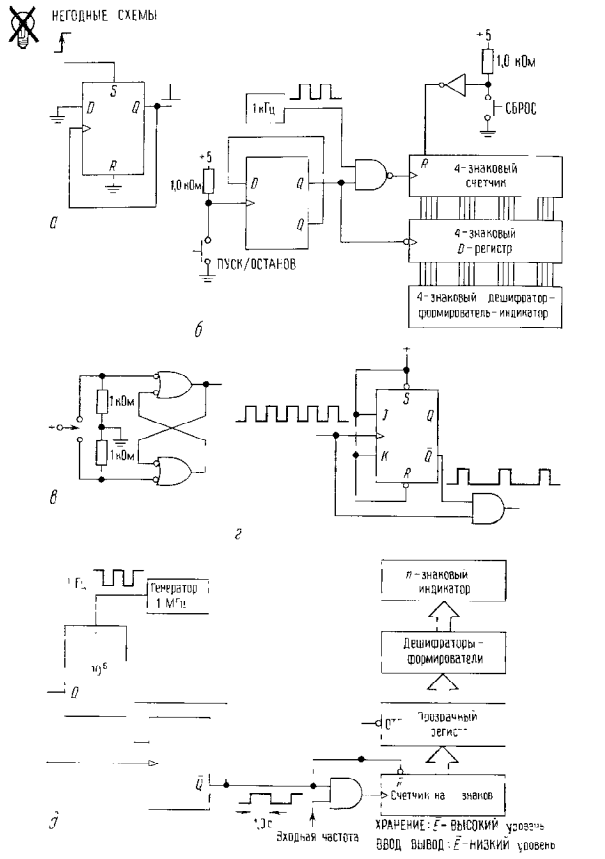


Рис. 8.98. *а* формирователь коротких импульсов; *б* хронометр с одиночной кнопкой ПУСК-ОСТАНОВ; *в* схема для исключения каждого второго импульса из входной последовательности импульсов длительностью 1 мкс (тонкий случай); *г* ключ с подавителем дребезга; *д* счетный частотомер с буферным регистром.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Покажите, как построить *JK*-триггер с помощью *D*-триггера и коммутатора-мультиплексора на 4 входа. Подсказка: используйте адресные входы коммутатора в качестве *J* и *K*.

(2) Разработайте схему, которая на 7-сегментном индикаторе будет показывать время (в миллисекундах), в течение которого была нажата кнопка. После каждого измерения устройство должно возвращаться в исходное положение. Воспользуйтесь генератором 1,0 МГц.

(3) Разработайте измеритель реакции. После того как «А» нажимает кнопку, загорается светодиод и счетчик начинает отсчет. Когда свою кнопку нажимает «В», светодиод гаснет, а на цифровом индикаторе воспроизводится время в миллисекундах. Позаботьтесь о том, чтобы схема работала нормально даже в том случае, когда «А» успевает отпустить свою кнопку до того, как «В» нажмет свою.

(4) Спроектируйте измеритель периода – устройство, измеряющее число микросекунд в одном периоде гармонического входного сигнала. Установите на входе компаратор на триггере Шмитта для формирования уровня ТТЛ; используйте тактовую частоту 1 МГц. Каждое очередное измерение должно начинаться после нажатия кнопки.

(5) Если вы еще не успели поставить буферный регистр, добавьте его к счетчику периода.

(6) Сделайте так, чтобы схема измеряла время десяти периодов. Кроме того, во время счета должен загореться светодиод.

(7) Сконструируйте электронный секундомер. Кнопка «А» начинает и останавливает счет, кнопка «В» производит сброс. Выход должен иметь вид *xx.x* (секунды и десятые доли). Считайте, что в схеме имеются прямоугольные импульсы, следующие с частотой 1 МГц.

(8) В некоторых секундомерах используется только одна кнопка (при каждом нажатии выполняется одна из операций цикла: пуск, останов, сброс, затем снова пуск и т. д.).

(9) Спроектируйте высокочувствительный цифровой частотомер для измерения числа периодов входного сигнала в 1 с. Число значащих цифр должно быть достаточно большим. За время каждого цикла счета число, отсчитанное на предыдущем интервале, запоминайте в буферном регистре. Интервалы счета возьмите равными 1, 0,1 и 0,01 с. Полезно добавить в устройство хорошую входную схему, она позволит работать при различных значениях чувствительности. Эта схема представляет собой триггер Шмитта с регулируемыми гистерезисом и точкой запуска (используйте быстродействующий компаратор). Можно добавить также сигнальный вход для уровней ТТЛ. Подумайте над тем, как организовать двоично-десятичный выход: с помощью коммутации или путем параллельного вывода каждой цифры? Задумайтесь на некоторое время.

(10) Сконструируйте схему для регистрации пролета снаряда или пули, используя НС-логику. Лет[illegible] снаряд разрывает тонкий провод, пересекающий путь его пролета, затем, преодолев по ходу через некоторое расстояние, он разрывает второй провод. Не забывайте о проблеме дребезга контактов. Считайте, что в вашем распоряжении есть последовательность прямоугольных импульсов с частотой 10 МГц с уровнями ТТЛ, и постройте схему для воспроизведения на индикаторе интервала времени между моментами разрыва двух проводов в микросекундах (4 цифры). Схема должна быть готова к очередному выстрелу путем нажатия кнопки.

(11) С помощью двух схем 74HC42-S («1 из 10») сконструируйте дешифратор «1 из 16». Входной сигнал представляет собой 4-разрядное двоичное число. На выходе должны действовать сигналы с отрицательной логикой (как у схемы 74HC42). Подсказка: в качестве входа старшего разряда используйте вход «Разрешение».

(12) Представьте, что у вас есть четыре ПЗУ на 256 бит семейства ТТЛ, каждое из которых имеет 8-разрядный параллельный адресный вход, выходные схемы с тремя состояниями (в положительной логике) и вход для их отпирания, который использует отрицательную логику (т. е. ПЗУ выдает на выход выбранный информационный бит, когда разрешающий сигнал имеет низкий уровень). Покажите, как с помощью этих устройств, используя любые необходимые средства, построить ПЗУ на 1024 бита. (Возможно, окажется удачным применить схему 74HC138, а может это проще сделать с помощью вентилей.) Воспользуйтесь этими способами.

(13) Придумайте схему, которая хранила бы текущую сумму последовательно вводимых в нее 4-разрядных двоичных чисел. Сохраняйте только 4 разряда результата (т. е. производите суммирование по модулю 16). Аналогичные схемы используются для получения контрольных сумм, которые записываются на носитель информации, чтобы выявить ошибки, например при записи на перфоленту.

Считайте, что каждое новое число сопровождается положительным импульсом готовности, который имеет длительность 1 мкс и уровень ТТЛ. Предусмотрите вход сброса. Таким образом, ваша схема будет иметь общий вид, показанный на рис. 8.99.

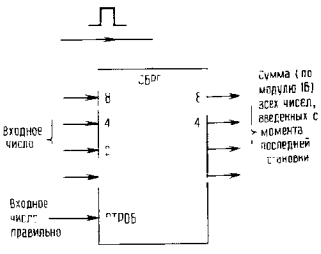


Рис. 8.99.

К этой схеме добавьте еще выходной бит, который будет равен 1, если общее число «единиц» всех чисел, поступающих на вход с момента последней установки, нечетно, и 0, если оно четно. Подсказка: с помощью «паритетного дерева» Исключающего ИЛИ можно определить, когда сумма «единиц» в каждом числе будет нечетной; на основе этого постройте схему.

(14) В упражнении 8.14 вы построили схему умножения 2 × 2, используя карты Карно для каждого выходного бита. А теперь решите ту же задачу, используя операции сдвига и сложения. Для начала запишите произведение тем способом, который известен вам из начальной школы. Этот процесс имеет простую повторяющуюся схему (рис. 8.100) и требует для реализации несколько 2-входовых вентилей (какого типа?), которые будут вырабатывать промежуточные члены (a_0b_0 и т. п.), и 1-разрядных полусумматоров (сумматоры, которые имеют выход переноса, но не имеют входа переноса) для сложения промежуточных членов.

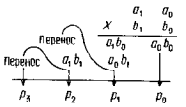


Рис. 8.100.

(15) Теперь по тому же принципу сконструируйте умножитель 4 × 4 с помощью 4-разрядных полных сумматоров (74HC83) и 16 2-входовых вентилей.

Таблица 8.4. Буферы

Тип		Разрядность	Число контактов	Выходная нагрузка[a]			Входы разрешения[б]	Выход[в]	Противоп. распол. выводов[г]	Примечания
прямой	инверсный			отток, мА	сток, мА	семейство				
'125	–	4	14	24	2–6	LS	4H	3C	–	Разрешение каждого разряда
'126		4	14	24	2–6	LS	4B	3C		То же
'365	'366	6	16	24	2–6	LS	2H	3C	–	
'367	'368	6	16	24	2–6	LS	2H	3C	–	Разрешение 2, 4 разрядов
'1034	'1004	6	14	24	15	LS		2C		74AS имеет 48/48 мА
'230		8	20	64	15	AS	2H	3C		4 прямых, 4 инверсных с разреш.
	231	8	20	64	15	AS	H, B	3C		Разрешение 4 разрядов
24.			20	24	15	LS	H,B	3C		Разрешение разрядов
244	240	8	20	24		LS	2H	3C		
465	466		20	24	-6	LS	2H	3C		Разрешение разрядов
467	468	8	20	24		LS	2H	3C		Разрешение 4 разрядов
'541	540	8	20	24	15	LS	2H	3C		
'656	655		24	64	15	F	3H	3C		Генерация бита паритета
2966	2965		20	12			2H	3C		$R_{вых}$ = 250 м, разреш. 4 разрядов
827	828	10	24	64	15	F	2H	3C		Am 29827/8

[a] нагрузочная способность для указанного семейства; [б] входы РАЗРЕШЕНИЯ. ВЫСОКИЙ или НИЗКИЙ активный уровень. [в] 2C 2 состояния; 3C 3 состояния; [г] противоположное расположение контактов входа и выходов

Таблица 8.5. Приемопередатчики

Тип		Разрядность	Число контактов	Число регистров	Выходная нагрузка[a]		Разрешения[б]		Расположен выводов противоположное[в]	Примечания[г]
прямой	инверсный				отток, мФ	сток, мФ	уровень	режим		
'243	'242	4	14		24	15	H, B	ЛП		
'245		8	20		24	15	H	ПР		
'543	'544	8	24	2			H	ЛП		
'545	–	8	20				H	НР		
'550	'551	8	28	2			H	ЛП		
'552		8	28	2			H	ЛП		+ генерация паритета
'588	–	8	20				H	НР		Резисторная нагрузка шины 488
'623	'620	8	20		24	15	H, B	ЛП		'621/2 имеют ОК
'639	'638	8	20		24	15	H	НР		ЗС в одном направлении, ОК в другом
'643	–	8	20		24	15	H	НР		Q и Q' выходы, '644 входы
'645	'640	8	20		24	15	H	НР		641/2 имеют выход ОК
'646	'648	8	24	2	24	15	H	НР		'647/3 имеют выход ОК
'652	'651	8	24	2	24	15	H,B	ЛП		654/3 имеют ЗС и ОК-выходы
'657	–	8	24				H, B	НР		+ генерация паритета
'2623	'2620	8	20		12	2	H, B	ЛП		25 Ом выходн. сопротивление
'2645	'2640	8	20		12	2	H	НР		25 Ом выходн. сопротивление
'2952	'2953	8	24	2	24	6.5	H	ЛП		'2950/1 имеет подтверждение

[a] для LS семейства; [б] НР – направление и разрешение входов; ЛП – отдельные входы разрешения передачи влево и вправо; [в] расположение контактов ввода вывода противоположное; [г] все выходы на 3 состояния, кроме оговоренных.

Таблица 8.6. Дешифраторы

Тип	Разрядность[a]	Число контактов	Число активных уровней разрешения, В/Н[б]	Выходы		Разрешение выхода[в]	Примечания
				К-во	Активн. уровень[б]		
'42	4	16	0/0	10	H		156 имеет выход ОК
'131	3	16	1	8	H		
'137	3	16	1	8	H		D-триггер на входе
'138	3	16	2	8	H		
'139	2	16	0 – 1	4 – 4	H		
'155	2	16	0 – 1	4 – 4	H		Защелка на входе
'538	3	20	2/2	8	B	2	537 – 1 из 10
'539	2	20	0/1 – 1	4 – 4	B	– 1	
'54	3	20	2 1	8	H		Защелка на входе АСК-выход при разрешении
548		20	2 2		H		АСК-выход при разрешении

[a] многосекционность обозначается как "X – Y" где X и Y число разрядов в каждой секции; – показывает число активных уровней разрешения, для многосекционных см. замечание (а); [б] В активный ВЫСОКИЙ уровень, Н НИЗКИЙ уровень

Таблица 8.7. Компараторы

Тип	Разрядность	Число контактов	Необходимость входного нагрузочного резистора	Разрешение	Защелка	Выходы				Примечания
						Q	$\overline{Q}$	$<$	$>$	
'85	4	16								
'518	8	20	Да						–	ОК, '519 не требует входного резистора
'520	8	20	Да						–	'521 не требует входного резистора, '522–с ОК
'524	8	20						–		Защелка с посл/парал. загрузкой и с выходом на 3 состояния
'682	8	20	Да							'683 имеет ОК-выход
'684	8	20	–							'685 имеет ОК-выход
'686	8	24			–	–		–	–	'687 имеет ОК-выход
'688	8	20						–	–	'689 имеет ОК-выход
866	8	28						–		Защелки на выходах P и Q, сброс Q; логическое или арифметическое сравнение
'885	8	24			P					Защелка на входе P; логич. или арифм. сравнение

Таблица 8.8. Одновибраторы

Тип	Число секций	Число контактов	Логический запуск	Сброс	Перезапуск	Наличие встроенного резистора [a]	Блокировка сброса [б]	Примечание
121	1	14	(Н + Н) × В				–	Прецизионный
'121	2	16	В × Н	Н			Есть	Прецизионный
122	1	14	(Н + Н) × × В × В	Н			Есть	
422	1	14	(Н + Н) × × В × В	Н			Нет	'122 без запуска
'123	2	16	Н × В	Н			Есть	'123 без запуска
42	2	16	Н В	Н			Нет	
4098	2	16	Н – В	Н			Нет	
–538			Н – В	Н			Нет	4528
960		14	(Н + Н) В В					
960			Н – В	Н			Нет	

[a] Внутренний резистор синхронизации. [б] Генерирует импульс на выводе СБРОС при наличии логического запуска

Таблица 8.9. Регистры D-типа и защелки [a]

Тип				Разрядность	Число контактов	Разрешение/Сброс [б]	Расположение выводов противоположное [в]	$Q/\overline{Q}$ [г]	Выход [д]	Примечания
D-типа	Защелка	D-типа	Защелка							
'173	–	–		4	16	A			3S	
'175	'375	'175	375	4	16	A			2S	
'298	–			4	16				2S	Мультиплексированный вход
'379	–	'379		4	16				2S	Аналогичен '175, но CLR → EN
'398		'398		4	20				2S	Мультиплексированный вход
'399	–			4	16				2S	Мультиплексированный вход
'174				6	16	A			2S	
'378				6	16				2S	Аналогичен '174, но CLR → EN
'273	–			8	20	A			2S	
'374	'373	'534	'533	8	20				3S	
'377	–			8	20				2S	Аналогичен '374, но 3S → EN
–	'412		'432	8	24	A			3S	Intel 82/2, бит состояния
'574	'573	'564	'563	8	20				3S	Расположение выводов '374/3; также '576/'580
'575		'577	–	8	24	S			3S	'574 с синхронным входом CLR
'825	'845	'826	'846	8	24	A			3S	Am29825
'823	'843	'824	'844	9	24	A			3S	Am29823
'821	'841	'822	'842	10	24				3S	Am29821; 10-разрядный '374
'396				4 + 4	16				2S	Каскадированный 4-разрядный регистр: 8-разрядный выход
'874	'873	'876	'880	4 + 4	24	A			3S	
'878		'879		4 + 4	24	S			3S	'874 с синхронным входом CLR
–	'604			8	28				2S	Мультиплекс. вход. 605–ОК
–	'606			8 + 8	28				2S	604 без выбросов, 607–ОК

[a] См. также «Приемопередатчики» некоторые из них содержат защелки. [б] А – асинхронный, синхронный. [в] соответственное расположение входных и выходных выводов; Прямой и инверсный вых 2S двухтактный выход с 2-я состояниями, 3S выход с 3-я состояниями

Таблица 8.10. Счетчики

Тип двоичн.	Тип дв.-дес.	Разрядность	Число контактов	Такт[5]	Загрузка[3]	Сброс[3]	Сложение/Вычитание[6]	Вывод прямой/с защелкой[3]	Выход[1]	Примечания
'93	'90	4	14	A		A		D	2S	Нестанд $U_{кк}$, земля; '92 по модулю 12
'161	'160	4	16	S	S	A		D	2S	
'163	'162	4	16	S	S	S		D	2S	
'169	'168	4	16	S	S			D	2S	
'191	'190	4	16	S	A			D	2S	
'193	'192	4	16	S	A			D	2S	Отдельные входы синхронизации для счета в прямом и обр. направлении
'197	'196	4	14	A	A	A		D	2S	
'293	'290	4	14	A		A		D	2S	93 со станд. $U_{кк}$, земля
'561	'560	4	20	S	B	B		D	3S	
'569	'568	4	20	S	S	B		D	3S	251,S2569,8
'669	'668	4	16	S	S	–		D	2S	Улучшенный '169
'691	'690	4	20	S	S	A		B	3S	
'693	'692	4	20	S	S	S		B	3S	
'697	'696	4	20	S	S	A		B	3S	
'699	'698	4	20	S	S	S		B	3S	
4516	'4510	4	16	S	A	A		D	2S	Выходы с дешифрацией «1 из 10»
–	'4017	5	16	S		A		D	2S	
'4024		7	14	A		A		D	2S	
'69	'68	8	16	A	–	A		D	2S	
'269	–	8	24	S	S	–		D	2S	Узкий DIP
'393	'390	8	14 16	A		A		D	2S	Сдвоенный '93/'90
'461		8	24	S	S	S		D	3S	ПМЛ
'469		8	24	S	S			D	3S	ПМЛ
'579		8	20	S	S	B		D	3S	8 двунаправленных линий ввода вывода
'590		8	16	S		A		L	3S	
'591		8	16	S		A		L	OK[2]	
'592		8	16	S	A	A		L	2S	8 входов, 1 выход (MAX CNT)
593		8	16	S	A	A		L	3S	8 двунаправленных линий ввода/вывода
[illegible]79		8	16	S	S			D	3S	8 двунаправленных линий ввода вывода
867			24	S	S	A		D	2S	Узкий DIP
869			24	S	S	S		D	2S	Узкий DIP
4520	45		16	S		A		D	2S	Полож. и отр. фронты тактовых импульсов
40103	40102	8	16	S	B	A	D	D	2S	
4040	-	12	16	A		A		D	2S	
4020		14	16	A		A		D	2S	
4060		-	16	A		A		D	2S	

[1] A асинхронный, все тактовые входы типа A считают по отрицательному фронту, S – синхронный, все тактовые входы типа S считаю по положительному фронту; B – и по положительному, и по отрицательному фронту, [6] D только на вычитание; [5] И в прямом, и в отрицательном направлении счета; [3] 2S – с 2-я состояниями (составной выход); 3S – 3-я состояниями; [2] OK – с открытым коллектором.

Таблица 8.11. Сдвиговые регистры

Тип	Разрядность	Число контактов	Послед. (S) Парал. (P) вход	Послед. (S) Парал. (P) выход	Направление	Защелка[2]	Сброс[3]	Выход[5]	Примечания[1]
'95	4	14	P/S	P	R			2S	
'194	4	16	P/S	P	R/L		A	2S	
'195	4	16	P/JK	P	R		A	2S	
'295	4	14	P/S	P	R		–	3S	
'395	4	16	P/S	P/S	R	-	A	3S	
'671	4	20	P/S	P	R/L	O	A	3S	Мультиплексир. выход. PC или защелка, сброс только PC
'672	4	20	P/S	P	R/L	O	S	3S	671 с синхронным CLR
'96	5	16	P/S	P	R		A	2S	Только для большой нагрузки
'91	8	14	2S	2S	R			2S	
'164	8	14	2S	P	R		A	2S	
'165	8	16	P/S	2S	R		–	2S	
'198	8	24	P/S	P	R/L		A	2S	
'299	8	20	P/S	P/S	R/L		A	3S	Общие выводы ввода/вывода
'322	8	20	P/S	P/S	R	–	A	3S	Общий парал. ввод/вывод
'323	8	20	P/S	P/S	R/L		S	3S	'299 с синхронным сбросом
'589	8	16	P/S	S	R	I		3S	Очистка при включении (только PC)
'594	8	16	S	P/S	R	O	2A	2S	'599 с открытым коллектором, отдельный сброс
'595	8	16	S	P/S	R	O	A	3S	596 с открытым коллектором, сброс только PC
'597	8	16	P/S	S	R	I	A	2S	Сброс только PC
'598	8	20	P/2S	P/S	R	I	A	3S	Общий парал. ввод/вывод, сброс только PC
'673	16	24	S	P/S	R	O	A	2S	Общий послелов. ввод/вывод с 3-я состояниями; ВК, ЧТ/ЗП
'674	16	24	P/S	S	R			3S	Общий послед. ввод вывод
'675	16	24	S	P/S	R	O		2S	3 состояниями: ВК, ЧТ/ЗП
676	16	24	P	S	R			2S	ВК

[4] O – на выходе; I – на входе. A – асинхронный, S синхронный. [5] 2S – с 2-я состояниями (составной) 3S 3-я состояниями; [1] ВК вход выбора кристалла; ЧТ/ЗП – вход чтение/запись.

ГЛАВА 9

СОПРЯЖЕНИЕ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ

«Перемалывание чисел» само по себе является, несомненно, чрезвычайно важным применением цифровой электроники, но ее действительные возможности открываются при использовании цифровых методов для обработки аналоговых (линейных) сигналов и процессов. Эту главу мы начнем с краткой хронологии «взлетов и падений» семейств цифровой логики и рассмотрим входные и выходные характеристики «выживших» семейств ТТЛ-КМОП-логики для того, чтобы понять, как осуществить сопряжение логических семейств друг с другом и с устройствами цифрового ввода (переключателями, клавиатурой, компараторами и т. п.) и вывода (индикаторами, реле и т. п.). Мы рассмотрим также *n*-канальные логические элементы на МОП-транзисторах, поскольку они находят широкое применение при реализации функциональных БИС. Затем коснемся важной темы ввода и вывода цифровых сигналов на платы и внешние приборы, а также передачи цифровых сигналов по кабелям, после чего обсудим методы взаимного преобразования цифровых и аналоговых сигналов. Наконец, после того как читатель усвоит эти методы, мы рассмотрим несколько примеров применения, в которых сочетание аналоговых и цифровых средств обеспечивает эффективное решение разнообразных задач.

СОПРЯЖЕНИЕ ЛОГИЧЕСКИХ КМОП- И ТТЛ-ЭЛЕМЕНТОВ

9.01. Хронология логических семейств

В начале 1960-х гг. во времена, которые можно назвать доисторическими, предприимчивые люди, не пожелавшие создавать свои логические схемы на дискретных транзисторах, самоотверженно бились над резисторно-транзисторной логикой (РТЛ), простым семейством логических элементов, разработанным на фирме Fairchild и характеризующимся небольшим коэффициентом разветвления по выходу и низкой помехоустойчивостью. Рис. 9.1 иллюстрирует возникшие в то время проблемы, в частности, логический порог, превышающий уровень земли на одно напряжение $U_{БЭ}$, и крайне маленький коэффициент разветвления по выходу (в некоторых случаях один выход мог питать только один вход!) были обусловлены пассивной выходной схемой и низкоомной токоотводящей нагрузкой. Это были времена малой интеграции и наиболее сложным элементом, который можно было реализовать, был сдвоенный триггер, работающий на частоте 4 МГц. Но мы смело строили свои схемы на РТЛ, иногда они сбивались особенно, когда в той же комнате включали паяльник.

Похоронный звон по РТЛ прозвучал несколькими годами позже, когда появилась диодно-транзисторная логика (ДТЛ) фирмы Signetics и вскоре вслед за ней универсальная быстродействующая логика SUHL фирмы Sylvania, которая теперь называется транзисторно-транзисторной логикой (ТТЛ). Фирма Signetics выпускала распространенную смесь из двух серий, названную DCL Utilogic серии 8000 («Логические схемы по выбору проектировщика»). ТТЛ быстро прижилась особенно в «системе счисления» «74xx», автором которой была фирма Texas Instruments. В этих семействах были применены входы, поставляющие ток, с логическим порогом в 2 напряжения $U_{БЭ}$ и (как правило) двухтактные каскадные выходы (рис. 9.1). Семейства ДТЛ и ТТЛ открыли эру положительной 5-вольтовой логики (РТЛ была

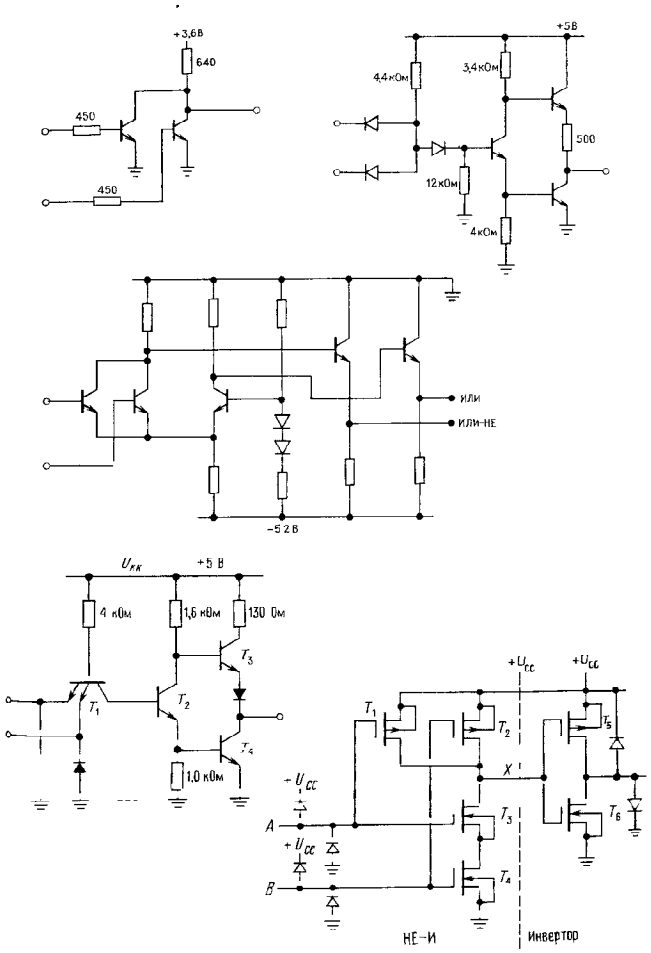


Рис. 9.1. Упрощенные схемы элементов различных логических семейств.

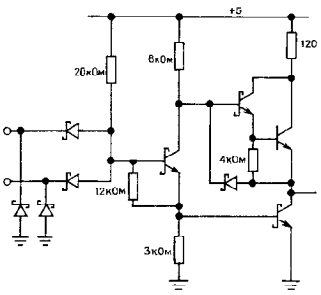


Рис. 9.1. Продолжение.

логикой +3,6 В) и предлагали скорость, соответствующую 25 МГц, а коэффициент разветвления по выходу 10, т. е. один выход мог работать на 10 входов. Разработчики не могли нарадоваться скорости, надежности и сложным функциям (например, счетчику по модулю 10) этих семейств. Казалось, что больше и мечтать не о чем: ТТЛ – это на веки вечные.

Однако людям свойственно стремление к совершенствованию. Им потребовалась большая скорость, меньшая мощность потребления. Казалось бы, вскоре они получили и то и другое. В области высокого быстродействия скоростные ТТЛ-схемы (серии 74H) позволили увеличить скорость почти вдвое, правда, за удвоенную мощность! (это выдающееся достижение было сделано путем уменьшения вдвое величин всех резисторов). Другое семейство – эмиттерно-связанная логика (ЭСЛ) – представило настоящую скорость (30 МГц в первоначальной версии) за счет использования отрицательного источника питания и более близких друг к другу логических уровней (−0,98 и −1,75 В); элементы семейства потребляли уйму мощности и едва втиснулись в малый уровень интеграции. В области низкой мощности появились маломощные ТТЛ-элементы (серия 74L) с 1/4 скорости при 1/10 мощности, соответствующих «стандартной» ТТЛ серии 7400.

При поддержке фирмы RCA было разработано первое семейство логических элементов на МОП-транзисторах, КМОП-логика серии 4000. Эти элементы обладали нулевой мощностью потребления в состоянии покоя и широким диапазоном напряжения питания (от +3 до +12 В). Выходы имели размах, равный напряжению питания, а входы не «оттягивали» ток. Это были хорошие новости, но были и плохие – скорость (1 МГц при питании 10 В) и цена (20 долл. за корпус с четырьмя вентилями). Несмотря на цену на микромощных КМОП-элементах выросло целое поколение разработчиков устройств с батарейным питанием, просто не было другого выбора. Работая с легко «ранимыми» входами, разработчики поняли истинное значение статического электричества.

Такова была ситуация на начало 1970-х гг., – две главные линии биполярной логики (ТТЛ и ЭСЛ) и необычная КМОП-логика. Варианты ТТЛ были по природе своей совместимы друг с другом, за исключением того, что ТТЛ-элементы серии 74L имели слабый выходной узел (отвод тока 3,6 мА) и могли питать только две стандартных (серии 74) нагрузки ТТЛ (чьи входы требовали 1,6 мА на низком уровне). Среди большинства семейств почти не было совместимости (хотя погруженные ТТЛ-элементы могли питать КМОП-элементы, а 5-вольтовые КМОП- – только одну ТТЛ-нагрузку серии 74L).

В течение 1970-х гг. ситуация постоянно улучшалась практически на всех направлениях. От ТТЛ отпочковались ненасыщенные «фиксируемые диодами Шоттки» семейства (см. разд. 13.23): сначала серия 74S, которая благодаря утроенной скорости при удвоенной мощности вытеснила серию 74H, и затем 74LS (L – low-S – Schottky, маломощная Шоттки), которая слегка улучшив скорость при 1/5 мощности вытеснила ТТЛ серии 74. Жизнь с 74LS и 74S была приятной; затем подоспела фирма Fairchild со своей серией

Таблица 9.1. Логические семейства

Семейство	$t_{зд}$ (00) ($C_н$ = 50 пф) тип., нс	$t_{зд}$ (00) ($C_н$ = 50 пф) макс., нс	$f_{такт}$ (74) макс., МГц	$P_{рас}$ ($C_н$ = 0) при 1МГц, мВт/вент.	$I_{вых.Низ}$ при 0,5 В макс., мА	$I_{вх.Низ}$ макс., мА	$U_{пор}$ тип., В	$U_{пит}$, В мин.	$U_{пит}$, В ном.	$U_{пит}$, В макс.	Год внедрения
КМОП											
AC	3	5,1	125	0,5	24	0	$U_+/2$	2	5 или 3,3	6	1985
ACT	»	»	»	»	»	»	1,4	4,5	5	5,5	
HC	9	18	30	0,5	8	0	$U_+/2$	2	5	6	1982
HCT	»	»	»	»	»	»	1,4	4,5	5	5,5	
4000B 74C при 10 В	30	60	5	1,2	1,3	0	$U_+/2$	3	5 ÷ 15	18	1970
4000B 74C при 5 В	50	90	2	0,3	0,5	0	»	»	»	»	
ТТЛ											
AS	2	4,5	105	8	20	0,5	1,5	4,5	5	5,5	1980
F	3,5	5	100	5,4	20	0,6	1,6	4,75	5	5,25	1979
ALS	4	11	34	1,3	8	0,1	1,4	4,5	5	5,5	1980
LS	10	15	25	2	8	0,4	1,1	4,75	5	5,25	1976
ЭСЛ											
ECL III	1,0	1,5	500	60			−1,3	−5,19	−5,2	−5,21	1968
ECL 100K	0,75	1,0	350	40	–	–	−1,32	−4,2	−4,5	−5,2	1981
ECL 100KH	1,0	1,5	250	25	–	–	−1,29	−4,9	−5,2	−5,5	1981
ECL 10K	2,0	2,9	125	25	–	–	−1,29	−5,19	−5,2	−5,21	1971
GaAS											
10G	0,3	0,32	2700	125	–	–	−1,3	−3,3	−3,4	−3,5	1986
								−5,1	−5,2	−5,5	

74F (F – FAST: Fairchild Advanced Schottky TTL – усовершенствованная ТТЛ с диодами Шоттки фирмы Fairchild), которая была быстрее на 50%, чем 74S, при 1/3 мощности; кроме того, были и другие улучшения, так что проектирование схем на этих элементах стало сплошным удовольствием. Фирма Texas Instruments (автор многих линий 74*xx*) выпустила пару улучшенных семейств Шоттки-логики: 74AS (улучшенная Шоттки-логика) и 74ALS («улучшенная маломощная Шоттки»). Предполагалось, что первое семейство заменит 74S, а второе – 74LS. Все эти ТТЛ-семейства имели одинаковые логические уровни и добротную схему формирования выхода, так что их можно было сочетать в одной схеме. Используя табл. 9.1 и рис. 9.2, можно сравнить скорости и мощности этих семейств.

Между тем серия 4000 КМОП эволюционировала в улучшенную серию 4000 B с более широким диапазоном напряжения питания (от 3 до 18 В), лучшей защитой входов и более высокой скоростью (3,5 МГц при 5 В). По существу, это та же серия 74S с функциями и выводами семейства 74, которая воспользовалась потрясающим успехом биполярной логики семейства 74. ЭСЛ пустила ростки в виде ECLII, ECLIII, ECL 10,000 и ECL 100,000, обладающие скоростью до 500 МГц.

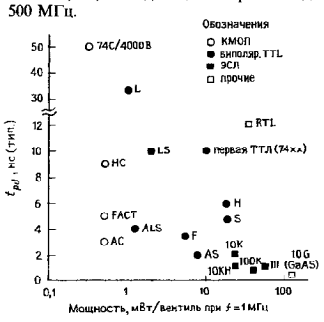


Рис. 9.2. Зависимость скорости от мощности для различных логических семейств.

Итак, ситуация в 1980 г. была следующей. Большинство схем было выполнено на серии 74LS в сочетании с 74F (или 74AS), если требовалась более высокая скорость. Та же самая ТТЛ использовалась как своего рода клей для связи микропроцессорных *n*-МОП-схем, чьи входы и выходы были совместимы с ТТЛ. Микромощные устройства всегда были сделаны с использованием КМОП-серий 4000 В или 74С, эквивалентными и совместимыми друг с другом. Для устройств с самой высокой скоростью (100 ÷ 500 МГц) использовалась ЭСЛ. Совместное использование семейств было не столь уж частым явлением, исключение составляли редкие сочетания КМОП и ТТЛ или сопряжение ТТЛ с быстродействующими ЭСЛ-схемами.

В 1980-е гг. произошло замечательное событие – разработка КМОП-логики со скоростью и выходными параметрами, соответствующими ТТЛ. Сначала появились элементы серии 74HC («высокоскоростная КМОП-логика») с такой же скоростью как 74LS и, разумеется, с нулевым током покоя и затем серия 74AC («улучшенная КМОП-логика») с такой же скоростью как 74F или 74AS. Обладая размахом выходного сигнала, равным напряжению питания, и входным порогом, равным половине напряжения источника питания, эта логика сочетает лучшие свойства предшествующих ТТЛ- и КМОП-логики и постепенно должна вытеснить биполярную ТТЛ. Вместе с тем имеется некоторая несовместимость – логический «высокий» уровень выходного сигнала ТТЛ- и *n*-МОП-логики (мин. 2,4 В) не достаточен для запуска входа HC и AC. Поскольку, по-видимому, существует такой период времени, когда вам необходимо использовать некоторые из старых семейств биполярной ТТЛ- или *n*-МОП-логики, каждое семейство КМОП-логики имеет вариант с более низким входным порогом. Такие семейства имеют наименование 74HCT и 74ACT («быстродействующая КМОП-логика с ТТЛ-порогом»). Однако не пытайтесь использовать их везде, где только можно, ведь элементы с КМОП-порогом обладают более высокой помехоустойчивостью и представляют собой семейства по выбору проектировщика. К тому же в 80-е гг. БИС и СБИС постепенно переключались с *n*-МОП-технологии на КМОП (с вытекающими отсюда низкой мощностью и КМОП-совместимостью), одновременно увеличивая скорость и сложность. И наконец, на вершине быстродействия – элементы на GaAs (арсенида галлия), обеспечивающие скорость в несколько гигагерц.

Заметьте, что все КМОП-семейства (4000 В, 74 С, HC, HCT, AC и ACT) обладают довольно привлекательным свойством – нулевой «статической» (т.е. когда ничего не происходит) мощностью рассеивания с типовым током покоя менее микроампера. Но при переключениях логических уровней КМОП-элементы потребляют «динамический» ток, обусловленный двумя эффектами: а) переходной проводимостью между шинами питания внутренних двухтактных пар в середине логического перепада и б) динамическим током, необходимым для заряда и разряда внутренних емкостей и емкости нагрузки. Динамический ток пропорционален частоте переключения и может соперничать с током биполярной логики при достижении максимальной частоты работы. Для более детального анализа загляните в разд. 8.10 (рис. 8.18) и разд. 14.16 (рис. 14.38).

Завершим нашу краткую историческую справку следующей рекомендацией. Используйте во всех ваших новых устройствах логику 74HC в сочетании с (а) 74HCT для обеспечения совместимости с существующими устройствами на *n*-МОП- и ТТЛ и (б) 74AC(T) для обеспечения скорости. Можно использовать было ную ТТЛ (74LS/ALS и 74F S), но предпочтительнее, по-видимому, КМОП-логика. Если требуется широкий диапазон напряжения питания, а к быстродействию особых требований не предъявляется (например, портативные устройства с питанием от нерегулируемой батареи 9 В), то используйте старую серию 4000 В 74С.

9.02. Входные и выходные характеристики

Семейства цифровой логики проектируются таким образом, чтобы выход кристалла был способен работать на большое число входов элементов того же семейства. Типовой коэффициент разветвления по выходу равен 10; это означает, что к выходу вентиля или триггера можно подключить до 10 входов и элемент будет правильно работать. Другими словами, в обычной практике проектирования цифровых схем можно обойтись без каких-либо сведений об электрических параметрах используемого вами кристалла при условии, что ваша схема состоит только из элементов цифровой логики, работающих также на элементы цифровой логики того же типа. Практически это означает, что вы можете особенно не думать о реальных процессах, происходящих на логических входах и выходах.

Однако если вы пытаетесь подключить цифровую схему к внешним источникам сигналов (цифровых или аналоговых) или используете цифровые схемы для запуска других приборов, вы должны иметь представление о том, что необходимо для управления логическим входом и чем может управлять логический выход. Более того, при смешивании семейств логических элементов важно знать схемные особенности логических входов и выходов. Сопряжение логических семейств представляет отнюдь не чисто теоретический интерес. Для того чтобы воспользоваться преимуществами современных кристаллов БИС или специальными функциями, которыми обладает только одно семейство логических элементов, вы должны знать, как сочетать логические элементы различных типов. В последующих разделах мы рассмотрим детально схемные особенности логических входов и выходов и приведем примеры сопряжения логических семейств между собой и логических элементов с внешним миром.

Входные характеристики. Графики, приведенные на рис. 9.3, демонстрируют основные свойства КМОП- и ТТЛ-входов – входной ток и выходное напряжение (для

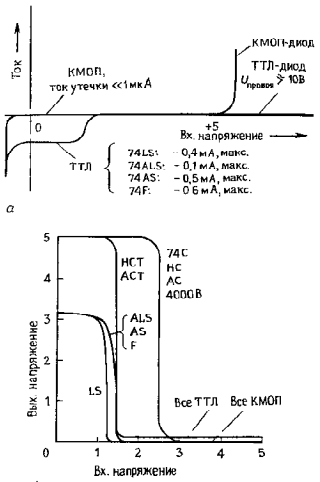


Рис. 9.3. Характеристики логических вентилей *а* – входной ток; *б* – передаточная характеристика.

инвертора) как функции входного напряжения. На графиках мы несколько расширили диапазон входных напряжений по сравнению с принятым в цифровых схемах, поскольку при сопряжении легко могут возникнуть ситуации, когда входные сигналы будут превышать напряжение источника питания. Как следует из графиков, и КМОП-логика и ТТЛ нормально работают при подключении вывода питания отрицательной полярности к земле.

При подаче на ТТЛ-вход низкого уровня он работает как источник тока заметной величины, а при подаче высокого уровня – как нагрузка, потребляющая небольшой ток (типовой – несколько мкА; никогда не превышает 20 мкА). Для управления ТТЛ-входом вы должны обеспечить отвод тока порядка 1 мА (точные значения приведены в табл. 9.1), поддер-

живая напряжение на входе на уровне менее 0,4 В. Несоблюдение этого условия может привести к неправильной работе схемы при сопряжении! Для входных напряжений ниже уровня земли ТТЛ-вход ведет себя как фиксирующий диод, включенный на землю: при напряжениях выше +5 В ток определяется напряжением пробоя диода (LS, F) или перехода база–эмиттер (ALS, AS) с напряжением пробоя около 10 В.

Типичное значение входного порога ТТЛ составляет примерно +1,3 В, хотя по техническим условиям он может находиться между +0,8 и +2,0 В. ТТЛ-вентили с триггерами Шмитта на входе ('13, '14, '132) имеют гистерезис ±0,4 В; при графическом изображении они помечаются символом гистерезиса (см. например, рис. 9.9). Напряжение питания $U_{пит}$ (обычно его обозначают $U_{КК}$) составляет +5,0 В ±5%.

Входы КМОП-элементов при входных напряжениях от уровня земли до напряжения питания не потребляют ток (за исключением тока утечки, типовое значение которого составляет 10^{-5} мкА). Для напряжений выше диапазона напряжений питания входы ведут себя как два фиксирующих диода, подключенных к положительному полюсу источника питания и к земле (рис. 9.1). Кратковременный ток через эти диоды, превышающий примерно 10 мА, переводит многие КМОП-приборы в состояние тиристорного «защелкивания» (см. разд. 8.35; новейшие схемы противостоят более высоким токам и обладают иммунитетом к этой «болезни»; например на входы семейств HC и HCT можно подавать на 1,5 В выше напряжения питания без нарушения функционирования или разрушения прибора). Это-те знаменитые диоды для защиты входов, без которых КМОП-элементы были бы чрезвычайно подвержены разрушениям от статического электричества при ручных манипуляциях (они и так все еще довольно нежны). Типовое значение порога для семейств 4000B, 74C, 74HC и 74AC составляет половину напряжения питания, но он может колебаться от 1/3 до 2/3 U_+ (U_+ обычно называют U_{CC}); для 74HCT и 74ACT типовой порог равен примерно 1,5 В для обеспечения совместимости с ТТЛ. Как и в ТТЛ, существуют КМОП-вентили с триггерами Шмитта на входе. Напряжение питания КМОП-логики составляет от +2 до +6 В для HC, AC, +5 В ±10% для HCT и ACT, и от +3 до +18 В для 4000B и 74C.

Выходные характеристики. Выходной узел ТТЛ представляет собой *npn*-транзистор, подключенный к земле, и *npn*-повторитель (или схема Дарлингтона), подключенный к U_+ с резистором, ограничивающим ток, в коллекторе. Один транзистор насыщен, другой выключен. В результате ТТЛ-элемент может отводить большой ток на землю (8 мА для 74LS, 24 мА для 74F) при небольшом падении напряжения и способен отдавать по меньшей мере несколько миллиампер при высоком выходном уровне (около +3,5 В). Выходная схема проектируется таким образом, чтобы можно было подключить до 10 ТТЛ-входов.

Выходная схема КМОП-логики представляет собой двухтактную пару комплементарных МОП-транзисторов; один включен, другой выключен (рис. 9.1). Выход ведет себя как $r_{откр}$ МОП-транзистора, подключенное к земле или к U_+, если напряжение на нем находится в пределах 1 В относительно шины питания, или как источник тока, если вы отбираете такой большой ток, что напряжение на выходе отличается на 1 ÷ 2 В от напряжения на шинах питания. Типовое значение $r_{откр}$ составляет от 200 Ом до 1 КОм для 4000B/74C, 50 Ом–для 74HC(T) и 10 Ом для 74AC(T). Выходные характеристики КМОП и ТТЛ показаны на рис. 9.4.

На рисунке мы изобразили типовое выходное напряжение для обоих состояний выхода–ВЫСОКОГО и НИЗКОГО в зависимости от входного тока. Для упрощения графиков входной ток везде показан положительным. Заметьте, что выходы КМОП-элементов, если они не сильно нагружены, подключаются либо к U_+, либо к земле, обеспечивая полный размах выходного напряжения: при подключении только КМОП-нагрузок (нулевой статический ток) размах составляет полное напряжение на шинах питания. Для сравнения отметим, что типовое значение ТТЛ-уровней составляет 50 ÷ 200 мВ (НИЗКИЙ) или +3,5 В (ВЫСОКИЙ) при условии подключения в качестве нагрузки других ТТЛ-элементов. Подключение нагрузочного резистора (рассматривается ниже) доводит высокий ТТЛ-уровень до +5 В

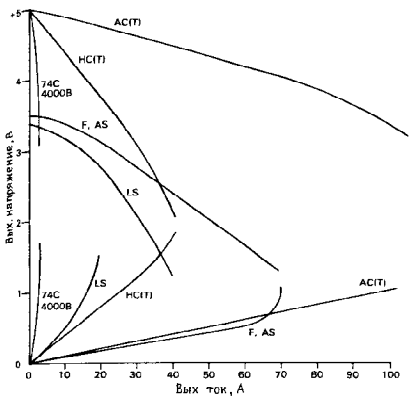


Рис. 9.4. Выходная характеристика логического вентиля.

9.03. Сопряжение логических семейств

Поскольку существуют ситуации, когда вам приходится смешивать различные типы логических семейств, важно знать, каким образом можно обеспечить «общение» различных семейств друг с другом. Например, многие представляющие интерес кристаллы БИС созданы на основе *n*-МОП-технологии с ТТЛ-совместимыми выходными уровнями (ВЫСОКИЙ–около +3 В), но их нельзя сразу же подключать к 74HC. Другой пример, вам захотелось использовать превосходную серию счетчиков 74C9*xx* в существующей схеме, построенной на 74LS. Или вам понадобилась 5-вольтовая логика по периферии 12-вольтовой КМОП-системы для того, чтобы обеспечить соединение с внешними ТТЛ-совместимыми сигналами, или для питания кабелей.

Воспрепятствовать сочетанию какой-либо логической пары кристаллов могут только 3 вещи: а) несовместимость входных логических уровней; б) возможности выходного формирователя и в) напряжение питания. Чтобы не утомлять вас страницами объяснений, что работает а что нет, мы свели проблему сопряжения к табл. 9.2. Предпримем по ней краткое путешествие.

ТТЛ использует напряжение питания +5 В и обычно выдает высокий уровень всего около +3,5 В; она обладает хорошим низким уровнем–почти до земли. Таким образом, ее можно подключить к логике с низким значением порога, т. е. к ТТЛ, HCT, ACT и *n*-МОП (в которых заранее закладывается совместимость). Для того чтобы управлять HC, AC и 4000B 74C, работающие при 5 В, вам понадобится полный перепад до +5 В. Это вы можете сделать с помощью резисторной подвески к +5 В или вставляя буфер HCT (напомним, что HCT и ACT имеют выходы с полным перепадом).

Таблица 9.2. Сопряжение логических семейств

К → / От ↓	ТТЛ	НСТ АСТ	НС АС	НС, АС при 3 В	*n*-МОП БИС	4000В, 74С при 5 В	4000В, 74С при 10 В
ТТЛ	ОК	ОК	А	ОК	ОК	А	В
НСТ АСТ	ОК	ОК	ОК	NO	ОК	ОК	В
НС АС	ОК	ОК	ОК	NO	ОК	ОК	В
НС, АС при 3,3 В	ОК	ОК	NO	ОК	ОК	В	В
n-МОП БИС	ОК	ОК	А	ОК	ОК	А	В
4000В, 74С при 5 В	ОК[a]	ОК	ОК	NO	ОК	ОК	В
4000В, 74С при 10 В	С	С	С	С	С	С	ОК

[a] С ограниченным коэффициентом разветвления по выходу. (+)–работает; (–)–не работает; А–используйте открытый коллектор с резистором, подключенным к +5 В, или промежуточный вентиль НСТ; Б–используйте: 1) резистор, подключенный к +10 В; 2) элементы 40109, 14504 или преобразователь уровней LTC1045; В–используйте элементы 74С901/2, 4049/50, 14504 или преобразователь уровней LTC1045.

Если вы используете подвеску, учтите, что значение резистора определяется компромиссом–чем меньше, тем быстрее, но при большей мощности. Обычно выбирают 4,7 КОм. Резистор подвески подтягивает высокий выходной уровень ТТЛ к +5 В, хотя последняя часть волны подъема (во время которой резистор и делает всю работу) довольно медленная. Для того чтобы управлять высоковольтной КМОП-логикой, используйте преобразователь уровней типа 40109, 14504 или LCT1045; они очень медленные, ну и пусть, ведь вы же все равно пытаетесь управлять медленной КМОП-логикой. *n*-МОП-выходы похожи на ТТЛ, но в общем случае обладают меньшей нагрузочной способностью. Можете использовать, таким образом, те же средства сопряжения.

Выходы всех КМОП-семейств обладают перепадом, равным напряжению питания. Это означает, что вы можете непосредственно подключать 5-вольтовую КМОП-логику к ТТЛ, *n*-МОП- и 5-вольтовой КМОП-логике. Учтите, однако, что КМОП старого типа (4000В, 74С) имеют слабый выход при работе от 5 В (ток отвода 0,5 мА) и полностью теряют свою способность управлять ТТЛ. Для этих семейств используйте транзистор уровней для управления высоковольтной КМОП-логикой.

Превосходным решением задачи сопряжения КМОП–ТТЛ/*n*-МОП является использование КМОП при уменьшенном напряжении питания; по стандарту JEDEC Standard № 8 напряжение питания составляет +3,3 В, при этом входной порог располагается вблизи обычного ТТЛ-порога 1,4 В. Таким образом, ТТЛ может непосредственно управлять НС/АС при питании 3,3 В и наоборот. В качестве дополнительного вознаграждения работа при 3,3 В снижает динамическую мощность потребления (см. разд. 8.10, 14.16 и рис. 8.18 и рис. 14.38) на 55% относительно мощности при 5 В при увеличении задержек распространения почти на 40%. Учтите, однако, что вы не можете подключать (и в том и в другом направлении) 3,3-вольтовую КМОП к другим КМОП, работающим при 5 В.

Упражнение 9.1. Объясните, почему последнее утверждение истинно.

Наконец, высоковольтная КМОП-логика может управлять 5-вольтовой логикой, если для формирования 5-вольтового выходного перепада вы поставите преобразователь уровней (74С901/2, 14504, LTC1045 или 4049/4050). Можно управлять LS ТТЛ-элементами непосредственно от высоковольтной КМОП-логики, поскольку там нет диодов, защищающих входы, и входное напряжение пробоя обычно превышает 10 В; однако в соответствии с техническими условиями на LS (абсолютное максимальное входное напряжение 7 В) необходимо использовать преобразователь уровней.

Предостережение. Хотя статические логические уровни могут не вызывать беспокойства, иногда возникает занимательная динамическая несовместимость, если вы пытаетесь управлять фронтовыми входами (например, входы синхронизации счетчиков) НС или АС от выходов более медленной логики типа 4000В или 74С. На рис. 9.5 изображены многократные переходы, которые вы могли часто наблюдать: иногда кристалл НС совсем отказывается считать до тех пор, пока вы не прикоснетесь щупом осциллографа (или небольшой емкостью)! По-видимому, виновником этого является комбинация

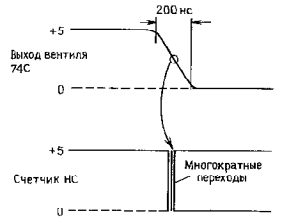


Рис. 9.5. Быструю фронтовую логику нельзя запускать медленными сигналами (например, от узлов с медленной логикой).

большого времени перехода и относительно высокого выходного импеданса медленной КМОП.

На рис. 9.6 приведены несколько сочетаний семейств, с которыми вам, вероятно, доводилось встречаться.

9.04. Управление КМОП- и ТТЛ-входами

Механические ключи в качестве устройств ввода. Если вам известны входные характеристики используемой логики, то управление цифровыми входами от переключателей, клавиатуры, компараторов и т. п. не доставит вам особых осложнений. Самый простой способ–это использовать резистор, подключенный к шине питания (рис. 9.7). Для элементов ТТЛ, учитывая их входные характеристики, лучше всего, когда резистор коммутируется ключом на землю. Ключ легко отбирает входной ток на низком уровне, а резистор поднимает высокий уровень до –5 В, обеспечивая высокую помехоустойчивость; кроме того, это удобно, когда ключ возвращается в состояние, соответствующее земле.

Альтернативный способ, когда резистор подключается к земле, а ключ обеспечивает коммутацию к +5 В, нежелателен, поскольку при этом необходима маленькая величина сопротивления резистора (220 Ом), гарантирующая низкий ТТЛ-уровень в несколько десятых вольта,

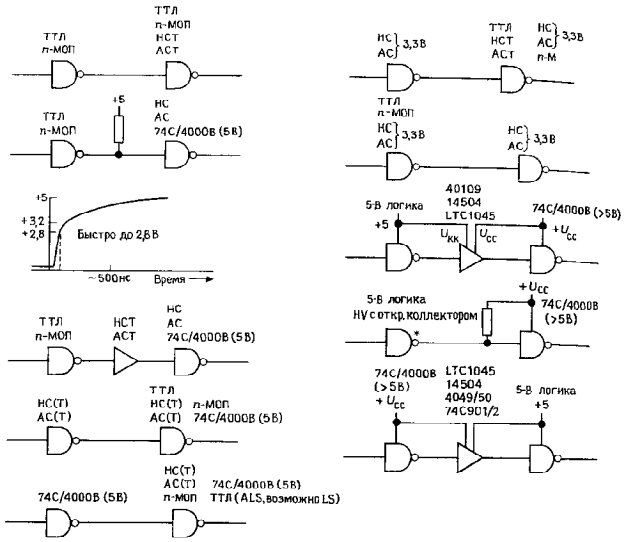


Рис. 9.6. Соединение логических семейств друг с другом.

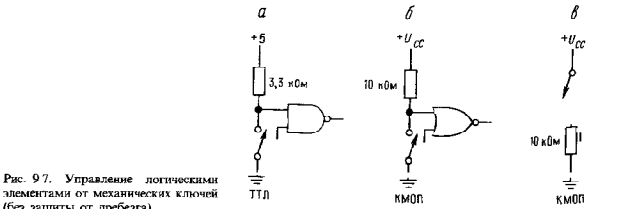


Рис. 9.7. Управление логическими элементами от механических ключей (без защиты от дребезга).

а это означает, что при замкнутом ключе будет протекать большой ток. В схеме с подвеской к шине питания помехоустойчивость при разомкнутом ключе (худший случай с точки зрения чувствительности к помехе) будет составлять по крайней мере 3 В, в то время как в схеме с подвеской к земле – всего 0,6 В (для ТТЛ FAST нижний порог +0,8 В, входной ток равен –0,6 мА).

Для КМОП-логики и та и другая схема работает превосходно, поскольку входы не потребляют ток, а типовое значение порога составляет половину U_{CC}. Обычно

удобно заземлять одну из сторон ключа, но если схема становится проще при наличии высокого уровня, когда ключ замкнут, то вполне пригоден способ с подключением резистора на землю. На рис. 9.7 показаны все три описанных способа.

Дребезг ключей. Как было отмечено в гл. 8, после замыкания контактов механических переключателей дребезг контактов продолжается в течение примерно 1 мс. Дребезг крупногабаритных переключателей может продолжаться до 50 мс. Это может приводить к беспорядочным переключениям в схемах, реагирующих на смену состояний или фронт (например, если триггер или счетчик тактируются прямо от ключа, то возможно многократное их переключение). В подобных ситуациях следует подавить дребезг ключа электронными средствами. Рассмотрим несколько способов подавления.

1. Соберите из двух вентилей асинхронный *RS*-триггер, не забыв, разумеется, о резисторах подвески к шине питания (рис. 9.8). Можно использовать готовый триггер с входами СБРОС и УСТАНОВКА (например, '74), заземлив вход синхронизации.

2. Используйте интегральный вариант предыдущей схемы. Элементы '279, 4043 и 4044 представляют собой счетверенные *RS*-триггеры.

3. Используйте КМОП-триггер Шмитта с замедляющей *RC*-цепочкой на входе (рис. 9.9). Фильтр нижних частот R_2C_1

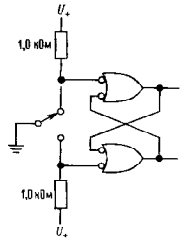


Рис. 9.8. Схема защиты от дребезга (*RS*-триггер).

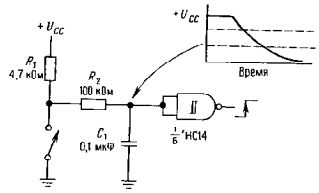


Рис. 9.9. Схема защиты от дребезга (*RC*-цепочка и триггер Шмитта).

сглаживает дребезг, поэтому триггер Шмитта переключится только один раз. В общем случае вполне достаточно иметь постоянную времени *RC*-цепочки, равную 10 ÷ 25 мс. Для ТТЛ этот способ не подходит из-за низкого импеданса, необходимого для запуска ТТЛ-входов.

4. Воспользуйтесь кристаллом типа 4490, «шестеренным подавителем дребезга». В этой превосходной схеме использована цифровая задержка (5-разрядный сдвиговый регистр на каждый ключ) как своего рода цифровой фильтр нижних частот. Схема содержит внутренние резисторы подвески и схему синхронизации. Пользователь добавляет времязадающий конденсатор, устанавливая частоту генератора и определяя тем самым время задержки.

5. Примените схему, показанную на рис. 9.10, используя либо неинвертирующий вентиль, либо буфер. Логический выход всегда можно заблокировать, замыкая его на U_+ или землю, но при условии, что эта блокировка кратковременна. Приведенная схема удовлетворяет этому условию, поскольку принудительная установка действует только на ин-

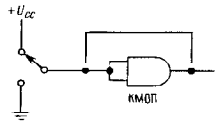


Рис. 9.10. Схема защиты от дребезга (неинвертирующий вентиль с обратной связью).

тервале времени, равном задержке вентиля, после чего вентиль поддерживает сам себя в новом состоянии.

6. Применяйте компоненты с встроенным подавителем дребезга. Например, шифраторы клавиатуры проектируются с учетом того, что в качестве устройств ввода будут использованы механические ключи, поэтому они обычно содержат схему подавления дребезга.

7. Можно использовать ключи, построенные на основе эффекта Холла. Они представляют собой твердотельные ключи, управляемые магнитным полем, и используются в качестве панельных или клавиатурных ключей. Для их работы требуется напряжение +5 В; вырабатываемые ими бездребезговые логические выходные сигналы можно использовать для управления ТТЛ или КМОП-логикой, работающей от +5 В. Поскольку ключи на эффекте Холла не имеют изнашиваемых механических контактов, они практически вечны (хотя однажды у нас случилась эпидемия прогрессирующей магнитной анемии клавиатуры на эффекте Холла; мы надеемся, что эта болезнь теперь побеждена).

Несколько общих замечаний о ключах как устройствах ввода. Следует иметь в виду, что для однополюсных ключей на одно направление (иногда называемых «тип А») можно использовать 3-й и 4-й способы (и как правило, 6-й), в то время как для однополюсных ключей на 2 направления (тип «В») следует применять остальные способы. Помните также, что во многих случаях вет необходимости подавлять дребезг ключей, ведь ключи не всегда управляют схемами, чувствительными к фронту. Еще один важный момент: хорошие ключи обладают обычно свойством «самоочистки», позволяющим сохранять чистоту контактных поверхностей (разберите один из ключей и вы поймете, что это означает), тем не менее для очистки контактов желательно выбрать параметры схемы таким образом, чтобы через контакты протекал ток не менее нескольких миллиампер. Выбор подходящего материалы для контактов (например, золото), а также специальная конструкция позволяют избежать этой проблемы «сухого переключения», ключ будет хорошо работать даже при нулевом токе.

9.05. Управление цифровой логикой от компараторов и операционных усилителей

Компараторы и операционные усилители, наряду с аналого-цифровыми преобразователями (АЦП), являются обычными устройствами ввода, с помощью которых аналоговые сигналы могут управлять цифровыми схемами. На рис. 9.11 показано несколько примеров. В первой схеме компаратор управляет ТТЛ непосредственно. Большинство компараторов содержат выходной *npn*-транзистор с открытым коллектором и заземленным эмиттером, поэтому остается только добавить нагрузочный резистор, подключенный к +5 В. Аналогичную схему можно использовать и для КМОП, подключая резистор к $+U_{CC}$. Использование двуполярного источника для питания компаратора совсем не обязательно; многие из них предназначены для работы с одним источником (U_- заземлено), а некоторые будут работать даже с одним источником питания 5 В (например, элементы 311, 339, 393 или 372/4).

На второй схеме показан способ управления КМОП-логикой от операционного усилителя с использованием только последовательно включенного токоограничивающего резистора. Диоды защиты входов элементов КМОП образуют эффективные фиксаторы уровней U_{CC} и земли, благодаря чему входной ток не превышает 10 мА. В третьей схеме операционный усилитель переводит *n*-транзистор в насыщение, обеспечивая возможность управления нагрузкой ТТЛ: диод служит для предотвращения пробоя перехода база–эмиттер в обратном направлении (~6 В). В этой схеме R_1 и D_1 можно исключить, заменяя одновременно *npn*-транзистор на *n*-канальный МОП-транзистор. Последнюю схему мы особенно не рекомендуем, но она вполне работоспособна. Фиксирующий диод на

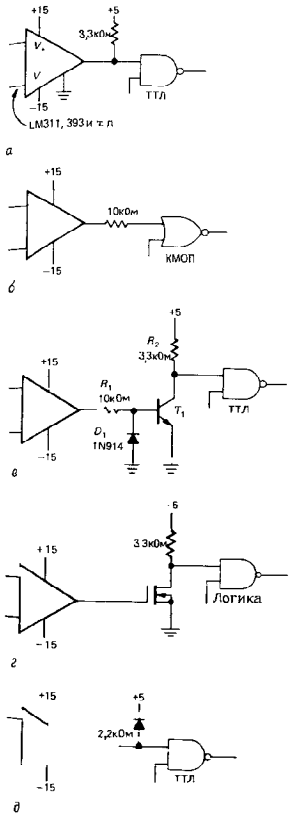


Рис. 9.11. Управление логикой от компараторов и операционных усилителей.

входе ТТЛ-элемента ограничивает отрицательный перепад до величины падения на диоде ниже земли, а внешний диод ограничивает положительный перепад. Последовательно включенный резистор предотвращает повреждение схемы, когда на входном транзисторе ТТЛ появляется напряжение обратного пробоя база–эмиттер. Величина резистора выбирается достаточно малой для того, чтобы отвести входной ток на низком уровне ТТЛ, когда на выходе операционного усилителя появится отрицательное напряжение в несколько вольт.

Тактовые входы. Гистерезис. Общее замечание относительно управления цифровой логикой от операционных усилителей. Не пытайтесь управлять тактовыми входами с помощью приведенных выше схем; длительность перехода довольно большая и, когда входной сигнал проходит через напряжение логического порога, в вашей схеме могут появиться выбросы. Если возникает необходимость управлять тактирующими входами (триггеров, сдвиговых регистров, счетчиков, одновибраторов и т. п.), лучше всего использовать компаратор с гистерезисом или поставить на входе вентиль с триггером Шмитта (или любой другой элемент такого типа). Аналогичное замечание относится и к сигналам от транзисторных аналоговых схем. Обратимся к рис. 9.12. Величину резистора R_2 выбирают таким образом, чтобы гистерезис составлял 50 мВ. Параллельно резистору обратной связи включен небольшой кон-

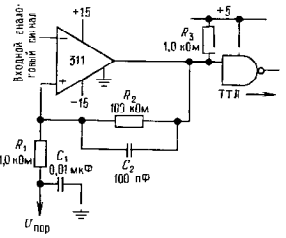


Рис. 9.12. Пороговый детектор с гистерезисом.

денсатор C_2, который обеспечивает необходимую скорость переходов и предотвращает появление многократных импульсов при пересечении порога (элемент 311 особенно склонен к этому). Для предотвращения выбросов на входе опорного напряжения важную роль играет конденсатор развязки C_1. Во многих случаях опорное напряжение равно нулю и тогда C_1 можно не ставить.

9.06. Некоторые замечания, касающиеся логических входов

При разработке ТТЛ-элементов имеется тенденция использовать низкий уровень в качестве активного входного сигнала (как и для их аналогов НС и АС). Например, от низкого уровня срабатывают входы УСТАНОВКА и СБРОС триггеров. Поэтому цепи внешних цифровых входных сигналов почти всегда содержат нагрузочный резистор и, будучи активными, находятся в состоянии низкого уровня (отвод тока); это удобно, поскольку механические ключи и т. п. могут работать с возвратом на землю. Кроме этого, возрастает помехоустойчивость, так как цепь с напряжением около +5 В имеет помехоустойчивость 3 В, а цепь с напряжением около 0 В помехоустойчивость 0,8 В. Эта присущая ТТЛ слабость (низкая помехоустойчивость на низком уровне) станет очевидной, если вы представите себе, что кристалл может интерпретировать отрицательный выброс 0,5 В на своей земляной шине как входной сигнал высокого уровня. Такие выбросы не являются чем-то необычным: их могут порождать короткие импульсы тока в индуктивности шины земли. Дальнейшее обсуждение этого животрепещущего вопроса отложим до разд. 9.11.

Помехоустойчивость КМОП-логики одинакова в любом состоянии, поэтому при управлении от приборов, имеющих открытое состояние, в качестве входных цепей вы можете использовать резисторы, подключенные к питанию или к земле. Чаще используются резисторы, подключенные к земле, хотя подключение к питанию можно увидеть в схемах, в которых управляющий элемент аналогичен ключу с возвратом на землю.

Открытый ТТЛ-вход – это «едва ВЫСОКИЙ». Он располагается на логическом пороге (1,3 В), но, поскольку ток отсутствует, он не открывает входной транзистор. Вам, возможно, довелось видеть «схемы», в которых вход, который должен быть подключен к высокому ТТЛ-уровню, остается незадействованным. Никогда не делайте этого! Это столь же не разумно, сколь и опасно: незадействованный вход имеет нулевую помехоустойчивость, поэтому емкостная связь с любым близлежащим сигналом может привести к коротким всплескам к нижнему уровню на входе. В результате на выходе комбинационных элементов (вентилей) появляются выбросы, что само по себе уже плохо, но в случае триггеров или регистров будет просто недопустимо, поскольку незадействованный вход СБРОС может сработать в непредсказуемые моменты времени. Выбросы, нарушающие работу, иногда невозможно увидеть на осциллографе, они могут иметь характер одиночных импульсов длительностью около 20 нс. В большинстве случаев вам, возможно, и удастся «выйти сухим из воды», особенно при небольшой емкости между незадействованным выводом и соседними выводами, тем не менее это не выход из положения; если вы попытаетесь найти причину неработоспособности с помощью логического анализатора или тестовой клипсы, у вас получится новая схема, поскольку дополнительные емкости тестового оборудования почти наверняка приведут к импульсным переходам к нижнему уровню на незадействованных выводах. Кроме того, зачем создавать заведомо ненадежную схему, если вы знаете, как с помощью простых соединений сделать ее надежной? (Конец тирады.)

Неиспользуемые входы. Неиспользуемые входы, которые влияют на логическое состояние ИС (например, вход триггера СБРОС), должны быть подключены соответствующим образом к высокому или низкому уровням. Входы, не оказывающие влияния (например, входы неиспользуемых функциональных частей в том же корпусе), в ТТЛ можно оставить неподключенными, но не в КМОП. Открытые входы незадействованного КМОП-вентиля могут, например, сместиться к логическому порогу, выходы при этом займут положение на половине напряжения питания, т. е. оба выходных МОП-транзистора будут открыты, потребляя значительный ток класса А. Это приведет к чрезмерному потреблению тока и может даже вызвать отказ элементов с большим числом выходных каскадов. Лучше заземлить все входы неиспользуемых функциональных частей в каждом КМОП-кристалле.

В ТТЛ можно не обращать внимания на неиспользуемые функциональные части кристалла, как и на несущественные входы используемых схем. Например, можно оставить неподключенными входы параллельной загрузки счетчика, если вы никогда не активизируете линию ЗАГРУЗКА.

9.07. Компараторы

Мы вкратце уже упоминали о компараторах в разд. 4.23 для того, чтобы проиллюстрировать применение положительной обратной связи (триггер Шмитта) и показать, что специализированные ИС компараторов обладают существенно лучшими характеристиками, чем универсальные операционные усилители, используемые в качестве компараторов. Эти преимущества (малые задержки, высокая скорость нарастания выходного напряжения и сравнительно высокая устойчивость к большим перегрузкам) достигаются ценой полезных для операционных усилителей свойств (в частности, ценой точного управления фазовым сдвигом по частоте). Компараторы не имеют частотной компенсации (разд. 4.33) и не могут использоваться в качестве линейных усилителей.

Компараторы играют важную роль при сопряжении аналоговых (линейных) входных сигналов с миром цифровой техники. В данном разделе мы подробно рассмотрим компараторы, уделяя основное внимание их выходным характеристикам, некритичности в отношении к напряжению источника питания и способам подачи сигналов и защиты входов.

Напряжение питания и выходы. Большинство компараторов имеют выход с открытым коллектором, предназначенный для запуска логических входов (разумеется, с резистором подвески на шину питания) и сильноточных/высоковольтных нагрузок. Элемент 311, например, может управлять нагрузкой, подключенной к источнику питания до 40 В и потребляющей ток до 50 мА, а элемент 306 может работать с еще большим током. Эти компараторы имеют вывод земли в дополнение к выводам отрицательного и положительного питания, поэтому напряжение на нагрузке достигает уровня земли независимо от напряжения питания. Компараторы повышенного быстродействия (521, 527, 529, 360, 361, Am686, CMP-05, LT1016 и VC7695/7) в большинстве случаев имеют выходные каскады с активной нагрузкой. Они предназначены для управления 5-вольтовой цифровой логикой и обычно имеют 4 вывода питания – U_+, U_-, $U_{КК}$ (+5) и земля.

Следует обратить внимание на то, что для работы большинства компараторов необходимо использовать источники и положительного и отрицательного напряжения даже в том случае, если на входе никогда не появляется отрицательный сигнал. Примерами могут служить элементы 306, 710 и 711, а также компараторы с активной подгрузкой, перечисленные выше. Необходимость иметь источник отрицательного напряжения для обеспечения работы компаратора в аппаратуре, использующей только положительное напряжение, доставляет определенные неудобства. В связи с этим полезно знать характеристики компараторов, которые могут питаться лишь от положительного напряжения (например, 311, 319, 339, 393, 365, CA3290, HA4905, CMP-01, CMP-02, LT1016, AD790 и TLC372/4). Действительно, они могут работать с одним источником питания 5 В: это существенное достоинство для

цифровых систем. При работе от одного источника +5 В компараторы 339, 393, 365, CA3290, HA4905, LT1017/18, AD790 и TLC372/4 имеют входной диапазон в режиме синфазного сигнала, достигающий уровня земли. Они созданы специально для работы с одним источником питания и за исключением элементов 4905 и 790 имеют всего два вывода питания (U_+ и земля); при работе от расщепленного питания выход будет опускаться до U_-. Кроме того, некоторые из них обладают довольно необычным свойством – они способны работать от одного источника питания с напряжением лишь +2 В.

Говоря об источниках питания, следует упомянуть, что некоторые компараторы спроектированы для работы при малом токе питания в общем случае, менее 0,5 мА; примерами могут служить компараторы LP311, LP339, TLC373/4, TLC339/393, TLC3702/4, CMP-04, LT1017/8, MC14574 и LP365. Последние два элемента представляют собой счетверенные компараторы с программируемым рабочим током. Малая мощность достигается ценой низкого быстродействия с временем реакции порядка нескольких микросекунд. Для полного знакомства с маломощной электроникой обратитесь к гл. 14; в табл. 14.8 перечислены маломощные компараторы.

Входы. Входные цепи компараторов требуют некоторых мер предосторожности общего характера. Везде, где это возможно, следует использовать гистерезис (разд. 4.24), в противном случае возможны ошибочные переключения. Для того чтобы понять причины, вообразите себе компаратор без гистерезиса, в котором дифференциальное входное напряжение проходит через уровень 0 В, медленно изменяясь будучи аналоговым колебанием. Разница на входах всего в 2 мВ приведет к изменению состояния выхода с временем переключения менее 50 нс. Неожиданно в вашей схеме возникают быстрые логические перепады амплитудой 3000 мВ, сопровождаемые импульсами тока в цепях питания и т. п. Можно просто чудом избежать наложения этих быстрых колебаний на входной сигнал, ведь достаточно всего нескольких милливольт для того, чтобы разность на входе превысила 2 мВ и возникли многократные переходы и колебания. Именно по этой причине для создания хорошо работающей чувствительной схемы с компаратором необходим соответствующий гистерезис (с небольшим конденсатором параллельно резистору обратной связи) в сочетании с тщательно продуманной трассировкой и развязками по питанию. Старайтесь вообще избегать управления входами компаратора высокоимпедансными сигналами; используйте выход операционного усилителя. Если быстродействие не требуется, старайтесь также избегать применения быстродействующих компараторов, которые обостряют все эти проблемы. Некоторые компараторы доставляют в этом отношении больше беспокойств, чем другие; мы столкнулись с массой трудностей, применяя превосходный во всех других отношениях компаратор 311.

Еще одно предостережение относительно входов. Некоторые компараторы обладают весьма ограниченным диапазоном напряжений на дифференциальных входах, некоторые типы всего 5 В (например, CMP-05, 685-7 и VT969/7). В этих случаях для защиты входов возможно понадобятся фиксирующие диоды, поскольку избыточное напряжение на дифференциальных входах приведет к уменьшению $h_{21э}$ и вызовет постоянные ошибки смещения входа, а в ряде случаев выход из строя перехода база – эмиттер входного каскада. Универсальные компараторы в этом отношении лучше: типовое значение диапазона напряжений на дифференциальных входах составляет ± 30 В (например 311, 393, LT1011 и т. п.).

Одной из важных особенностей входов компараторов является входной ток смещения и его зависимость от дифференциального входного напряжения. Во входных каскадах большинства компараторов используются биполярные транзисторы с входными токами смещения от десятков наноампер до десятков микроампер. Входной каскад представляет собой дифференциальный усилитель с большим

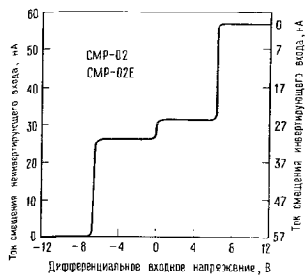


Рис. 9.13. Зависимость входного тока смещения от дифференциального входного напряжения для компаратора CMP-0,2. (С разрешения фирмы Precision Monoliths, Inc.) $U_п = \pm 15$ В. $T_{окр} = 25$ °С.

усилением, поэтому при переходе компаратора через порог ток смещения изменяется. Кроме того, внутренние схемы защиты могут вызвать еще большие изменения тока смещения в нескольких вольтах от порога. На рис. 9.13 показана типовая зависимость тока смещения (для CMP-02). Небольшая ступенька тока при 0 В (дифференциальное напряжение) представляет собой в действительности плавный переход примерно при 100 мВ: это соответствует изменению напряжения, которое необходимо для полного переключения входного дифференциального усилительного каскада из одного состояния в другое.

Для тех применений, где необходимо обеспечить работу при крайне низком входном токе, используются компараторы с полевыми транзисторами на входе. Примерами могут служить сдвоенные компараторы с полевыми МОП-транзисторами на входе CA3290, TLC372, TLC3702 и TLC393, а также LF311 с полевым транзистором с p–n-переходом, вариант известного компаратора 311. Последний имеет максимальный входной ток 50 пА (311 – 250 пА) при почти полном сохранении напряжения смещения и быстродействия. Там, где необходимы характеристики какого-то конкретного компаратора, но при более низком входном токе, на входе целесообразно добавить повторитель с согласованной парой полевых транзисторов.

И последнее замечание относительно входных характеристик: температурные градиенты на кристалле, обусловленные рассеиванием мощности на выходных каскадах, могут ухудшить указанное в спецификации напряжение смещения входов. В частности, в связи с тем что тепло, генерируемое на выходном каскаде и зависящее от состояния, может привести к переключению входа, для входных сигналов вблизи 0 В (дифференциальное напряжение) возможен эффект «урчания двигателя» (медленные колебания на выходном каскаде).

Общее быстродействие. Обычно полагают, что компаратор представляет собой идеальную переключательную схему, в которой любые сколь угодно малые изменения полярности дифференциального входного напряжения приводят к мгновенному изменению на выходе. В действительности же для малых входных сигналов компаратор ведет себя как усилитель, а его переключательные характеристики зависят от усилительных свойств на высоких частотах. В результате незначительные перегрузки по входу (т. е. при сигналах, больших, чем это необходимо для насыщения на постоянном токе) приводят к увеличению времени распространения и, как правило, к затягиванию фронта и спада на выходе. В технических данных на компараторы обычно имеется графа «время отклика для различных перегрузок по входу». Некоторые значения этого параметра для компаратора 311 приведены на рис. 9.14. Обратите внимание на снижение параметра в конфигурации, когда выходной транзистор используется как повторитель, т. е. без усиления. Увеличение входного напряжения ускоряет процессы, поскольку снижение коэффициента усиления на высоких частотах компенсируется большим сигналом. Кроме того, увеличение внутренних токов усилителя позволяет ускорить заряд внутренних емкостей.

В табл. 9.3 приведены характеристики большинства современных компараторов.

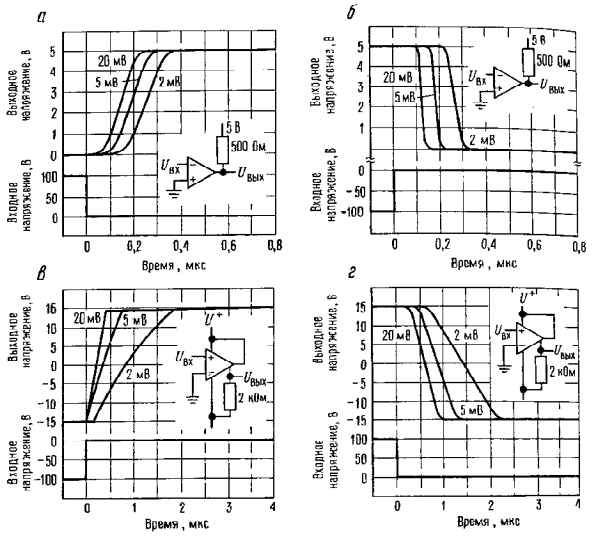


Рис. 9.14. Время отклика компаратора LM311 при различных выходных перегрузках. (С разрешения фирмы National Semiconductor Corp.) $U_п = \pm 15$ В; $T_{окр} = 25$ °C.

9.08. Управление внешней цифровой нагрузкой от КМОП- и ТТЛ-элементов

Управление с помощью ТТЛ- и КМОП-элементов устройствами релейного типа, такими, как лампы (светодиоды, СИД), реле, устройства отображения и даже нагрузки с переменным током, не доставит вам особых трудностей. На рис. 9.15 представлены некоторые способы управления. На схеме *а* показан стандартный способ управления СИД-индикатором от 5-вольтовой логики. ТТЛ-элементы лучше работают на отводе тока, чем на отдаче, поэтому СИД подключается к +5 В; для КМОП-элементов СИД можно подключать либо к U_+, либо к земле. СИД ведет себя как диод с прямым падением напряжения от 1,5 до 2,5 В при типовых рабочих токах от 5 до 20 мА; используя некоторые самые современные высокоэффективные СИД, вы получите хорошую светоотдачу всего при нескольких миллиамперах (фирма Stanley выпускает ослепительно яркие приборы). Вместо дискретных СИД и резистора можно использовать СИД с интегральным токоограничивающим резистором (или регулятором тока), которые выпускаются многими фирмами; посмотрите каталоги фирм Dialight, General Instrument, Siemens и Hewlett-Packard.

На схеме *б* показано, как управлять 5-вольтовым слаботочным реле с помощью логических элементов, отводя ток по типу схемы *а*; диод шунтирует индуктивные выбросы. Реле, показанное на

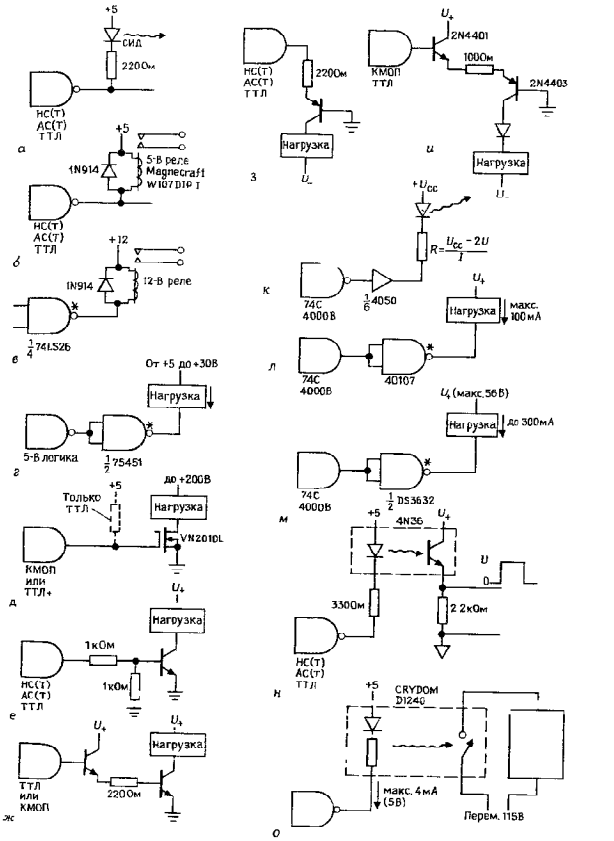


Рис. 9.15. Управление нагрузками от логических уровней

Таблица 9.3. Компараторы

Тип	Изготовитель[a]	Количество в корпусе	Время переключения[б] (тип.), нс	$U_{см}$ (макс.), мВ	$I_{см}$ (макс.), мкА	СД для U_-[в]	Синфазные входные напряжения, В[г]		Абс. макс. диф. входное напряжение $U_{диф}$, В[д]	Источники питания, В			
										Положительный		Отрицательный	
							мин.	макс.		мин.	макс.	мин.	макс
CMP01	PM	1	110	2,8	0,9	–	U_-	U_+	11	5	30	0	−30
CMP02	PM	1	190	0,8	0,003	–	U_-	U_+	11	5	30	0	−30
CMP04	PM	4	1300	1	0,1	+	−0,3	36	36	3	36	0	−30
CMP05	PM	1	40	0,6	1,2	–	U_-	U_+	5	5[е]	6	−5,2[е]	−18
LM306	NS	1	28	6,5	5	–	−7	7	5	12[е]	–	−3	−12
LM311	NS	1/2	200	3	0,1	–	$U_+ - 30$	$U_- + 30$	30	5	30	0	−30
LF311	NS	1	200	4	0,00005	–	$U_- - 30$	$V_- + 30$	30	5	30	0	−30
LP311	NS	1	2000	7,5	0,1	–	U_-	$V_- + 30$	30	3	30	0	−30
LM319	NS	2	80	4	0,5	–	U_-	V_+	5	5	30	0	−30
LM339	NS	4/2	1300	5	0,25	+	−0,3	36	36	2	36	–	–
LP339	NS	4	10000	5	0,025	+	−0,3	36	36	2	36	–	–
TLC339	TI	4/2	2500	5	0,005[ж]	+	−0,3	U_+	18	3	16	–	–
TLC3702	TI	2/4	2500	5	0,005[ж]	+	−0,3	U_+	18	3	16	–	–
LM360	NS	1	14	5	20	–	U_-	U_+	5	4,5	6,5	−4,5	−6,5
LM361	NS	1	14	5	30	–	−6	6	5	5	15[з]	−6	−15
LP365	NS	4	2000	6	0,075	+	−0,3	36	36	2	36	0	−36
TLC372	TI	2/4	650	10	1 пкА[и]	+	−0,3	18	18	2	18	–	–
CMP404	PM	4	3500	1	0,05	+	−0,3	U_-	U_+	5	30	–	–
TL510C	TI	1/2	30	3,5	20	–	−7	7	5	10	14	−5	−7
NE521	SN	2	11	7,5	20	–	−5	5	6	5[к]		−5[к]	–
NE522	SN	2	14	7,5	20	–	−5	5	6	5[к]		−5[к]	–
NE527	SN	1	33	6	2	–	−6	6	5	5	10	−6	−10
NE529	SN	1	20	6	20	–	−6	6	5	5	10	−6	−10
Am685	AM	1	6	2	10		−4	4	6	6[к]		−5,2[к]	–
Am686	AM	1	9	2	10	–	−4	4	6	5[к]		−6[к]	–
Am687	AM	2	7	2	10	–	−4	4	6	5[к]		−5,2[к]	–
Bt687	BT	2	1,8			–	−3,3	3,3		5[к]		−5,2[к]	–
AD790K	AD	1	35	0,3	3	+	−18	18	15	3,5	18	0	−18
TL810C	TI	1/2	30	3,5	20		−7	7	5	10	14	−5	−7
LT1011	LT	1	150	0,5	0,025	–	$U_- - 0,6$	$U_- + 0,6$	36	3	36	0	−36
LT1016	LT	1	10	3	10		U	U_-	5	4,5	7	0	−7
LT1017	LT	2	20000		0,015	+	−0,3	40	40	1,1	40	–	–
LT1018	LT	2	6000	1	0,075	–	−0,3	40	40	1,1	40	–	–
LT1040	LT	1	80000	0,5	0,0003	+	$U_- - 0,3$	$U_- - 0,3$		2,8	16	–	–
SP1650B	PL	2	3,5[л]	20	10	–	−3	2,5	5	5[к]		−5,2[к]	–
EL2018C	EL	1	20	3	0,3	–	U	U	36	4,5	18	−4,5	−18
EL2019C	EL	1	6[м]	5	0,3	–	U_-	U	36	4,5	18	−4,5	−18

Выходные параметры														Примечания
Общий			Вывод земли?	Один источник +5 В?	Совместим с ТТЛ?	+/− лог. «0»?	Открытый коллектор?	Активная нагрузка?	Инверсный выход	Стробирование?	Память?	Низкий уровень выхода[н]	Макс. внешняя нагрузка[о]	
мин.	макс.	Тип. коэфф. усиления, 10^6												
5	36	500	–	+	+	+	–	+	–	–	–	Н	32	
5	36	500	–	+	+	+	–	+	–	–	–	Н	32	Прецизионный
3	36	200	+	+	+	–	+	–	–	–	–	З	30	Прецизионный вариант 339
9,5	24	16	+	–	+	+	–	+	–	–	+	З	–	Быстрый прецизионный
–	30	40	+	–	+	+	–	+	–	+	–	З	24	Большой выходной ток
4,5	36	200	+	+	+	+	+	–		–	–	Н	40	Склонен к генерации, широко распространен; сдвоенный-2311
4,5	36	200	–	+	+	+	+	–	–	–	–	Н	40	311 на МОП-транзисторах
3	36	200	–	+	+	+	+	–	–	–	–	Н	40	Маломощный 311
4,5	36	40	–	+	+	+	+	–	–	–	–	Н	36	
2	36	200	+	+	+	–	+	–	–	–	–	З	30	Самый распространенный; маломощный; сдвоенный-393
2	36	500	+	+	+	–	+	–	–	–		З	30	Маломощный вариант 339
3	16	–	+	+	+	–	+	–	–	–	–	З	18	На МОП-транзисторах; сдвоенный-393
3	16	–	+	+	+	–	–	+	–	–	–	З	U_+	На МОП-транзисторах; счетверенный-3704
9	13	3	+	–	+	+	–	+	+	–	–	З	–	Аналогичен 760
11	30	3	+	–	+	+	–	+	+	+	–	З	7	Аналогичен 529
4	36	300	–	+	+	+	+	–	–	–	–	Н	36	Программируемый; технические данные при $I_{уст} = 10$ мкА
2	18	200	+	+	+	–	+	–	–	–	–	З	18	На МОП-транзисторах; счетверенный-374
5	30	400	+	+	+	–	+	–	–	–	–	З		Маломощный
15	21	33	+	–	+	+	–	+	–	–	–	З	–	TL514C-сдвоенный
9,5	10,5	–	+	–	+	+	–	+	–	+	–	З	–	
9,5	10,5	–	+	–	+	+	–	+	–	+	–	З	–	
10	20	–	+		+	+	–	+	+	+	–	З	15	529 со схемой Дарлингтона
10	20	–	+	–	+	+	–	+	–	+		З	15	
9,7	14	1600	+	–	–	+	–	–	+	+	+	Э		ЭСЛ: как CMP-07
9,7	14	–	+	–	+	+	–	+	–	+	–	З		Самый быстрый из ТТЛ-компараторов
9,7	14	–	+	–	+	+	–	–	+	+	+	Э		ЭСЛ
	12	100	+	–	–	+	–	–	+	+	–	Э		ЭСЛ; самый быстрый 687 типа
3,5	36	10	+	–	+	+	–	+	–	–	–	З		Быстрый с одним источником +5 В
15	21	33	–		–	+	–	+	–	–		З		510 без стробирования; 820 С-сдвоенный
3	36	500	–	+	+	+	+	–	–	+	–	Н	50	Улучшенный 311
5	14	3	–	+	+	+	–	+	+	–	+	З		Самый быстрый с одним источником +5 В
1,1	40	500	+	+	+	–	–	–	–	–	–	З		Маломощный
1,1	40	2000	–	–	–	–	–	–	–	–	–	З		Маломощный
2,8	16		+	+	+	+	–	+	+	+	–	З		Микромощный.
–	–		+	–	–	+	–	+	–	+	+	Э		ЭСЛ, 1651 быстрее
9	36	40	+	–	+	+	–	+	–	+	+	З		Быстрый, точный, высоковольтный
9	36	–	+	–	+	+	–	+	–	+	+	З		Быстрый, высоковольтный, тактируемый

Таблица 9.3. Компараторы

Тип	Изготовитель[а]	Количество в корпусе	Время переключения[б] (тип.), нс	$U_{см}$ (макс.), мВ	$I_{см}$ (макс.), мкА	СД для U_+[в]	Синфазные входные напряжения, В[г]		Абс. макс. диф. входное напряжение $U_{диф}$, В[д]	Источники питания, В			
							мин.	макс.		Положительный		Отрицательный	
										мин.	макс.	мин.	макс.
CA3290A	RC	2	1000	10	0,00004	+	U_- −5	U_+ +5	36	4	36	–	–
RC4805A	RA	1	22	0,3	1,2	–	−4	4	3	4,5	5,5	−4,5	−16
HA4905	HA	4	150	7,5	0,15	+	U_-	U_+	15	5	30	0	−30
VC7695	VT	1	1,5	5	5[е]	–	−5	5	3,5	–	6	–	−6
VC7697	VT	2	2	5	5[е]	–	−5	5	3,5	–	6	–	−6
SP9685	PL	1	2,3	5	20	–	−5	3	5[ж]	5[ж]	–	−5,2[ж]	–
SP9687	PL	2	2,8	5	20	–	−5	3	5[ж]	5[ж]		−5,2[ж]	–
MC14574	MO	4	20000	30	0,00005	+	−0,5	U_+ +0,5	U_+	3	15	–	–
SP93808	PL	8	1,0	3,5	9	–	U_-	U_+	3,8	1,5	7,3	−4,9	−5,5

[а] см. сноску к табл. 4.1; [б] на ступеньке 100 мВ с перегрузкой 5 мВ; [в] рабочий входной диапазон в синфазном режиме включает отрицательное напряжение; [г] максимальный диапазон без пробоя входов; вне диапазона работоспособность не гарантируется; [д] максимально допустимое напряжение между входными выводами; [е] способность принимать сигналы обеих полярностей и управлять униполярной логикой; [ж] Э – выход предназначен для управления ЭСЛ (*npn*-транзистор с открытым эмиттером); З – на выходе земля; Н – низкий уровень от

Продолжение табл. 9.3

Общий		Тип. коэфф. усиления, 10^3	Выходные параметры										Примечания
			Вывод земли?	Один источник +5 В?	Совместим с ТТЛ?	+/– лог. 0/1?	Открытый коллектор?	Активная нагрузка?	Инверсный вход?	Стробирование?	Память?	Низкий уровень выхода[з]	Макс. внешняя нагрузка[и]	
мин.	макс.													
4	36	150	+	+	+	–	+	–	–	–		З	36	На МОП-транзисторах
–	22	20	+	–	+	+	–	+	–	–	+	З		Самый быстрый из прецизионных
5	33	400	–		+	+	–	+	–	–	–	Н		Гибкий выходной каскад
	12	–	+	–	–	+	–	–	+	–	+	Э		Сверхбыстрый
	12	–	+	–	–	+	–	–	+	–	+	Э		Самый быстрый из сдвоенных
	12	300	+	–	–	+	–	–	+	+	+	Э		ЭСЛ: быстрый вариант Am685
	12	300	+	–		+	–	–	+	+	+	Э		ЭСЛ; быстрый вариант Am687
3	18	100	+	+	+	–	–	+	–	–	–	З	U_+	КМОП, программируемый; технические данные при 100 мкА
6,5	13	20	+		–	+	–	+	+	–		Э[ж]	–	Сверхбыстрый октальный

насыщенного *npn*-транзистора, который можно подключать к любому отличному от нуля напряжению; [з] максимальное напряжение, к которому можно подключить выход с нешним резистором; [и] номинальное значение; [к] и дополнительный источник +5 В для питания логики; [л] перегрузка 100 мВ; [м] время установки; [н] ток смещения; [о] для выхода ЭСЛ используйте источники −5,2-и −10 В; [п] типовое значение

схеме, выполнено в стандартном корпусе DIP с сопротивлением обмотки 500 Ом (потребляемый ток составляет 10 мА, что соответствует возможностям большинства элементов 5-вольтовой логики). Схемы *в*, *г* и *д* предназначены для управления высоковольтной нагрузкой. На схеме *в* вентиль 74LS26 с открытым коллектором, работающий от источника 15 В, управляется 12-вольтовым реле, а на схеме *г* «сдвоенный периферийный формирователь» 75451 управляет некой неопределенной нагрузкой в диапазоне напряжений до 30 В и токов до 300 мА. Выпускаются также аналогичные приборы с открытым коллектором, предназначенные для работы с напряжением 80 В и даже с большими, чем в предыдущем случае, токами; познакомьтесь с серией DS3600, выпускаемой фирмой National, и с серией мощных формирователей фирмы Sprague (UCN/UDN/ULN), включающей превосходные октальные формирователи в корпусе DIP. В схеме *д* мы использовали низкопороговый *n*-канальный мощный полевой транзистор; благодаря высокому входному импедансу транзистора такой способ управления особенно удобен. При управлении ТТЛ-уровнями для обеспечения нормальных условий работы лучше использовать резисторную подвеску к питанию, поскольку минимальный гарантированный в ТТЛ-элементах высокий уровень (2,4 В) является слишком низким.

Рассмотренные выше способы могут оказаться неприемлимыми для элементов HC, LS или 74C из-за ограничений по выходу (отводящий ток составляет соответственно 5, 8 и 3,5 мА). Для управления большими СИД можно воспользоваться элементами типа 74AS1004 (шестеренный инвертор с током отвода или отдачи 48 мА). При управлении сильноточной нагрузкой от логических элементов следует позаботиться о массивной земляной шине для подвода земли к кристаллу, поскольку ток нагрузки возвращается на землю источника питания через кристалл. В некоторых случаях целесообразно использовать отдельный путь возврата земли.

На схеме *е* показано применение *npn*-транзистора для переключения сильноточной нагрузки с помощью 5-вольтовой логики. Для коммутации больших токов используйте второй транзистор, как показано на схеме *ж*. На схемах *з*, *и* представлен способ управления нагрузками, подключенными к отрицательному полюсу источника питания. Высокий выходной уровень открывает *pnp*-транзистор и напряжение насыщения на коллекторе становится выше потенциала земли на величину падения напряжения на диоде. Ток эмиттера, а, следовательно, и максимальный ток коллектора (нагрузки), в схеме *з* определяется резистором (или положительным предельным током вентиля). В улучшенной схеме *и* в качестве буфера используется *npn*-повторитель; диод, включенный последовательно с выходом, удерживает нагрузку от перепадов выше земли. В обоих случаях максимальный ток нагрузки равен току эмиттера *pnp*-транзистора. Аналогичные схемы выпускаются в интегральном исполнении; они имеют КМОП/ТТЛ-совместимые входы и высоковольтные выходы с нагрузочной способностью по току до нескольких сотен миллиампер. Попробуйте применить элементы DS3687 (300 мА, −56 В) фирмы National и распространенную серию UDN фирмы Sprague.

В том случае когда вы используете

слаботочную логику 4000B/74C с выходным током едва достигающим миллиампера, следует предусмотреть специальный мощный формирователь, даже для светодиода. На схеме *к* показан надежный шестеренный буфер, управляющий светодиодом. Этот элемент может работать с отводом тока от 5 до 50 мА при напряжении питания от 5 до 15 В соответственно (нагрузочная способность выхода увеличивается с увеличением напряжения питания). В схемах *л*, *м* используются еще более мощные формирователи – 40107, содержащий мощный *n*-канальный МОП-транзистор на выходе с открытым стоком (отводящий ток составляет от 16 до 50 мА при напряжении питания от 5 до 15 В, соответственно), и DS3632 с мощным *прп*-формирователем по схеме Дарлингтона, рассчитанным на ток 300 мА. Можно, разумеется, всегда использовать и дискретные внешние транзисторы, как в схемах *ж*, *и*, но их применение ограничено базовым током менее миллиампера. Дискретный *n*-канальный МОП-транзистор в схеме *д* особенно хорошо работает со «слабенькими» КМОП-элементами.

Для управления удаленной нагрузкой или нагрузкой с независимой системой заземления лучше всего использовать оптрон. Этот прибор содержит светодиод (на стороне формирователя), который освещает фотоприемник (на стороне нагрузки). Оптроны выпускаются на различные скорости с различными конфигурациями входов/выходов (логический вход или просто светодиод; логический выход, выход с насыщенным транзистором (или схема Дарлингтона), выход с МОП-транзистором или выход с тиристором или симистором; см. рис. 9.26). Типичным примером является распространенный элемент 4N36, показанный на рис. 9.15, *н*; этот элемент содержит простой светодиод на входе, *прп*-транзистор на выходе и может работать при напряжении 2500 В с временем переключения 4 мкс. Минимальный коэффициент передачи по току составляет 1,0, поэтому остается только пропустить через светодиод ток, равный максимальному выходному току. Существует ряд оптронов, которые используют логические уровни на входе и на выходе. Примером может служить оптрон 74OL6000 фирмы General Instrument; уровни на входе и выходе соответствуют уровням LS, время распространения составляет 60 нс (15 МГц), напряжение изоляции 2500 В. В больших количествах его можно приобрести за 3 долл.

Наиболее простым способом управления нагрузкой переменного тока является способ, основанный, как показано на схеме *о*, на применении твердотельного реле. Реле этого типа представляет собой симистор с оптической связью с логическим входом и нагрузочной способностью по току от 1 до 40 А при коммутации нагрузки с переменным напряжением 115 В. Слаботочные реле в большом разнообразии выпускаются в корпусах типа DIP (например, серия «интегральных ключей» фирмы International Rectifier), в то время как более мощные реле выпускаются в виде прямоугольных блоков со сторонами, равными примерно 2 дюймам, предназначенных для установки на шасси. С другой стороны, нагрузки переменного тока можно коммутировать с помощью обычного реле, управляемого логическим элементом. При этом, однако, обязательно изучите технические данные, поскольку большинство реле, управляемых логикой, не способны коммутировать большие нагрузки переменного тока и вам понадобится логическое реле для того, чтобы управлять вторым более мощным реле. Почти во всех реле используется коммутация по типу «перехода через нуль» (или «нулевого напряжения»), которая в действительности является комбинацией включения по нулевому напряжению и выключения по нулевому току; это весьма полезная особенность, она предотвращает попадание выбросов и помех в шину питания. Много «мусора» на силовую шину переменного тока попадает от симисторных контроллеров, в которых коммутация осуществляется не в моменты перехода через нуль; таковы, например, регуляторы света с фазовым управлением для осветительных ламп, термостатов и двигателей. В качестве альтернативы оптической связи, использованной в схеме *о*, иногда можно встретить импульсный трансформатор для подвода импульсов запуска к симистору или тиристору.

Для управления 7-сегментными цифровыми индикаторами проще всего использовать элементы, объединяющие дешифратор и формирователи. Разнообразие их поразительно, – с формирователями для СИД и для жидкокристаллических индикаторов, с возможностями отвода и отдачи тока и т. п. Типичными примерами являются элементы «регистр/дешифратор/формирователи» типа 74HC4511 (СИД с общим катодом) и 74HC4543 для жидкокристаллических индикаторов. Более подробно об этом будет изложено в разделе по оптоэлектронике (разд. 9.10).

9.09. Сопряжение *n*-МОП БИС

Большинство схем большой и очень большой степени интеграции (БИС, СБИС) изготавливаются сейчас с использованием КМОП-технологии; они обладают такой же привлекательной способностью к сопряжению, как 5-вольтовые логические КМОП-вентили, и многими другими возможностями кристаллов средней степени интеграции (СИС), рассмотренными выше. Однако долгое время кристаллы БИС и СБИС изготавливались только на *n*-канальных МОП-транзисторах в режиме обогащения для того, чтобы упростить технологический процесс и получить более высокую плотность. Такая *n*-МОП-логика получила широкое распространение поэтому важно знать, каким образом можно осуществить сопряжение *n*-МОП-лог и КМОП ТТЛ и как обеспечить связь входов/выходов *n*-МОП-логики с внешними дискретными схемами. Большинство кристаллов *n*-МОП БИС совместимы с ТТЛ, тем не менее здесь есть несколько тонких моментов, которые следует рассмотреть.

Выходы *n*-МОП-элементов. На рис. 9.16 показана входная цепь интегральной схемы на *n*-канальных МОП-транзисторах, предназначенная для работы с ТТЛ.

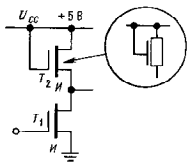


Рис. 9.16. Входная схема *n*-МОП-логики в режиме обогащения.

T_1 – инвертор, а T_2 – истоковый повторитель с малыми геометрическими размерами, задающий необходимый ток от шины питания (резистор занял бы слишком много места, поэтому в качестве стоковой нагрузки всегда используется МОП-транзистор); часто используется и другой символ для изображения T_2. В современных схемах кремниевых вентилей пороговое напряжение входного транзистора находится в диапазоне от 1 до 1,5 В, поэтому вход можно непосредственно подключать к ТТЛ или КМОП-логике. В некоторых старых схемах порог может оказаться в диапазоне от 2 до 3 В, в этих случаях для управления от ТТЛ лучше использовать резистор 1–10 КОм, подключенный к шине питания; для КМОП обычно этого не требуется.

Выходы *n*-МОП-элементов. Выходная ступень 5-вольтовой *n*-МОП-логики показана на рис. 9.17. T_1 представляет собой ключ, а T_2 – истоковый повторитель. Для того чтобы установить на выходе нижний уровень на затвор транзистора T_1 подается напряжение +5 В; напряжение на выходе при этом будет ниже 0.5 В даже при

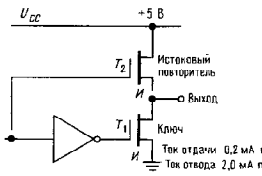


Рис. 9.17. Выходная схема *n*-МОП-логики.



Рис. 9.18. Типовые выходные характеристики по току *n*-МОП-элементов. *1* – ток отдачи; *2* – ток отвода; *3* – точка запуска схемы Дарлингтона.

отводе тока в несколько миллиампер. Ситуация в состоянии высокого выходного уровня несколько ухудшается: при минимальном высоком выходном ТТЛ-уровне +2,4 В напряжение затвор–исток составляет всего 2,6 В, что приводит к сравнительно высокому значению сопротивления $R_{вкл}$; для более высоких выходных напряжений ситуация быстро ухудшается.

Кривые на рис. 9.18 иллюстрируют это положение. В результате нагрузочная способность *n*-МОП-выхода составляет всего 0,2 мА (отдача тока) при напряжении на выходе +2,4 В. Это вполне допустимо для управления ТТЛ-входами, но выходит за пределы допустимого для 5-вольтовой КМОП-логики (используйте резистор, подключенный к шине питания, или вставьте вентиль НСТ или АСТ); подобная неприятная ситуация изображена на рис. 9.19.

Для работы СИД с уровнями токов мультиплексируемого устройства отобра-

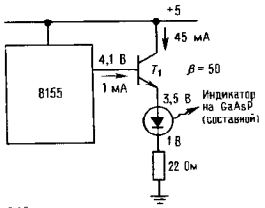


Рис. 9.19.

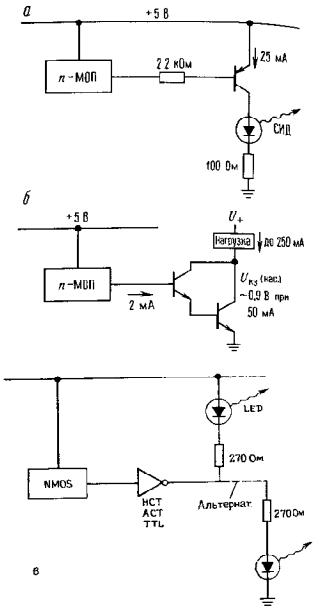


Рис. 9.20. Управление нагрузками с выходов *n*-МОП-элементов.

жения (25–50 мА во включенном состоянии) выход *n*-МОП-элемента должен отдавать ток около 1 мА при −4,1 В. Но это невозможно, поскольку напряжение $U_{зи}$ должно при этом быть всего 0,9 В, а может быть, даже ниже порогового напряжения полевого транзистора. Вспомните еще, что все схемы 5-вольтовой логики должны функционировать при отклонении напряжения питания $\pm 10\%$, т. е. при напряжении +4.5 В. Для управления светодиодами (или другими сильноточными приборами) от *n*-МОП-элементов желательно использовать схемы, показанные на рис. 9.20.

В первой схеме низкий выход *n*-МОП-элемента отбирает ток 2 мА, переводя *pnp*-транзистор в состояние полной проводимости. На второй схеме *npn*-транзистор схемы Дарлингтона переключается в открытое состояние малым выходным током *n*-МОП-элемента, находящегося в состоянии высокого уровня. В этой схеме ВЫСОКИЙ выход фиксируется на уровне падения напряжения на двух диодах выше земли, что может показаться не совсем «дружелюбным» обстоятельством, но оказывается, что выходы *n*-МОП-элементов проектируются с таким расчетом, чтобы их можно было таким образом закорачивать на землю; причем достаточно малые выходные токи получают возможность управлять базой транзистора с заземленным эмиттером в схеме Дарлингтона без нарушения работоспособности. Типовой *n*-МОП-выход может отдавать 2 МА при +1,5 В в базу схемы Дарлингтона, при этом способность выхода отводить ток для таких схем, как «шестеренная» матрица Дарлинггона, составит 250 мА при 1 В. В серию ULN фирмы Sprague входят несколько сшестеренных и октальных матриц Дарлингтона в корпусах типа DIP.

9.10 Оптоэлектроника

В двух предыдущих главах мы использовали светодиоды и цифровые индикаторные приборы на светодиодах в различных примерах схем по мере необходимости. Светодиоды относятся к обширной области оптоэлектроники, которая включает в себя и устройства отображения на основе других технологий, а именно, х кристаллов, люминесцентных и газоразрядных приборов. Эта область включает также оптические электронные устройства, которые используются не только как индикаторы и дисплеи; к ним относятся оптроны, твердотельные реле, ат .и положения («прерыватели»), диодные лазеры, матричные детекторы («приборы с зарядовой связью», ПЗС), электронно-оптические преобразователи и большое разнообразие компонентов, используемых в волоконной оптике.

Хотя мы будем и дальше использовать в качестве примеров различные «волшебные» приборы по мере их необходимости нам представляется уместным обратиться к области оптоэлектроники, поскольку с ней связаны некоторые обсуждаемые здесь проблемы сопряжения логики.

Индикаторы. Электронные приборы выглядят более привлекательно и проще в применении, если на них есть разноцветные лампочки. В этой области светодиоды полностью вытеснили все предыдущие технологии. Вы можете приобрести красные, желтые и зеленые индикаторы, причем в различных корпусах, наиболее удобными из которых являются лампы для монтажа на панели и различные типы индикаторов для монтажа на печатной плате. Каталоги представляют поразительное их разнообразие по размерам, цвету, светоотдачи и углу излучения Последняя характеристика требует некоторого пояснения: в так называемые «заливные» светодиоды вводится специальное рассеивающее вещество, поэтому их свечение в широком диапазоне угла зрения одинаково; во многих случаях это хорошо, но за это вы расплачиваетесь яркостью.

С электрической точки зрения светодиод представляет собой обычный диод с прямым падением напряжения около 2 В (при изготовлении светодиодов используют фосфид арсенида галлия, обладающий более широкой запрещенной зоной и, следовательно, бо́льшим падением напряжения в прямом направлении, чем кремний). Типичные «заливные» светодиоды панельного типа дают хорошее свечение при прямом токе 10 мА: в углубленной части прибора можно обойтись обычно 2÷5 мА, особенно если используются светодиоды с малым углом излучения.

На рис. 9.21 показаны способы управляния индикаторами на светодиодах. Большинство схем очевидно, однако заметьте, что, поскольку биполярные ТТЛ-элементы имеют небольшой ток отдачи, схему приходится строить так, чтобы низкий логический уровень включал светодиод; для сравнения отметим, что

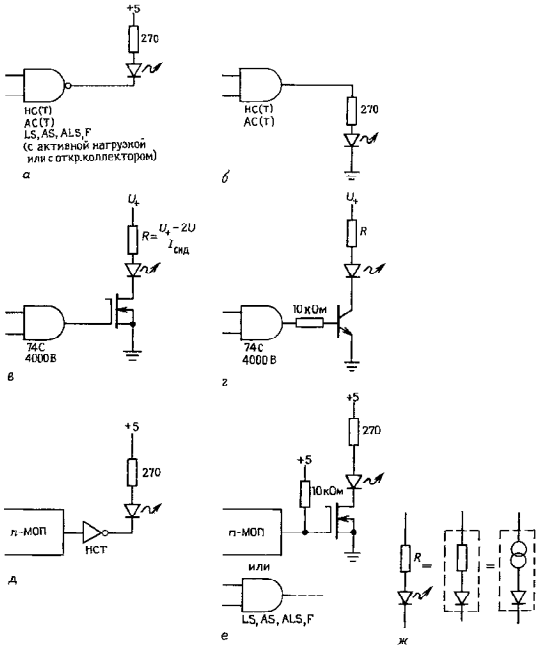


Рис. 9.21. Управление светодиодными индикаторами.

КМОП-семейства симметричны относительно нагрузочной способности по току. *n*-МОП-схемы, как и биполярные ТТЛ-схемы, обладают слабой отдачей тока, к тому же их способность к отводу тока весьма ограничена, поэтому следует использовать буфер (например, вентиль НСТ) или дискретный полевой транзистор. Учтите также, что некоторые индикаторы на светодиодах выпускаются с внутренними токоограничивающими резисторами (или даже с внутренней схемой фиксации тока); в этих случаях внешний резистор можно не ставить.

Можно использовать небольшие матрицы индикаторов, наборы из 2, 4 или 10 светодиодов в ряд, предназначенные для монтажа на печатной плате. Последние используются чаще всего для вывода данных в виде линейных гистограмм. Они выпускаются как для вертикального монтажа, так и для монтажа под прямым углом. Можно также использовать индикаторы для монтажа на панели, в которых объединены красные и зеленые светодиоды в одном корпусе. Панель при этом становится выразительнее, – плохие и хорошие условия отображаются разными

цветами. Мы используем индикаторы на светодиодах, выпускаемые такими фирмами, как Dailight, General Instrument, HP, Panasonic, Siemens и Stanley. Последняя специализируется на лампах необычайно высокой эффективности; вы можете узнать эти приборы на выставках по электронике по изумленным взглядам посетителей.

Дисплеи. *Дисплеем* называют оптоэлектронный прибор, который может отобразить цифру (цифровой дисплей), 16-ричную цифру, т.е. 0–9 и A–F (16-ричный дисплей) или любую букву или цифру (буквенно-цифровой дисплей). В настоящее время доминирующими технологиями производства дисплеев являются светодиоды и жидкие кристаллы. Жидкокристаллические дисплеи (ЖКД) – это новейшая технология, которая обладает существенными преимуществами для батарейного оборудования, поскольку имеет очень низкую мощность рассеивания, для оборудования, находящегося на открытом воздухе или в условиях высокой внешней освещенности, для создания дисплеев с заказными формами и символами и дисплеев с большим числом цифр и букв. С другой стороны, светодиоды несколько проще в применении, особенно, если вам нужно всего несколько цифр или букв. Кроме того, они выпускаются трех цветов и хорошо выглядят в условиях пониженной освещенности, где их показания легче считываются, чем показания ЖКД.

В области дисплеев на большое число символов, скажем, на одну или две строки текста, с ЖКД конкурируют газоразрядные (плазменные) дисплейные панели, особенно в том случае, когда требуется ясность и контрастность. Вместе с тем плазменные дисплеи потребляют большую мощность, поэтому для батарейного оборудования лучше использовать ЖКД.

Дисплеи на светодиодах. На рис. 9.22 показаны разновидности дисплеев на светодиодах. Простейшим является 7-сегментный дисплей; он может отображать цифры 0–9 и шесть букв расширения (A–F), хотя последние отображаются несколько неуклюже (AbcdEF). Вы можете

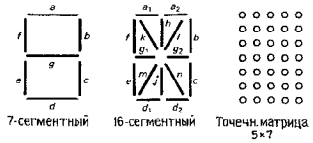


Рис. 9.22.

приобрести односимвольные 7-сегментные дисплеи самых разных размеров и дисплеи в виде «палочек» по 2, 3, 4 или 8 символов (обычно они предназначены для мультиплексирования – символы отображаются по одному быстро следуя друг за другом). Односимвольные дисплеи имеют выводы для 7 сегментов и общего электрода; таким образом, возможны две разновидности дисплеев – с общим катодом и с общим анодом. В дисплеях на несколько символов выводится общий электрод каждого символа, но соответствующие сегменты объединяются; это, как раз то, что нужно для мультиплексирования.

16-сегментные дисплеи и матричные дисплеи на 5 × 7 точек выпускаются в двух вариантах: «глупые» дисплеи, в которых выведены сегменты и общий электрод (также как и в 7-сегментных дисплеях) и «умные» дисплеи, которые принимают на себя всю тяжелую работу по дешифрации и формированию.

Не будем больше заниматься обобщениями, рассмотрим лучше несколько примеров (рис. 9.23). На первой схеме показан способ управления дисплеем на одном 7-сегментном светодиодном индикаторе с общим катодом. Элемент 'HC4511 – это элемент «регистр/дешифратор/формирователь с преобразованием двоично-десятичного кода в 7-сегментный»; он способен отдавать ток около 15 мА при активном выходе +4,5 В. Последовательные резисторы гарантируют, что ток сегментов будет ограничен указанной величиной при прямом падении напряжения на диодах 2 В. Можно использовать матрицу из одинаковых резисторов в удобном корпусе с однорядным расположением выводов.

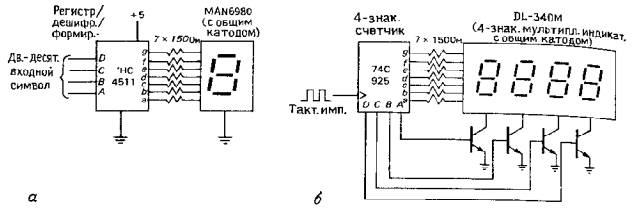


Рис. 9.23. Управление дисплеем на 7-сегментном светодиодном индикаторе. *а* – одноцифровой; *б* – мультиплексированный.

Если вы используете принцип мультиплексирования, т. е. высвечиваете только одну цифру за одно обращение, вам понадобится всего один кристалл дешифратора/формирователя, даже при отображении нескольких цифр. На рис. 9.23, *б* показан принцип мультиплексирования; используется БИС 4-разрядного (десятичных разрядов) счетчика с встроенными 7-сегментными мультиплексируемыми формирователями. Элемент 74C925 предоставляет свои сегментные формирователи (активный высокий уровень с большой нагрузочной способностью) по очереди в распоряжение каждой цифре, одновременно устанавливая активный высокий уровень на соответствующем цифровом выходе A–D. Остальная часть схемы не требует пояснений, за исключением, быть может, той неприятности, что цифровые выходы прижимаются к уровню выше земли, соответствующему падению напряжения на диоде. К счастью, 74C925 допускает подобное включение, поскольку цифровые выходы имеют буферную и токоограничивающую цепь.

На рис. 9.24, *а* показано, как управлять одним 16-ричным дисплеем, выполненным в виде точечной матрицы 5 × 7. Элемент HP 5082-7340 является примером «умного» дисплея с встроенными регистром, дешифратором и формирователем. Все, что вам надо сделать, – это выставить 4-разрядные данные, подождать не менее 50 нс и затем активизировать регистр высоким уровнем. На рис. 9.24, *б* показан один из «интеллектуальных» (умнее «умного»?) дисплеев фирмы Siemens – 4-символьный набор на 16-сегментных дисплеях. Этот дисплей предназначен для того, чтобы работать с микропроцессором по типу памяти; мы еще вернемся к этому в следующих двух главах. Короче говоря, вы выставляете любой 7-разрядный символ и его позицию (2-разрядный адрес), затем подаете WR' (запись) на время, гарантирующее активизацию кристалла. Данные запоминаются внутри элемента, затем осуществляется соответствующее изменение позиции для отображения очередного символа. На рис. 9.25 показан набор отображаемых символов.

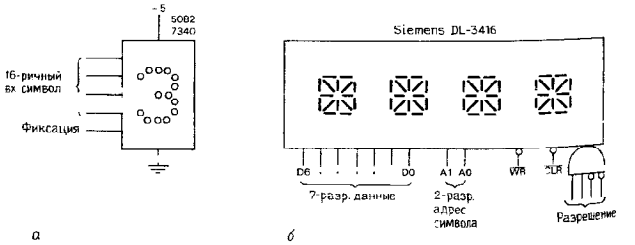


Рис. 9.24. Интегральные дисплеи. *а* – односимвольный, точечная матрица; *б* – 4-символьный, 16-сегментный, адресуемый.

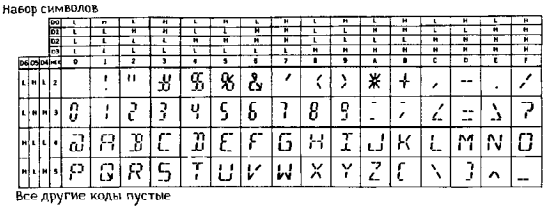


Рис. 9.25. Коды 16-сегментного дисплея DL-3416 фирмы Siemens. (С разрешения фирмы Siemens Components, Inc.)

Если вы хотите использовать «тупой» дисплей (возможно, то, что вам надо, недоступно интеллектуальному дисплею), но вы уже избалованы простотой интеллектуальных дисплеев, можно просто применить кристалл типа 8-разрядного элемента ICM7218/28 фирмы Intersil, который выглядит со стороны микропроцессора как память и который управляет «тупым» светодиодным дисплейным набором от соответствующих сегментных и цифровых формирователей. Другой способ состоит в том, чтобы дать возможность микропроцессору делать всю «умную» работу, используя разряды своих «параллельных портов» для управления соответствующими линиями. Это станет для вас более понятным, после того как вы усвоите две главы о микропроцессорах (гл. 1, 2).

Жидкокристаллические и газоразрядные дисплеи. Многое из того, что мы уже рассказали о дисплеях на светодиодах применимо и к ЖКД. Однако существует несколько важных отличий. Вот одно из них: для управления ЖКД необходимо использовать переменное напряжение, иначе их жидкие нити разрушаются. Поэтому формирователи ЖКД обычно генерируют прямоугольные сигналы, синхронизированные с сигналом подложки ЖКД. Примером может служить 'HC4543, жидкокристаллический родственник светодиодного элемента 'HC4511 типа «регистр/дешифратор/формирователь».

Другое отличие состоит в том, что вам не часто приходится видеть односимвольные дисплеи на жидких кристаллах. Они выпускаются в виде больших панелей, которые отображают одну или две строки текста. К счастью, производители достаточно ясно представляют себе, как можно получить довольно сложные вещи, поэтому они поставляют совершенные дисплеи, которые более, чем интеллектуальны – просто на уровне гения. В общем вы обращаетесь к этим дисплеям через микропроцессор и они превращаются в своего рода блок памяти (как и в случае дисплея на рис. 9.24). Отображаться будет все, что бы вы ни записали. Некоторые еще более фантастические дисплеи пошли даже дальше, они способны хранить несколько сообщений и осуществлять связь через последовательные порты. Загляните в EMM, чтобы узнать производителей (см. библиографию).

Газоразрядные дисплеи выделяются своими красивыми красно-оранжевыми символами, вы можете их увидеть на некоторых дорогостоящих портативных компьютерах. Для работы газоразрядных дисплеев необходимы высоковольтные

формирователи и производители обычно предусматривают средства формирования. Вы можете приобрести одно- и многоцифровые дисплеи, а также большие многосимвольные панели с памятью и удобным интерфейсом. Примером последнего может служить многострочный дисплей фирмы Cherry, снабженный памятью с аварийным батарейным питанием, которая может хранить 512 сообщений, осуществлять расслоение данных, поступающих в реальном масштабе времени, и позволяет производить редактирование содержимого. Возможно, вы называете такие устройства не дисплеями, а компьютерами, которым положено иметь дисплей!

Оптроны и реле. Излучатель на светодиоде, размещенный в непосредственной близости от фотодетектора, образует очень полезный предмет, известный как оптопара или оптрон. В двух словах, оптроны позволяют обеспечить обмен цифровыми сигналами (а иногда и аналоговыми) между схемами с раздельной землей. Такая «гальваническая развязка» является хорошим способом избежать земляных контуров в оборудовании, которое управляет удаленной нагрузкой. Это особенно важно в схемах, которые взаимодействуют с силовыми фидерами переменного тока. Например, вам понадобилось включать и выключать нагреватель по цифровому сигналу, вырабатываемому микропроцессором; в этом случае вы, наверное, будете использовать «твердотельное» реле, состоящее из светодиода, подключенного к сильноточному симистору. Некоторые импульсные источники питания, управляемые переменным током, (например, источник питания, используемый в IBM PC-AT), используют в изолированном контуре обратной связи оптрон (см. разд. 6.19). Точно также проектировщики высоковольтных источников питания используют иногда оптроны для того, чтобы передать сигнал в схему с высоким напряжением.

Вы можете воспользоваться достоинствами оптронов даже в менее экзотических ситуациях. Например, оптический полевой транзистор позволит вам переключить аналоговый сигнал без всякой инъекции заряда; то же самое справедливо для схем квантования с запоминанием и интеграторов. Использование оптронов позволит избежать треволнений при управлении контурами с индустриальными токами, приводами молотов и т. п. Наконец, гальваническая развязка оптронами пригодится в прецизионных и низкоуровневых схемах. Трудно, например, воспользоваться всеми достоинствами 16-разрядного АЦП, поскольку цифровые выходные сигналы (и помехи на цифровой земле, к которой вы подключаете выход преобразователя) возвращаются на «передний край» аналоговой части. Вы можете освободить себя от всех забот, связанных с помехами, применив оптическую развязку в цифровой части.

Оптроны обычно обеспечивают изоляцию в 2500 В (среднеквадратичное), сопротивление изоляции 10^{12} Ом и емкостную связь между входом и выходом менее пикофарады.

Прежде чем обратиться к реальным оптронам, бросим беглый взгляд на фотодиоды и фототранзисторы. Видимый свет вызывает ионизацию в кремнии и образование пар зарядов в открытой базовой области; эффект от этого точно такой же, как от внешнего базового тока. Существуют два способа использования фототранзистора: 1. В качестве фотодиода, подключенного только к базовому и коллекторному выводам; в этом случае фототок будет составлять несколько процентов от тока светодиода. Фотодиод генерирует фототок независимо от того, прикладываете вы напряжение смещения или нет; следовательно, вы можете подключать его прямо к суммирующему переходу операционного усилителя (виртуальная закоротка) или обеспечить обратное смещение (рис. 9.26*а, б*). 2. Если вы используете ток фотодиода как базовый ток, то получите обычное усиление тока с результирующим током $I_{КЭ}$, который, как правило в 100 раз больше базового; в этом случае, необходимо сместить транзистор, как показано на рис. 9.26, *в*. За увеличенный ток приходится

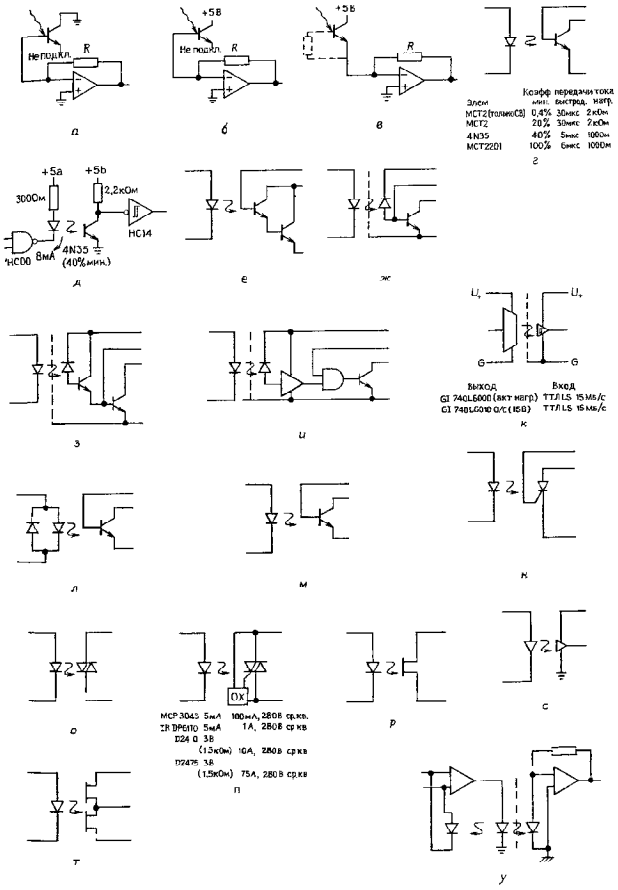


Рис. 9.26. Оптроны.

платить более медленным откликом, что обусловлено открытой базовой цепью. Для повышения быстродействия можно добавить резистор с базы на эмиттер; однако это дает пороговый эффект, поскольку фототранзистор не переходит в состояние проводимости до тех пор, пока ток фотодиода не достигнет величины, достаточной для получения напряжения $U_{БЭ}$ на внешнем базовом резисторе. В цифровых схемах порог может оказаться полезным, но в аналоговых приводит к нежелательной нелинейности.

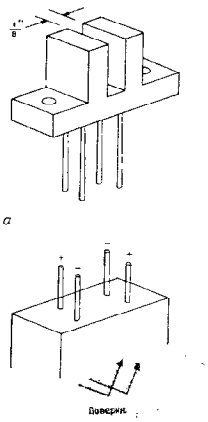
На рис. 9.26, *г–у* показаны типичные примеры применения различных оптронов, с которыми вам, возможно, доводилось встречаться. Самые первые (и самые простейшие) представлены элементом 4N35, пара светодиод–фототранзистор с коэффициентом передачи по току 40% (мин) и большим временем выключения 5 мкс при нагрузке 100 Ом. На рисунке показан способ его использования: вентиль и резистор образуют формирователь с ограничением по току 8 мА, а относительно большой коллекторный резистор гарантирует переключение выхода в пределах логических уровней с насыщением. Заметьте, что применен инвертор с триггером Шмитта; здесь это хорошая мысль в связи с большим временем переключения. Вы можете приобрести пары светодиод–фототранзистор с коэффициентом передачи по току порядка 100% и выше (например, MCT2201 с коэффициентом 100% (мин)), а также пары светодиод–фототранзисторы Дарлингтона; они даже медленнее фототранзисторов! Для повышения быстродействия производители иногда разделяют фотодиод и транзистор, как в элементах 6N136 и 6N139, оптотранзистор и оптосхема Дарлингтона.

Эти оптроны, конечно, хороши, но иногда раздражают необходимостью использовать дискретные компоненты и на входе и на выходе. Более того, вход нагружает обычные логические вентили до их максимальной нагрузочной способности, а выход с пассивной нагрузкой «страдает» медленным переключением и слабой помехоустойчивостью. Для того чтобы избавиться от этих недостатков кремниевые кудесники предлагают нам «логические» оптроны. Элемент 6N137 на рис. 9.26, *и* занимает промежуточное положение–диодный вход и логический выход; здесь все еще нужен большой входной ток (по техническим данным 6,3 мА мин. для того, чтобы гарантировать переключение выхода), но вы получаете чистый логический перепад (хотя и с открытым коллектором) и скорость 10 Мбит/с. Заметьте, что на внутренние выходные схемы необходимо подавать питание +5 В. Более новые элементы серии 740L6000 фирмы General Instrument (рис. 9.26, *к*) предлагают то, что вам действительно требуется: входы и выходы с логическими уровнями, каскадный выход или открытый коллектор по выбору и скорость 15 Мбит/с. Поскольку на входе и на выходе имеются логические схемы, обе стороны кристалла требуют подачи напряжения для питания логики.

На рис. 9.26 показаны еще несколько вариантов схем в продолжение темы светодиод–фототранзистор. Элемент IL252 содержит пару встречно-включенных светодиодов, поэтому им можно управлять переменным током. Для получения защищенности по напряжению 10 кВ (ср. квадр.) в IL11 используется длинный изоляционный зазор (и соответствующий корпус); для остальных оптронов эта величина составляет 2,5 кВ. Элемент H11C4 – это оптотиристор, удобный для переключения высоких напряжений и больших токов. В MCP3023 однонаправленный тиристор заменен на симистор, т. е. на двунаправленный тиристор; с его помощью можно непосредственно управлять нагрузкой переменного тока (рис. 9.15, *о*). При управлении нагрузками переменного тока включение нагрузки лучше всего производить в момент пересечения волной переменного тока нуля для избежания попадания выбросов в силовые линии. Это легко осуществить с помощью оптосимисторов, содержащих схему «переключения по нулевому напряжению» (которая блокирует запуск симистора до следующего пересечения нуля); как раз такую схему использует небольшой элемент MCP3043, как и приведенные на рисунке «твердотельные реле» на более сильные токи. Элемент DP6110 фирмы IR выпускается в 16-выводном корпусе типа DIP, а мощные элементы D2410 и D2475 располагаются в мощных модулях с размерами 1,75 × 25 × 1 дюйма, предназначенных для монтажа с отводом тепла.

Остальные оптроны, представленные на рис. 9.26, можно использовать для линейных сигналов. Полевые оптотранзисторы серии H11F можно использовать как изолированный переменный резистор или как изолированный аналоговый ключ. Здесь нет проблем, связанных с совместимостью уровней напряжения, тиристорным защелкиванием или внесением зарядов. Вы можете использовать один из таких элементов в квантователях с запоминанием и интеграторах. Похожими приборами являются элементы «BOSFET» серии PVR, но они содержат в качестве выходного элемента пару соединенных последовательно мощных полевых МОП-транзистора. Такие элементы предназначены прежде всего для непосредственного переключения нагрузок переменного тока по принципу оптосимисторов. Элемент H11V1 – это линейный видеоизолятор с полосой частот 10 МГц, а элемент ISO-100 фирмы Burr-Brown – «умный» аналоговый изоляционный элемент, в котором светодиод имеет связь с двумя согласованными фотодиодами; один из них используется в цепи обратной связи для линеаризации отклика второго фотодиода.

Прерыватели. Пару «светодиод–фототранзистор» можно использовать в качестве датчика близости или движения. «Оптический прерыватель» состоит из светодиода, связанного по щели в 1/8 дюйма с фототранзистором. Он может обнаруживать присутствие светонепроницаемой полоски или вращения щелевого диска. Другой вариант – светодиод и фотодетектор, направленные в одну сторону; такой элемент обнаруживает присутствие в непосредственной близости отражающего объекта. Взгляните на рис. 9.27. Оптические прерыватели используются в дисководах и принтерах для обнаружения края подвижного узла. Можно приобрести «кодер вращения», который генерирует квадратурную импульсную последовательность (два выхода с фазовым сдвигом 90°) при вращении вала. Он прекрасно заменяет резистивные панельные органы управления (потенциометры). Смотри разд. 11.09. При разработке любых практических схем, в которых вы собираетесь использовать оптические прерыватели или датчики с отражением, обратите внимание на датчики на эффекте Холла как на альтернативный вариант; это твердотельные датчики на магнитном поле, предназначенные для определения степени близости объекта. Обычно датчики такого типа используются в автомобильных системах зажигания вместо наконечников механических прерывателей.



а

б

Рис. 9.27. *а* – оптический прерыватель; *б* – датчик отражающего объекта.

Излучатели и детекторы. Мы уже упоминали светодиоды в связи с дисплеями

и оптронами. Последнее достижение в области оптоэлектроники – это доступные недорогие твердотельные диодные лазеры, – источники когерентного света в отличии от диффузионных светодиодов. Один из них вы можете увидеть, если откроете верхнюю крышку портативного проигрывателя компакт-дисков. Диодные лазеры стоят около 20 долл. и продаются фирмами, производящими бытовую электронную аппаратуру (Matsushita, Mitsubishi, Sharp и Sony). Типичный диодный лазер генерирует 10 мВт световой мощности на 800 нм (невидимый в ближней инфракрасной области спектра) при токе 80 мА и прямом падении напряжения на диоде 2 В. Выходной поток излучается непосредственно из крошечного отверстия на кристалле с углом расхождения 10° – 20°; его можно коллимировать с помощью линзы и получить параллельный пучок или очень маленькое фокусное пятно. Светодиодные лазеры широко используются в оптоволоконной связи.

Еще одной технологией производства излучателей является линейная светодиодная матрица высокой плотности: 300 излучателей на дюйм и даже больше; такие матрицы используются в светодиодных принтерах. При успешном развитии полупроводниковой технологии такие принтеры заменят лазерные, поскольку они проще, надежнее и обладают крайне высокой разрешающей способностью.

В области детекторов существуют несколько альтернатив простым фотодиодам и фототранзисторам, которые мы обсуждали выше, особенно когда требуется скорость или чувствительность. В разд. 15.02 мы рассмотрим PIN-диоды, приборы с зарядовой связью и усилители.

ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЫ И ДЛИННЫЕ ЛИНИИ

При передаче цифровых сигналов по кабелям или между отдельными приборами возникают специфические проблемы. Важную роль начинают играть такие эффекты, как емкостная нагрузка на быстрые сигналы, синфазные перекрестные помехи, а также эффекты «длинных линий» (отражение от несогласованной нагрузки, см. разд. 13.09). Чтобы обеспечить надежную передачу, в большинстве случаев необходимо использовать специальные средства и соответствующие интерфейсные ИС. Некоторые из этих проблем могут возникнуть даже на отдельной печатной плате, поэтому необходимо кое-что знать о способах передачи цифровых сигналов. Начнем с проблем передачи в пределах одной платы. Затем рассмотрим проблемы, возникающие при передаче сигналов между платами, по шинам данных, и наконец, при передаче сигналов между приборами по скрученным парам и коаксиальным кабелям.

9.11. Внутриплатные соединения

Ток переходного процесса выходного каскада. Двухтактная выходная схема в ТТЛ и КМОП ИС состоит из пары транзисторов, включенных между U_+ и землей. Когда состояние на выходе изменяется, существует короткий интервал времени, в котором оба транзистора находятся в открытом состоянии; на этом интервале от U_+ к земле проходит импульс тока, создавая короткий отрицательный выброс на шине U_+ и короткий положительный выброс на земляной шине. Эта ситуация показана на рис. 9.28. Предположим, что $ИС_1$ меняет свое состояние; в этом случае от шины $+5$ В к земле протекает большой кратковременный ток по указанным путям (для схем 74Fxx или 74AC(T)xx ток может достигать 100 мА). Этот ток в комбинации с индуктивностью проводников земли и L приводит к появлению, как показано на рисунке, коротких выбросов напряжения относительно опорной точки. Несмотря на то, что выбросы могут иметь длительность всего 5 ÷ 20 нс, они доставляют массу неприятностей. Предположим, например, что $ИС_2$, «простодушный свидетель», находящийся вблизи «кристалла-нарушителя», находится в состоянии низкого уровня и управляет схемой $ИС_3$, расположенной несколько дальше. Положительный выброс на земляной шине $ИС_2$ появляется и на ее

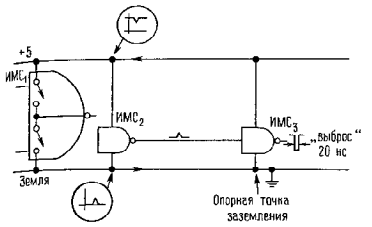


Рис. 9.28. Помехи на шине земли.

выходе и, если этот выброс достаточно велик, $ИС_3$ воспримет его как короткий выброс высокого уровня. Таким образом, на $ИС_3$, расположенной на некотором расстоянии от «возмутителя спокойствия» $ИС_1$, появится полноценный логический импульс, готовый помешать работе «добропорядочной» схемы. Много усилий не требуется для того, чтобы запустить или сбросить триггер, и такие выбросы тока по земляной шине блестящее умеют делать подобную работу.

Лучшей профилактикой против таких явлений является: а) использование большого числа земляных шин по всей плате вплоть до применения «земляных поверхностей» (одна сторона двухсторонней печатной платы целиком отводится под землю) и б) обильное использование конденсаторов развязки по всей схеме. Чем мощнее шины земли, тем меньше выбросы, индуцированные током (меньше индуктивность и сопротивление). Роль конденсаторов развязки, включенных между U_+ и землей и разбросанных по всей плате, заключается в том, чтобы передать импульсы тока по кратчайшим путям с не очень большой индуктивностью и существенно уменьшить выбросы по напряжению (конденсатор работает как локальный источник напряжения, поскольку напряжение на нем существенно не изменяется во время коротких выбросов тока). Лучше всего установить возле каждой ИС конденсатор емкостью от 0,05 до 0,1 мкФ, хотя может оказаться достаточным и один конденсатор на две-три ИС. Кроме того, для запаса энергии полезно расставить по всей плате танталовые конденсаторы большой емкости (достаточно 20 мкФ, 20 В). Между прочим, конденсаторы развязки между шинами питания и землей рекомендуется ставить в любых схемах, будь то цифровые или линейные. Они помогают превратить шины питания в низкоимпедансные источники напряжения на высоких частотах и предотвращают сигнальную связь между схемами через источник питания. Шины питания без развязок могут привести к непредусмотренному поведению схемы, колебаниям и вообще к головной боли.

Выбросы, обусловленные емкостными нагрузками. Несмотря на развязки по питанию, ваши проблемы еще не закончились. Взгляните на рис. 9.29. Цифровой выход обнаруживает паразитную емкость монтажа и входную емкость ИС, которой

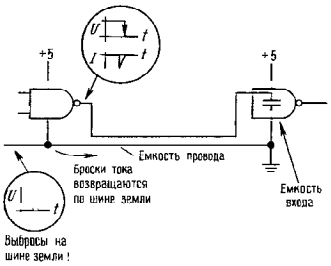


Рис. 9.29. Помехи на шине земли из-за емкостной нагрузки.

он управляет (обычно, 5–10 пФ) как часть общей нагрузки. Для того чтобы осуществить быстрый переход от состояния к состоянию, он должен отобрать от этой нагрузки или подать в нее большой ток в соответствии с $I = C(dV/dt)$. Рассмотрим, например, схему 74ACxx (5-вольтовый выходной перепад за 3 нс), которая управляет общей емкостью нагрузки 25 пФ (это соответствует 3–4 логическим нагрузкам с короткими проводниками). Ток в момент логического перехода составляет 40 мА, т. е. почти на максимальной нагрузочной способности выхода управляющей ИС! Этот ток возвращается через землю (при переходе от высокого к низкому) или через шину +5 В (при переходе от низкого к высокому), индуцируя эти «шустрые» меленькие выбросы, о которых шла речь ранее (для того чтобы получить представление об их величине, примите к сведению тот факт, что индуктивность монтажа составляет примерно 5нГн/см. На дюйме земляного провода, по которому протекает этот ток логического перехода, появится выброс $U = L(dI/dt) = 0{,}2$ В). Если ИС окажется октальным буфером с одновременными переходами на полдюжине выходов, то выбросы по земле превысят 1 В; см. рис. 8.95. Похожие выбросы по земле (хотя и поменьше) появятся вблизи управляемой ИС, где выбросы тока возвращаются на землю через входную емкость управляемого прибора.

В синхронных системах с большим числом элементов, одновременно меняющих состояние, ситуация с выбросами-помехами становится настолько серьезной, что схема не в состоянии работать надежно. Особое значение это приобретает для больших печатных плат с длинными межсоединениями и длинным земляным путем. В такой схеме могут происходить сбои, когда целая группа линий данных меняет свое состояние от верхнего уровня к низкому, вызывая появление кратковременного очень большого тока по земле. Такая информационная зависимость является характерной особенностью сбоев, обусловленных помехами, и хорошим обоснованием для прогона расширенных тестов памяти в микропроцессорных системах (в которых обычно имеется 16 линий данных и 24 адресных линии с самым разнообразным распределением информации).

Наилучший подход к проектированию состоит в том, чтобы использовать массивную разводку земли (для обеспечения низкой индуктивности), лучше всего в виде внутреннего слоя земли на многослойной плате (см. гл. 12) или по крайней мере перпендикулярных земляных проводников с обоих сторон более простой двухсторонней платы. Обильное использование конденсаторов развязки обязательно. Острота этих проблем не так велика для высоковольтных КМОП-элементов (благодаря медленным фронтам); с другой стороны, для логических семейств F, AS и AC(T) эти проблемы достигают наивысшей остроты. Действительно, семейство AC(T) настолько склонно к динамическим выбросам тока, что некоторые изготовители (начиная с TI) отказались от традиционного «углового» расположения выводов земли/питания в пользу «центрального» расположения с более низкой индуктивностью выводов: они пошли еще дальше, использовав для снижения индуктивности земли четыре соседних вывода. Учитывая эти проблемы, лучше не применять без нужды быстродействующее логическое семейство; вот почему мы рекомендовали использовать для общих целей логику HC, а не AC.

9.12. Межплатные соединения

В случае логических сигналов, передаваемых между платами, возможностей для появления помех становится все больше. Возрастает емкость проводников, цепь земли становится длиннее, поскольку теперь она проходит по кабелям, разъемным соединителям, платным расширителям и т. п. Поэтому выбросы по земле, возникающие за счет токов во время логических переходов, как правило, больше и вызывают больше беспокойств. Лучше всего стараться избегать передачи между платами тактирующих сигналов с большим коэффициентом разветвления, если

это возможно; а провода заземления к отдельным платам сделать достаточно мощными. Если тактирующие сигналы все же передаются между платами, то целесообразно использовать на каждой плате вентиль в качестве входного буфера. В крайнем случае может понадобится ИС линейного формирователя и приемника, но об этом несколько позже. В любом случае критические схемы лучше располагать на одной плате: у вас появляется возможность контролировать индуктивность цепи земли и свести к минимуму емкость монтажа. Проблемы, с которыми вы столкнетесь при пересылке быстрых сигналов через несколько плат, трудно даже оценить: они могут обернуться настоящим бедствием для всего проекта.

9.13. Шины данных

Когда большое число подсхем объединяются в шину данных (более подробно об этом см. гл. 10 и 11), упомянутые проблемы становятся еще более острыми. Более того, появляются новые моменты – эффекты длинных линий, обусловленные длиной и индуктивностью самих сигнальных линий. Для самых быстрых ЭСЛ ИС (ECL III, ECL100K с фронтом менее 1 нс) эти эффекты становятся настолько важными, что все сигнальные цепи длиной более 1 дюйма следует рассматривать как линии передачи и соответствующим образом их согласовывать.

Для шин данных любой существенной длины (1 фут и более) наилучшим подходом, по-видимому, является применение объединительной платы с «земляной плоскостью». Объединительная плата (см. гл. 12) представляет собой простую печатную плату, содержащую ряд разъемных соединителей под печатный монтаж для подключения отдельных схемных плат, составляющих всю логическую схему. Объединительные платы – это экономное решение проблемы объединения плат, а если они выполнены соответствующим образом, то и решение электрических проблем. Проводники, расположенные вблизи земли, имеют меньшую индуктивность и менее склонны к образованию емкостной связи с близлежащими сигнальными линиями, поэтому для создания простой объединительной платы все сигнальные линии следует расположить на одной стороне, а другую сторону отвести под основательную земляную плоскость (двухсторонние печатные платы имеют широкое распространение, но для сложных схем все чаще начинают применять многослойные печатные платы).

Последнее замечание на эту тему. Когда эффекты длинной линии типа «звонов» и выбросов по земле сильно вас допекут, вы, возможно, в отчаянии прибегнете к распространенному приему: подключить конденсатор прямо к вентилю, управляемому длинной линией. Мы сами делали это неоднократно, тем не менее мы не рекомендуем прибегать к этому малоизящному приему, поскольку он только усложняет проблему больших токов по земле во время логических переходов (см. разд. 9.11).

Оконечная нагрузка шин. Сигнальные линии шин большой длины принято нагружать на самом дальнем конце резисторами, подключенными к питанию или к земле. Длинные пары проводов или коаксиальные кабели обладают «характеристическим импедансом» Z_0 (об этом пойдет речь в гл. 13). Сигнал, распространяющийся по кабелю, который нагружен этим импедансом (кстати, всегда резистивный), полностью поглощается без всяких отражений. Любая другая величина нагрузки, в том числе и холостой ход, вызывает отраженные волны, амплитуда и фаза которых зависит от рассогласования импедансов. Ширина печатных проводников и расстояние между ними таковы, что характеристический импеданс линий связи на печатной плате составляет примерно 100 Ом, что почти соответствует характеристическому импедансу скрученной пары из обычного изолированного провода 24-го калибра или другого, близкого сечения.

Распространенным способом завершения ТТЛ-шины является подключение делителя напряжения между +5 В и землей. Логический высокий уровень удерживается при этом на уровне +3 В, а это

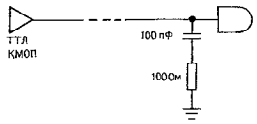


Рис. 9.30. Нагрузка по переменной составляющей.

означает, что при переключении нужен меньший перепад напряжения и поэтому через емкость нагрузки протекает меньший ток. Обычно выбирают комбинацию из резисторов 180 и 390 Ом, подключенных соответственно к +5 В и земле (рис. 9.32). Другой способ, хорошо работающий и для ТТЛ и для КМОП, состоит в том, чтобы использовать нагрузку по переменному току, состоящую из последовательной цепочки резистор–конденсатор между линией данных и землей (рис. 9.30). Величина резистора обычно выбирается близкой к характеристическому импедансу шины (типовое значение 100 Ом); величина емкости должна быть выбрана из расчета низкого емкостного сопротивления на частоте, равной обратной величине времени подъема сигнала (в общем случае достаточно 100 пкФ).

Шинные формирователи. Если линии шин имеют большую длину или большой коэффициент разветвления, то необходимо использовать специальные логические элементы с высокой нагрузочной способностью по току. Ниже перечислены наиболее известные элементы этого типа.

Тип	Описание
'365-8	шесть схем, 3 состояния
'1004,34	шесть схем, 2 состояния
'11004 34	шесть схем, 2 состояния, односторонние
'240-4	восемь схем, 3 состояния
'540-1	восемь схем, 3 состояния, односторонние
'827-8	10 разрядов, 3 состояния, односторонние

Семейство	Ток отвода отдачи, мА
LS	24/15
AS, F	64/15
AS1xxx	48 48
HC(T)	6/6
AC(T)	24 24
Am298xx	48 24

«Односторонние» означает, что входные и выходные выводы ИС расположены на противоположных сторонах корпуса. Существуют также ИС-приемо/передатчиков с соответствующей нагрузочной способностью; они могут использоваться как буферы данных в любом направлении благодаря применению на каждой линии данных параллельных пар буферов с 3-я состояниями, включенных навстречу друг другу; вход «направление» определяет, в какую сторону будут передаваться данные. Другие типы приборов приведены в табл. 8.4 и табл. 8.5.

9.14. Кабельные связи

Передачу цифровых сигналов от одного устройства к другому нельзя осуществлять с помощью простого одиночного проводника, такое соединение подвержено влиянию взаимных помех. Цифровые сигналы обычно передаются по коаксиальным кабелям, скрученным парам, плоским кабелям (иногда с земляной поверхностью или в экране), многожильным кабелям и все чаще по оптоволоконным кабелям. Мы встретимся еще раз с коаксиальными кабелями (нежно называемыми «коаксами») в гл. 13 в связи с радиочастотной техникой; здесь же мы намерены рассмотреть некоторые способы передачи цифровых сигналов между коробками с электроникой, поскольку эти способы составляют важную часть цифрового сопряжения. В большинстве случаев существуют специализированные ИС формирователей/приемников, способные облегчить вашу работу.

Стандарт RS-232. Для сравнительно медленной передачи сигналов (несколько тысяч бит в секунду) по многожильным кабелям обычно используют известный сигнальный стандарт RS-232C (или более новый RS-232D). Стандартом определены биполярные уровни от ±5 до ±15 В (для формирователей необходимы положительное и отрицательное напряжения питания, но приемники обычно этого не требуют); приемники допускают, как правило, управление гистерезисом и временем отклика под конкретную ситуацию с помехами; применяя стандарт RS-232, вы можете

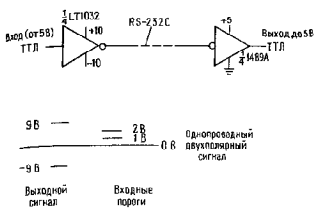


Рис. 9.31. Кабельные приемники и передатчики высокой помехоустойчивости; выполнены по стандарту RS-232.

использовать многожильный кабель без всякой экранировки, так как максимальная скорость изменения напряжения формирователей для минимизации перекрестных помех намерено ограничена величиной 30 В/мкс. Кроме основного ТТЛ-совместимого элемента, состоящего из 4 пар «формирователь/приемник» (1488/1489), в настоящее время имеется несколько улучшенных ИС, включая маломощные варианты (LT1032, 1039 и MC145406, см. разд. 14.47) и варианты, работающие от одного источника +5 В (серии MAX-232 и LT1130, LT1080). Последние содержат преобразователь напряжения для формирования необходимого отрицательного напряжения. Типовая схема показана на рис. 9.31.

RS-232 широко используется для обеспечения связи между компьютерами и терминалами на стандартизованных скоростях передачи данных, входящих в диапазон от 110 до 38400 бит/с. Полный стандарт определяет даже распайку контактов 25-контактного субминиатюрного соединителя типа D и используется для передачи данных в коде ASCII (см. разд. 10.19).

Непосредственное управление от 5-вольтовой логики. Линиями средней длины, как и шинами данных, можно управлять непосредственно логическими уровнями; в общем случае необходимы вентили с большой нагрузочной способностью по току (см. приведенный выше перечень под заголовком «шинные формирователи»). На рис. 9.32 показано несколько способов

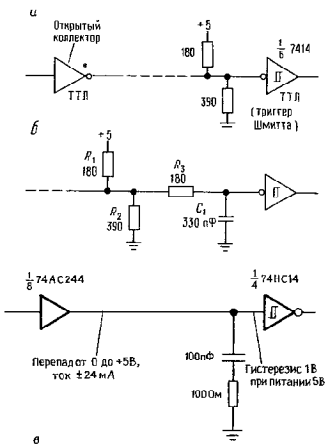


Рис. 9.32. Оконечные цепи с формированием логических уровней.

управления. На первой схеме буфер (может иметь открытый коллектор) управляет нагруженной линией с ТТЛ-триггером Шмитта в качестве приемника для повышения помехоустойчивости. Если уровень помех высок, то можно использовать, как показано на второй схеме, замедляющую *RC*-цепь с подстройкой постоянной времени (и скорости передачи!) в соответствии с конкретной обстановкой. В этой схеме триггер Шмитта играет важную роль. В последней схеме мощный КМОП-буфер управляет линией с комплексной нагрузкой и КМОП-триггером Шмитта в качестве приемника.

Непосредственное управление с помощью логических уровней будет нормально работать на скрученной паре, плоском и коаксиальном кабелях средней длины (около 3 м). Из-за быстрых фронтов большое значение приобретает емкостная связь с соседними линиями. Обычное «лекарство» – это чередование с земляными линиями или спаривание сигнальных линий с

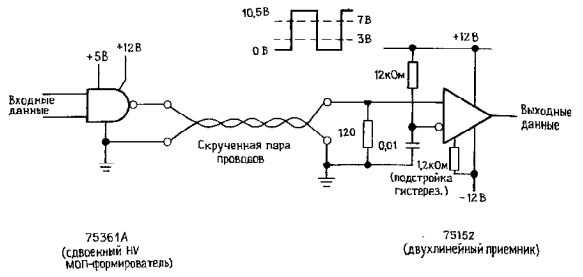


Рис. 9.33. Повышение помехоустойчивости с помощью высоковольтного кабельного формирователя.

земляными (скрученная пара) Проблема взаимосвязи сигналов практически лишает возможности осуществить непосредственное управление от логики с использованием многожильных кабелей. В следующем разделе мы покажем несколько интересных осциллограмм, иллюстрирующих эту проблему, и познакомим с другим эффективным «лекарством», дифференциальным логическим управлением.

Важное замечание: никогда не пытайтесь управлять длинными линиями от небуферированных тактируемых элементов (триггеров, одновибраторов, счетчиков и некоторых регистров сдвига); емкостная нагрузка и эффекты «длинных линий» могут вызвать неправильное поведение схемы. «Буферированные» элементы содержат выходные формирователи, включенные между внутренними регистрами и выходными контактами и поэтому «не видят» реальных сигналов (с плохими параметрами) на выходных линиях и не сталкиваются с этой проблемой.

Управление от высоковольтной логики. Если для передачи сигналов по кабелям вы используете непосредственное управление от логики, то вы можете повысить помехоустойчивость, увеличивая перепад сигналов. В примере, показанном на рис. 9.33, в качестве генератора 12-вольтового логического перепада для скрученной пары используется элемент 75361 «формирователь ТТЛ–МОП». Приемником является элемент 75152, который позволяет устанавливать входной порог (входное сопротивление составляет примерно 9 кОм, следовательно, резистор смещения 12 кОм установит порог на +5 В) и гистерезис (в данном случае до ±2 В). Нагрузка линии 120 Ом согласовывает характеристический импеданс скрученной пары.

Трапецеидальное управление. Для снижения остроты проблемы емкостной связи с соседними линиями фирма National изготавливает линейные формирователи приемники (серии DS3662, DS3890) с управляемым временем переключения формирователя в сочетании с управляемым временем отклика приемника. По существу это сводится к управлению линией, нагруженной на схему, показанную на рис. 9.32.

Дифференциальное управление; стандарт RS-422. Намного более высокую помехоустойчивость можно получить, используя дифференциальные сигналы, т. е. подавая Q и Q' на скрученную пару с дифференциальным приемником (рис. 9.34). Здесь парные ТТЛ-инверторы посылают в нагруженную скрученную пару прямой и инверсный сигналы, а дифференциальный линейный приемник 75115 воспроизводит чистые уровни ТТЛ. Мы выбрали биполярные ТТЛ-формирователи, а не КМОП, поскольку они менее склонны к разрушению от статического электричества и к тиристорному защелкиванию из-за отражений в линии. Эта схема обеспечивает высокую степень подавления синфазных помех и восстанавливает четкие логические

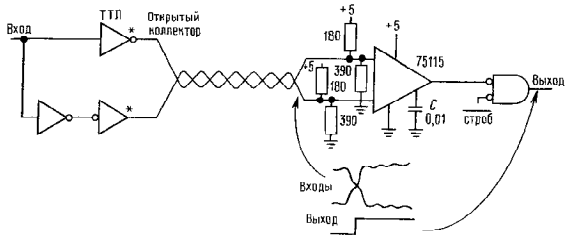


Рис. 9.34. Быстродействующие дифференциальные кабельные ТТЛ-передатчики и приемники.

уровни из линейных сигналов, которые могут выглядеть довольно устрашающе. Показанная на рисунке форма колебаний дает лишь общее представление о том, что можно увидеть на отдельных сигнальных линиях в сравнительной чистой системе; реальные сигналы могут быть довольно сильно искажены, хотя и будут оставаться монотонными (отсутствует обратная волна).

Примером линейного приемника с настраиваемым временем отклика является элемент 75115; другой дифференциальный приемник (75152) позволяет управлять гистерезисом. Для душевного спокойствия желательно использовать приемник с гистерезисом (и с настраиваемой постоянной времени); такие приемники как раз и призваны для того, чтобы разбираться с самыми причудливыми формами сигналов.

Формирователи с отводом тока. Элементы типа 75S110 и MC3453 имеют коммутируемые выходы с отводом тока, которые можно использовать как выходы для однопроводной схемы или, как показано на рис. 9.35, в дифференциальном режиме. Элемент 75107 является парным дифференциальным приемником, который обычно используется с согласующей нагрузкой, как показано на рисунке. Несколько формирователей могут совместно использовать одну дифференциальную линию в режиме «групповой линии», поскольку их выходы могут отключаться в 3-е состояние; в этом случае нагрузку на каждом формирователе не ставят, а переносят ее в самый дальний от приемника конец линии.

Наш опыт показывает, что дифференциальные формирователи с отводом тока позволяют достичь действительно впечатляющей скорости передачи данных. Это объясняется, по-видимому, тем, что высокоимпедансное управление с отдачей тока гарантирует возможность нагрузки кабеля на его характеристическое сопротивление для обоих состояний формирователя. В соответствии с техническими данными скорость передачи составляет более 1 Мбит/с на линии длиной 500 м и достигает 10 Мбит/с на линии длиной несколько десятков метров и менее.

Реальные осциллограммы, приведенные на рис. 9.36, показывают, насколько эффективным может оказаться дифференциальное управление с отводом тока при репе-

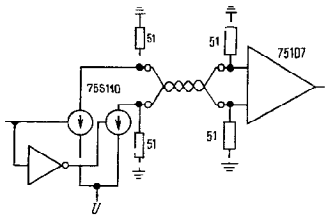


Рис. 9.35. Дифференциальная схема токовой связи с приемником

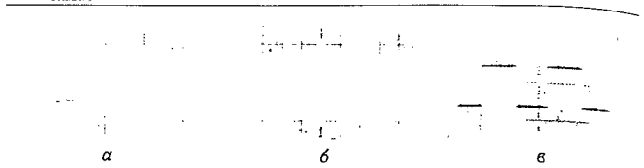


Рис. 9.36. Осциллограммы, показывающие превосходную помехоустойчивость дифференциальной передачи данных (дифференциальный приемник 75108). (С разрешения фирмы Texas Instruments.) *а* – вход приемника (+); *б* – вход приемника (–); *в* – выход приемника.

нии проблемы синфазных помех. На представленном примере сигнал с размахом 50 мВ «загрязнен» синфазной помехой с размахом 4 В.

Стандарт RS-422/423. Этот стандарт передачи данных, разработанный с целью замены распространенного стандарта RS-232, предназначен прежде всего для работы со скрученной парой или плоским кабелем. Его можно использовать как в несбалансированной схеме (RS-423, 100 кбит/с макс.), так и сбалансированной схеме (RS-422, 10 Мбит/с макс.). В несбалансированном режиме можно использовать биполярные сигнальные уровни (источники ±5 В) с управляемой скоростью нарастания, как и в RS-232. В сбалансированном режиме используются однополярные ТТЛ-уровни (и по одному источнику питания +5 В) без ограничения скорости нарастания. На рис. 9.37 показана зависимость реальной скорости передачи данных от длины линии.

Распространенной серией формирователей/приемников для RS-422/3 является серия 26LS30-34 фирмы AMD с расширенной вторичной поставкой от других изготовителей; более поздние элементы 75ALS192/4 и серия DS34F30/80 имеют повышенное быстродействие при меньшей мощности. Мы использовали RS-422 для плоского кабеля из скрученных пар в том случае, когда хотели объединить параллельные порты и управляющие сигналы набора из 144 микропроцессорных плат в схему типа «звезды». Мы изготовили 9 групп по 16 процессорных плат; каждая группа содержала также одну интерфейсную плату, и использовали ТТЛ-сигналы между процессорами и в интерфейсе; затем, объединив 9 интерфейсных плат, мы подключили их к внешнему

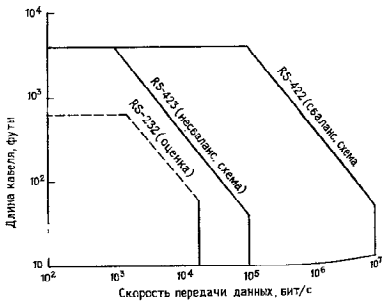


Рис. 9.37. Зависимость между скоростью передачи данных при последовательной связи и длиной кабеля

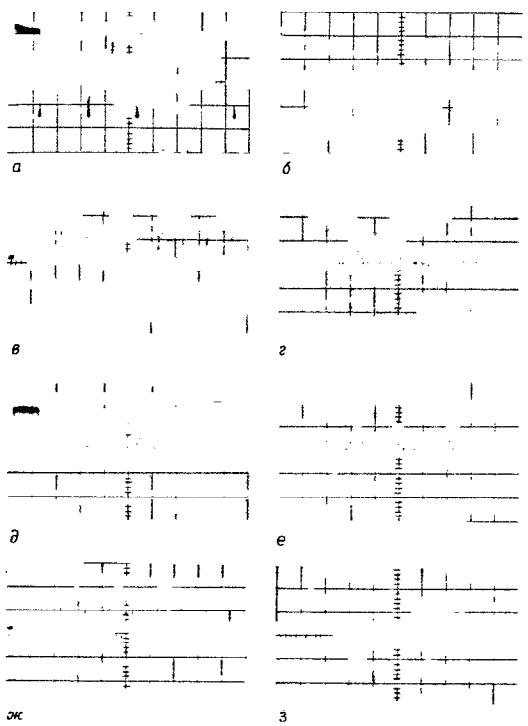


Рис. 9.38. Ухудшение параметров и перекрестные помехи цифровых сигналов. *а* – прямоугольные импульсы с ТТЛ-уровнями частотой 1 МГц на 10 футах ненагруженного плоского кабеля с заземлениями через определенные интервалы. 1 В дел.; *б* – парный провод к *а* с низким ТТЛ-уровнем; *в*, *г* – то же, что *а* и *б*, но с нагрузкой 220 330 Ом, подключенной к +5 В; *д*, *е* – то же, что *в*, *г*, но с использованием скрученной пары вместо плоского кабеля; *ж*, *з* – то же, что *в*, *г*, но с использованием плоского кабеля с земляной платой.

компьютеру с помощью RS-422 (по дифференциальной схеме). Полная длина кабеля составила примерно 8 м с шунтированием каждой пары с обоих концов резисторами 100 Ом. Вся система чрезвычайно проста и надежно работает на нашей скорости передачи около 1 Мбит/с.

Мы предпочитаем использовать дифференциальную передачу сигналов в тех случаях, где важную роль играют надежность и хорошая помехозащищенность. За счет эффектов компенсации дифференциальный сигнал обеспечивает низкую степень связи с другими сигналами («пере-

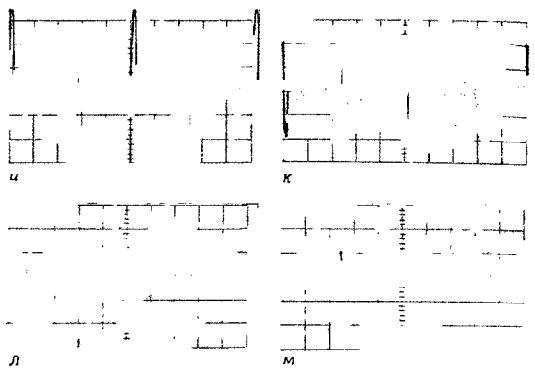


Рис. 9.38. Продолжение.
и – пара с низким уровнем для RS-422, на 100 футах плоского кабеля, смежного с парой, по которой проходят дифференциальные прямоугольные импульсы RS-422 частотой 100 кГц; 0,1 В дел. (заметьте, что масштаб изменился); *к* – то же, что *и*, но сигналы разделены заземленной парой; *л*, *м* – то же, что *и*, *к*, но вместо плоского кабеля используется «скрученная и плоская» пара.

крестные помехи»). Использование скрученной пары, а не плоского кабеля, даже улучшает работу. На рис. 9.38 показано несколько осциллограмм, полученных для RS-422 и для непосредственного управления от логики с использованием как плоского кабеля, так и плоской скрученной пары (последняя была в действительности вариантом, известным под названием «скрученный и плоский»; это соединение состоит из жгута скрученных пар, прерываемых на 0,05 м через каждые 0,5 м для того, чтобы сделать плоскую выводную площадку). Для RS-422 мы использовали 30-метровый кабель, по одной паре которого мы передавали сигнал с размахом 6 В частотой 100 кГц и наблюдали за перекрестными помехами на соседней паре: обе пары были нагружены. При непосредственном управлении от логики использовались формирователи 74LS244 на частоте 1 МГц с 3-метровым кабелем в двух вариантах: с нагрузкой и без нагрузки. Осциллограммы с очевидностью показывают, что RS-422 чрезвычайно надежен даже при передаче по длинному кабелю, в то время как непосредственное управление от логики весьма ограничено в своих возможностях даже на средних длинах, хотя его можно несколько улучшить, используя нагрузку и плоский кабель с общей земляной поверхностью. Вопреки ожиданиям, скрученная пара оказалась нисколько не лучше плоского кабеля при непосредственном управлении от логики.

Дифференциальные линейные приемники работают нормально до тех пор, пока принимаемые сигналы находятся в пределах допустимого диапазона синфазных напряжений, обычно в несколько вольт (для 75108- ±3 В). При использовании длинных линий вы можете, однако, очутиться в ситуации либо высокочастотных синфазных помех, либо низкочастотных разностей напряжений между источником и линией, превышающими в обоих случаях синфазный диапазон приемника. Если эти проблемы встают слишком остро, можно использовать пару резистивных делителей на входе приемника, или использовать приемник с встроенным аттенюатором, например 26LS33, приемник для RS-422 с синфазным диапазоном ±15 В.

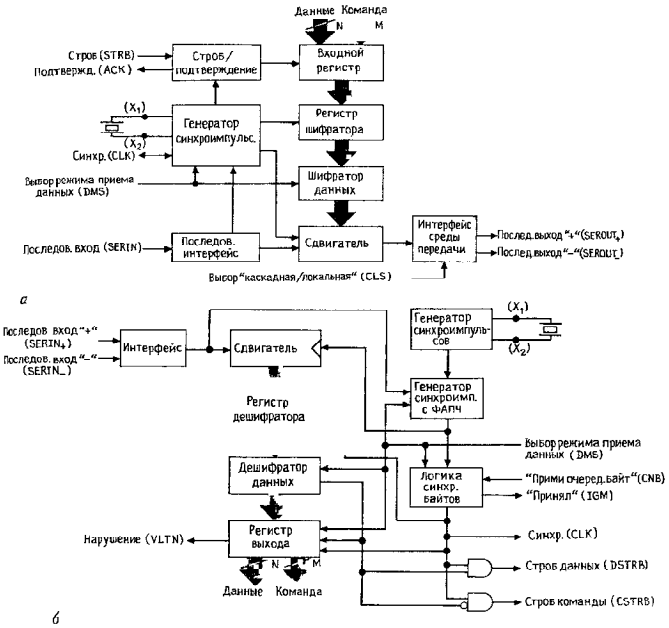


Рис. 9.39. Набор кристаллов AMD TAXI для быстродействующей линии последовательной связи. (С разрешения фирмы Advanced Micro Devices). *а* – передатчик Am7968; *б* – приемник Am7969.

При передаче сигналов по действительно длинным кабелям или при передаче в условиях очень сильных помех обычно используют индуктивную связь. Применение трансформаторы, вы, разумеется, лишаетесь возможности передавать логические сигналы постоянного тока: вы вынуждены кодировать данные определенным способом, например с использованием «несущего» сигнала. Локальные сети (см. разд. 10.21) обычно используют индуктивную связь.

Кристалл TAXI фирмы AMD. Фирмой AMD разработана весьма интересная пара дифференциальных передатчиков, приемников, Am7968,9, содержащая для облегчения применения все разновидности внутренних регистров (рис. 9.39). Вы можете, например, рассматривать ИС передатчика как 8-битовую защелку со стробированием и квитированием; схема в таком применении преобразует байты в последовательные данные, дополняет

эту последовательность соответствующими битами синхронизации, передает данные в последовательную линию связи и воспроизводит байты на другом конце. По отношению к пользователю линия выглядит как простой параллельный регистр. Эти ИС содержат кабельные формирователи и приемники для 50-омного кабеля, работающие от одного источника питания +5 В; они обладают достаточно высоким быстродействием: скорость передачи данных составляет 32–100 Мбит/с (от 4 до 12,5 Мбит/с). ИС TAXI предназначены для сверхскоростных линий передачи данных общего назначения со связью по перемешому или постоянному току. Реальной средой передачи может быть простое соединение через провода, скрученные пары, коаксиальные кабели, кабели с трансформаторной связью или даже волоконно-оптические линии.

Формирователи для коаксиальных кабелей. Благодаря своей геометрии коаксиальные кабели обладают очень хорошей защитой от внешних влияний. Кроме того, однородность диаметра и внутренних размеров (по сравнению со случайными отклонениями в случае жгутов и скрученных пар) позволяет достаточно точно предсказывать величину характеристического импеданса и, следовательно, обеспечить превосходные условия для передачи; именно по этой причине только они используются для передачи аналоговых радиочастотных сигналов.

Существуют несколько пар формирователей/приемников, удобных для цифровой передачи по коаксиальному кабелю; пример показан на рис. 9.40. Кабель нагружен на характеристическое сопротивление, в данном случае 51 Ом. Элемент 8T23 может непосредственно управлять 50-омной

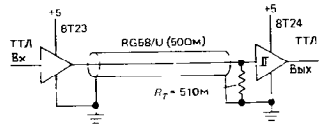


Рис. 9.40. Передатчик и приемник для 50-омного кабеля

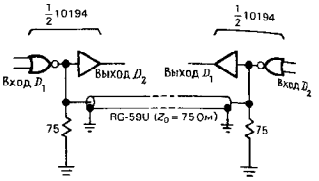


Рис. 9.41. Токовый приемопередатчик ЭСЛ (дуплексный).

нагрузкой, а 8T24 обладает гистерезисом фиксированной величины для обеспечения помехоустойчивости и малым временем переключения выхода. Скорость передачи в такой схеме достигает 100 кбит/с на кабеле в 1609 м и до 20 Мбит/с на более коротких линиях. Другая пара формирователей/приемников входит в интерфейсные семейства 8T*xx* и 75*xxx*. Элементы 74F3037 (счетверенный) и 74F30244 (октальный) предназначены для управления кабелями с импедансом ниже 30 Ом (например, кабелем, нагруженным с двух концов). При управлении 50-омными коаксиальными линиями непременно используйте приемники с соответствующими техническими характеристиками, поскольку уровни напряжений на нагруженном кабеле могут оказаться меньше обычных логических уровней.

Различные семейства ЭСЛ содержат несколько пар формирователей/приемников для 50-омных коаксиальных линий, например 10128/10129. Превосходным коаксиальным формирователем является ИС10194; по существу это шинный приемопередатчик, предназначенный для одновременной передачи и приема по одной линии (дуплексная связь, рис. 9.41). При использовании этого способа каждая ИС может осуществлять передачу к другому приемопередатчику и одновременно принимать от него данные в асинхронном режиме без перекрестных помех на скорости 100 МГц и выше.

С помощью одного эмиттерного *при*повторителя вы можете непосредственно управлять коаксиальным кабелем определенной длины от +5-вольтовой логики

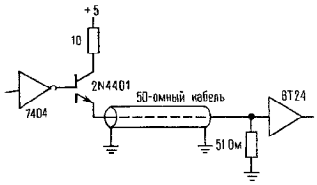


Рис. 9.42. Простой формирователь для 50-омного кабеля.

(рис. 9.42). Транзистор 2N4401 – это небольшой мощный транзистор с большим коэффициентом усиления по току в схеме с общим эмиттером при большом токе ($h_{21э} > 100$ при $I_К = 150$ мА). 10-омный резистор включен для защиты от короткого замыкания. По сравнению с тщательно спроектированным и дорогостоящими ИС-формирователями для 50-омных кабелей эта схема до удивления проста. Заметьте, что для нормальной работы выход с открытым эмиттером должен нагружаться на низкое сопротивление на землю, что справедливо и для некоторых интегральных кабельных формирователей.

Волоконно-оптические кабели. Новый многообещающий способ передачи сигналов основан на применении волоконно-оптических кабелей. Это кабели с превосходным пластиковым покрытием с согласующими соединителями, излучателями и детекторами. Высококачественные волоконно-оптические кабели могут осуществлять передачу в полосе частот до нескольких гигагерц на расстояния в десятки и сотни километров без потери дробных децибел на километр. По сравнению с коаксиальными кабелями, которые могут иметь разброс параметров (скорость распространения зависит от частоты, количество потерь также определяется частотой, что вызывает искажения колебаний), дисперсия волоконно-оптических кабелей незначительна. Кроме того, волоконно-оптические кабели являются изоляторами, поэтому их можно использовать для передачи сигналов между устройствами с изолированной землей, или на различных напряжениях. В отличие от обычных кабелей они не являются антеннами по отношению к радиочастотным и импульсным помехам. Они легче, безопаснее, обладают более высокой стойкостью, чем традиционные кабели, к тому же, они потенциально дешевле.

Существует несколько типов волоконно-оптических кабелей, позволяющих сделать выбор между стоимостью и производительностью (длина на ширину полосы).

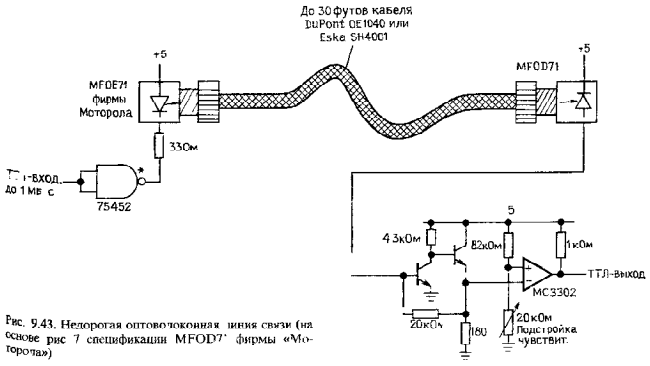


Рис. 9.43. Недорогая оптоволоконная линия связи (на основе рис 7 спецификации MFOD7' фирмы «Моторола»)

Самым дешевым является многомодовое волокно со ступенчатым изменением коэффициента преломления; обычно это пластиковое волокно диаметром 1 мм. Вы можете передавать по нему излучение инфракрасного светодиода (а не лазерного диода), а в качестве детектора использовать фототранзистор или $p-i-n$-диод. Фирма Motorola производит недорогой набор формирователей/приемников (менее доллара за штуку); элементы этого набора прямо насаживаются на кабель в оболочке (серия MFOE71/MFOD71-73); с их помощью можно передавать данные со скоростью 5 Мбит/с по 10-метровому пластиковому кабелю, описанному выше (см. рис. 9.43). Кабели более высокого качества используют стекловолокна – многомодовые со ступенчатым изменением коэффициента преломления, многомодовые с плавным изменением коэффициента преломления (лучше) или одномодовые (самые лучшие). Используя стекловолокно 200 мкм со ступенчатым изменением коэффициента преломления, можно достичь скорости 5 Мбит/с на 1 км пути со стандартными волоконно-оптическими компонентами, включающими соединители, элементы связи, делители/объединители и детекторы с встроенными усилителями. Последним достижением в области широкополосной волоконно-оптической дальней связи является 4 ГГц на 120 км пути без повторителей.

АНАЛОГО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ

9.15. Введение в аналого-цифровое преобразование

Кроме чисто «цифрового» сопряжения (ключи, лампы и т. п.), которое обсуждалось в предыдущих разделах, часто требуется преобразовать аналоговый сигнал в число, пропорциональное амплитуде сигнала и наоборот. Это играет важную роль в тех случаях, когда компьютер или процессор регистрируют или контролируют ход эксперимента или технологического процесса, или всякий раз, когда цифровая техника используется для выполнения традиционно аналоговой работы. Аналого-цифровое преобразование следует использовать в областях, где для обеспечения помехоустойчивой и шумозащищенной передачи аналоговая информация преобразуется в промежуточную цифровую форму (например, «цифровая звукотехника» или импульсно-кодовая модуляция). Это требуется в самых разнообразных измерительных средствах (включая обычные настольные приборы типа цифровых универсальных измерительных приборов и более экзотические приборы, такие, как усреднители переходных процессов, «ловушки для выбросов» и осциллографы с цифровой памятью), а также в устройствах генерации и обработки сигналов, таких, как цифровые синтезаторы колебаний и устройства шифрования данных.

И наконец, техника преобразования является существенной составляющей способов формирования аналоговых изображений с помощью цифровых средств, например, показаний измерительных приборов или двухкоординатных изображений, создаваемых компьютером. Даже в относительно простой электронной аппаратуре существует масса возможностей для применения аналого-цифрового и цифро-аналогового преобразования, так что знакомство с различными способами и доступными модулями, используемыми в аналого-цифровом преобразовании, весьма полезно, тем более, что в настоящее время можно приобрести АЦП и ЦАП по 5 долл. за штуку.

Наше знакомство с различными методами преобразования не будет носить характер курса по проектированию преобразователей. Мы попытаемся показать преимущества и недостатки каждого метода, поскольку в большинстве случаев задача состоит в том, чтобы купить коммерчески доступный кристалл или модуль, а не построить его с начала до конца. Понимание техники преобразования и знание особенностей методов преобразования будут руководить вами при выборе блока из сотни доступных.

Коды. Здесь вы должны вспомнить разд. 8.03, в котором описаны различные

числовые коды, используемые для представления чисел со знаком. В схемах А/Ц-преобразования используют обычно смещенный двоичный и дополнительный коды, время от времени появляются также прямой код со знаком и код Грея. Дополним ваши воспоминания:

	Смещенный двоичный код	Дополнительный код
+ Полная шкала	11111111	01111111
+ Полная шкала −1	11111110	01111110
↓	↓	↓
0 + 1 МЗР	10000001	00000001
0	10000000	00000000
0 − 1 МЗР	01111111	11111111
↓	↓	↓
− Полная шкала +1	00000001	10000001
− Полная шкала	00000000	10000000

Погрешности преобразователей. Погрешности А/Ц- и Ц/А-преобразований – весьма сложная тема, которой можно посвятить целые тома. Как выразился Берни Гордон из фирмы Analogic, если вы полагаете, что система преобразования высокой точности живет в соответствии с объявленными техническими данными, то вы, вероятно, не достаточно близко с ней познакомились. Мы не будем следовать такому прикладному сценарию с тем, чтобы поддержать высказывание Берни, но покажем 4 наиболее общих типа погрешностей преобразования. Не желая утомлять вас умными разговорами, мы просто представим графики, не требующие пояснений, для 4-х наиболее распространенных

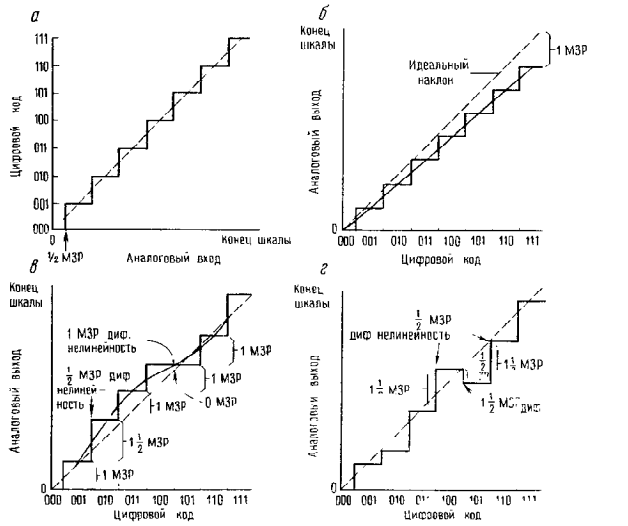


Рис. 9.44. Четыре основных типа погрешностей аналого-цифрового преобразования (С разрешения фирмы National Semiconductor.) *а* – передаточная характеристика АЦП ... сдвигом нуля на ... МЗР; *б* – линейная погрешность шкалы на 1 МЗР; *в* – ±1/2 МЗР нелинейности (включая возможную погрешность 1 МЗР); 1 МЗР дифференциальной нелинейности (при сохранении монотонности: ... немонотонность (нелинейность должна быть больше ±1/2 МЗР).

типов погрешностей: погрешности сдвига, погрешности шкалы, нелинейность и немонотонность (рис. 9.44).

9.16. Цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП)

Цель состоит в том, чтобы преобразовать количество, определенное в виде двоичного числа (или многоразрядного двоично-десятичного числа), в напряжение или ток, пропорциональное значению цифрового входа. Рассмотрим несколько распространенных способов преобразования.

Включение масштабирующих резисторов в суммирующее соединение. Как вы уже видели в разд. 4.09, подключая несколько резисторов к суммирующему входу операционного усилителя, на выходе можно получить напряжение, пропорциональное взвешенной сумме входных напряжений (рис. 9.45). Напряжение на выходе этой схемы изменяется от 0 до 10 В, причем максимальный выход соответствует входному числу 64. Действительно, максимальное входное число всегда равно $2^n - 1$, т. е. все разряды находятся в «1». В данном случае максимальное входное число равно 63, а соответствующее выходное напряжение равно $-10 \times 63/64$. Изменяя резистор обратной связи, можно добиться, чтобы выход изменялся от 0 до $-6{,}3$ В (т. е. сделать так, чтобы выход в вольтах был бы численно равен $-1/10$ входного числа), можно добавить также инвертирующий усилитель или постоянное смещение на суммирующий вход, чтобы получить положительный выход. Изменяя значения входных резисторов, можно соответствующим образом преобразовать многоразрядный двоично-десятичный входной код, или любой другой взвешенный код. Входные напряжения должны соответствовать точным эталонам; чем меньше значение входного резистора, тем большую точность он должен иметь. Разумеется, сопротивление переключения должно быть меньше чем $1/2^n$ величины самого маленького резистора: это важное замечание, поскольку переключение во всех реальных схемах выполняется с помощью транзисторов или ключей на МОП-транзисторах. Этот способ преобразования используется только в быстрых преобразователях низкой точности.

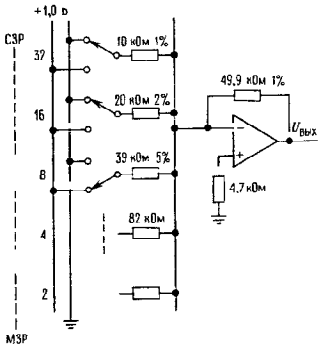


Рис. 9.45.

Упражнение 9.2. Спроектируйте 2-разрядный двоично-десятичный ЦАП. Используйте входы с перепадом от 0 до +1 В, выход при этом должен изменяться от 0 до 9,9 В.

Цепная R-2R-схема. Способ масштабирующих резисторов становится неудобным, если преобразованию подвергаются много разрядов. Например, для 12-разрядного преобразователя потребуется соотношение величин резисторов 2000:1 с соответствующей точностью самого маленького резистора. Цепная *R-2R*-схема, показанная на рис. 9.46, приводит к изящному решению этой задачи. Здесь требуются только 2 значения резисторов, по которым *R-2R*-схема формирует токи с двоичным масштабированием. Резисторы, конечно, должны быть точно подобраны, хотя действительные их величины не так существенны. Приведенная схема формирует выходное напряжение от 0 до -10 В с полным выходом, соответствующим числу 16 (опять же максимальное входное число равно 15 при выходном напряжении $10 \times 15/16$). Для двоично-десятичного преобразования используется несколько модификаций *R-2R*-схемы.

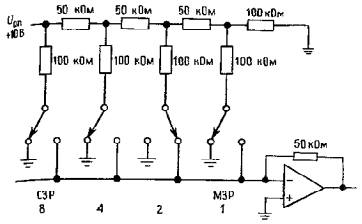


Рис. 9.46. Схема лестничного типа *R-2R*.

Упражнение 9.3. Покажите, что приведенная выше *R-2R*-схема выполняет функцию преобразования правильно.

Источники масштабирующих токов. В схеме упомянутого выше *R-2R*-преобразователя операционный усилитель преобразует двоично-масштабированные токи в выходное напряжение. Во многих случаях выходное напряжение является наиболее удобным видом сигнала, но операционные усилители, как правило, составляют самую медленную часть преобразователя. Если вы используете преобразователь с токовым выходом, вы добьетесь лучших характеристик за более низкую цену. Рис. 9.47 иллюстрирует общую идею. Токи можно сформировать с помощью матрицы транзисторных источников тока с масштабирующими эмиттерными резисторами, хотя проектировщики ИС предпочитают использовать цепную *R-2R*-схему из эмиттерных резисторов. В большинстве преобразователей этого типа источники тока включены все время, а их выходной ток подключается к выходному контакту или к земле под управлением цифрового входного кода. В ЦАП с токовым выходом следует принимать во внимание ограничение по размаху выхода; он может достигать всего 0,5 В, хотя типовое его значение составляет несколько вольт.

Формирование выходного сигнала напряжения. Существует несколько способов формирования выходного напряжения для токовых ЦАП. Некоторые из них показаны на рис. 9.48. Если емкость нагрузки невелика, а требуемый перепад напряжения достаточно большой, то прекрасно работает схема с обычным резистором, подключенным к земле. При типовом полномасштабном выходном токе 1 мА нагрузочный резистор 100 Ом обеспечивает полномасштабное выходное напряжение 100 мВ с выходным импедансом 100 Ом. Если суммарная емкость выхода ЦАП и емкость нагрузки не превышает 100 пкФ, то время установки в предыдущем примере будет равно 100 нс, предполагая, что быстродействие ЦАП несколько выше. Анализируя влияние постоянной

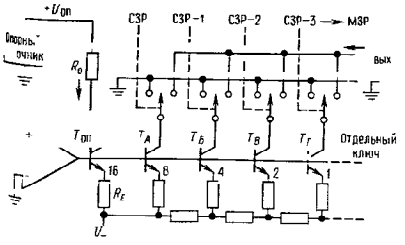


Рис. 9.47. Классическая схема ЦАП с коммутацией токов.

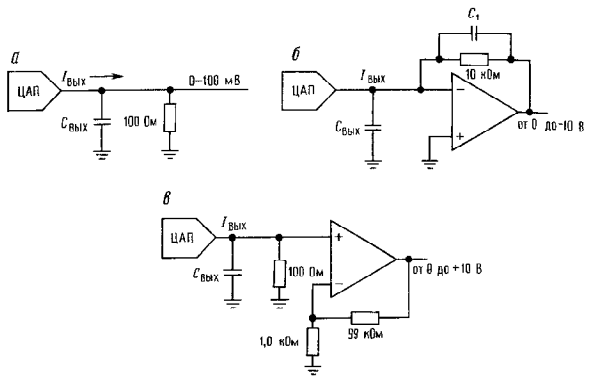


Рис. 9.48. Формирование напряжения по токовому выходу ЦАП.

времени *RC*-цепочки, не забывайте, что выходное напряжение установится с точностью до 1/2 МЗР за время, составляющее несколько постоянных времени. Например, время установления выхода с точностью 1/2048 для 10-разрядного преобразователя составляет 7,6 постоянных времени *RC*-цепочки.

Для того чтобы сформировать большой перепад напряжений или согласовать выход с низкоомной нагрузкой или с большой нагрузочной емкостью, можно использовать показанную на рисунке схему с резистивной обратной связью (усилитель тока с выходом по напряжению). Конденсатор, шунтирующий резистор обратной связи, необходим для обеспечения устойчивости, поскольку выходная емкость ЦАП в сочетании с резистором обратной связи создает запаздывающий фазовый сдвиг; это, к сожалению, снижает быстродействие усилителя. Схема обладает одной занимательной особенностью: для поддержания высокой скорости даже недорогого ЦАП может потребоваться относительно дорогой быстродействующий (с малым временем установки) операционный усилитель. На практике последняя схема обеспечивает лучшие характеристики, поскольку не требует компенсирующего конденсатора. Старайтесь избегать погрешностей напряжения сдвига – операционный усилитель усиливает входное напряжение сдвига в 100 раз.

Коммерчески доступные модули ЦАП обладают точностью от 6 до 18 бит и временем установления от 22 нс до 100 мкс (ЦАП с самой высокой точностью). Цены на ЦАП колеблются от нескольких долларов до нескольких сотен долларов. Типовым широко распространенным блоком является AD7248, 12-разрядный преобразователь с защелкой и внутренним опорным источником и с временем установления для выхода по напряжению, равным 5 мкс. Цена его составляет около 10 долл.

9.17. Интегрирующие ЦАП

В прикладных задачах «цифровой» вход может представлять собой последовательность импульсов или колебание другого вида определенной частоты. В этом случае непосредственное преобразование в напряжение иногда оказывается более удобным, чем предварительный отсчет времени с последующим преобразованием двоичного числа по описанным выше способам. При прямом преобразовании частоты в напряжение на каждом входном цикле генерируется стандартный импульс; он может быть как импульсом напряжения, так и импульсом тока (т. е. фиксированным количеством заряда).

Импульсная последовательность усредняется *RC*-фильтром низких частот или интегратором, создавая выходное напряжение, пропорциональное средней входной частоте. Выход, разумеется, имеет пульсации и для того, чтобы их уменьшить до уровня точности ЦАП (т. е. до 1/2 МЗР) используют фильтр низкой частоты, который замедляет выходную реакцию преобразователя. Для того чтобы пульсации были меньше 1/2 МЗР, постоянная времени T простого *RC*-фильтра низких частот должна быть, по крайней мере, равной $T = 0{,}69(n + 1)T_0$, где T_0 – период выходного сигнала n-разрядного преобразователя частоты в напряжение, соответствующий максимальной входной частоте. Другими словами, время установления выхода до 1/2 МЗР будет примерно равно $t = 0{,}5(n + 1)^2 T_0$. 10-разрядный преобразователь частоты в напряжение с максимальной входной частотой 100 кГц при использовании сглаживающего *RC*-фильтра будет иметь время установления выходного напряжения 0,6 мс. Используя более сложный фильтр низких частот (с крутым срезом) можно добиться лучших результатов. Однако прежде чем увлекаться затейливыми схемами фильтров, вспомните, что очень часто преобразование частоты в напряжение используется когда не требуется выход по напряжению. Ниже мы коснемся существенно инерционных нагрузок в сочетании с широтно-импульсной модуляцией.

Широтно-импульсная модуляция. В этом способе используется цифровой входной код для формирования последовательности импульсов фиксированной частоты с длительностью импульсов, пропорциональной входному числу. Легче всего это сделать с помощью счетчика, компаратора и высокочастотного генератора тактовых импульсов (см. упражнение 9.4). Как и прежде, можно использовать простейший фильтр низких частот для того, чтобы сформировать выходное напряжение, пропорциональное среднему времени пребывания в высоком состоянии, т. е. пропорциональное цифровому входному коду. Наиболее часто этот вид Ц/А-преобразования используется, когда сама нагрузка является системой с медленной реакцией; в этом случае широтно-импульсный модулятор генерирует точные порции энергии, усредняемые системой, подключенной в качестве нагрузки. Нагрузка, например, может быть емкостной (как в стабилизаторе с импульсным регулированием, см. гл. 6), термической (термостатированная ванна с нагревателем), механической (система автоматического регулирования скорости ленты) или электромагнитной (большой электромагнитный регулятор).

Упражнение 9.4. Постройте схему формирования импульсной последовательности 10 кГц с длительностью импульсов, пропорциональной 8-разрядному двоичному входному коду. Используйте счетчики и компараторы (с соответствующими расширителями).

Умножитель частоты с усреднением. Схему умножителя частоты, описанную в разд. 8.28, можно использовать для создания простого ЦАП. Параллельный двоичный или двоично-десятичный входной код преобразуется в последовательность выходных импульсов со средней частотой, пропорциональной цифровому входу; для формирования выхода по постоянному току, пропорционального цифровому входному коду, можно, как и для описанного выше преобразователя частоты в напряжение, использовать простое усреднение, хотя в данном случае величина постоянной времени выхода может оказаться недопустимо большой, поскольку время усреднения на выходе умножителя частоты должно быть равно наибольшему периоду выходного сигнала умножителя. Достоинства умножителей частоты как Ц/А-преобразователей особенно проявляются, когда выход усредняется за счет сильной инерционности самой нагрузки.

По-видимому, лучше всего применять такие преобразователи при цифровом

управлении температурой, где по каждому выходному импульсу частотного умножителя происходит переключение полных периодов напряжения переменного тока на нагревателе. Частотный умножитель при этом организуется таким образом, чтобы его самая низкая выходная частота была бы равна целочисленному делителю 120 Гц, а для коммутирования напряжения переменного тока (при пересечении нуля) по логическим сигналам используется твердотельное реле (или симистор).

Обратите внимание, что последние три способа преобразования основывались на усреднении во времени, в то время как методы на основе цепной резисторной схемы и источиков тока по существу «мгновенны». Эта особенность присуща и различным методам аналого-цифрового преобразования. Усредняет ли преобразователь входной сигнал или преобразует отсчеты мгновенно имеет, как вы вскоре убедитесь на некоторых примерах, большое значение.

9.18. ЦАП с умножением

Большинство из ранее рассмотренных способов можно использовать для построения ЦАП с умножением, в которых выход равен произведению входного напряжения (или тока) на входной цифровой код. В ЦАП с масштабируемыми источниками тока вы можете, например, отградуировать все внутренние источники тока с помощью входного программирующего тока. Умножающие ЦАП можно выполнить на ЦАП, которые не имеют внутреннего опорного источника, используя вход опорного напряжения для входного аналогового сигнала. Однако для этой цели пригодны не все ЦАП, поэтому следует изучить внимательно их паспортные данные. В паспортные данные на ЦАП с хорошими «множительными» свойствами (широкий диапазон входного аналогового сигнала, высокая скорость и т. п.) в верхний правый угол обычно вносится пометка «умножающий ЦАП». Примерами 12-разрядных умножающих ЦАП являются AD7541, 7548, 7845 и DAC1230, стоимость которых колеблется от 10 до 20 долл.

Умножающие ЦАП (и А/Ц-эквиваленты) открывают возможности для логометрических измерений и преобразований. Если некоторый датчик (например, резистивный датчик типа термистора) питается от эталонного напряжения, которое подается также на А/Ц- или Ц/А-преобразователь в качестве опорного напряжения, то изменения эталонного напряжения не повлияют на результаты измерений. Эта идея чрезвычайно плодотворна, поскольку позволяет проводить измерения и управление с точностью, превышающей стабильность эталонного источника напряжения или источника питания, и наоборот, смягчить требования по стабильности и точности источника питания. Логометрический принцип в своей простейшей форме используется в классической мостовой схеме, где за счет сведения к нулю разностного сигнала между двумя выходами делителей напряжения устанавливается равенство двух отношений (см. разд. 15.02). Приборы типа 555 (см. разд. 5.14) позволяют добиться хорошей стабильности выходной частоты при значительных изменениях напряжения питания; это достигается благодаря применению логометрической схемы: напряжение на конденсаторе, формируемое с помощью *RC*-цепочки от источника питания, сравнивается с фиксированной долей напряжения питания $\left(\frac{1}{3}U_{\text{КК}}\ \text{и}\ \frac{2}{3}U_{\text{КК}}\right)$. Результирующая выходная частота будет зависеть только от постоянной времени *RC*-цепи. К этой важной теме мы еще не раз вернемся и в этой главе в связи с АЦП и в гл. 15, когда мы будем обсуждать методы научных измерений

9.19. Выбор ЦАП

В качестве справочного материала, необходимого для выбора ЦАП для конкретного применения, мы приводим табл. 9.4, в которой перечислены самые типичные ЦАП различной скорости и точности. Этот список ни коим образом не претен-

Таблица 9.4. Цифро-аналоговые преобразователи

Тип	Изготовитель[a]	Количество в корпусе	Число разрядов	Память	Ток или напряжение?	Быстродействие до СЗР 2, нс	Полярность[б]	Организация входа	Корпус[в]	$U_{\text{пит}}$, В	$I_{\text{пит}}$, мА	Опорный источник	Подстройка[г]	Умножающий?	Увеличенный размах выхода, В	Низкий уровень выбросов?	Стоимость, долл.	Примечания
AD9702	AD	3	4	1	*I*	5		12	24	±6	1,8 Вт	Внешн.			4,2	+	45	Для цветного видеомонитора; ЭСЛ или ТТЛ
AD7225	AD	4	8	2	*U*	500	–	4×8	24S	+15	10	Внешн.	Н		—	—	18	Сдвоенный с буферами; 7226 одинарный с буфером
AD558	AD	1	8	1	*U*	1000	+	8	16	5÷15	15	Внутр.	Н	—			6	Полный, прост в применении
DAC0830	NS	1	8	2	*I*	1000	М	8	20	5÷15	2	от 0 до ±25	Н	+	+	—		Разводка выводов как у 12-разрядного DAC 1230
DA7528	AD	2	8	1	*I*	350	М	8	20	5÷15	0,1	от 0 до ±25	Н	+		—	6	Сдвоенный, прост в применении
DAC8408	PM	4	8	1	*I*	190	М	4×8	28	+5	0,05	Внешн.	Н	+		—		Допускает считывание буферов
Bt-110	BI	8	8	1	*I*	100	+	8	40	+5	30	Внутр.	+	—		—		Октальный
AD7524	AD	1	8	1	*I*	100	М	8	16	5÷15	0,1	от 0 до ±10	Н	+			5	Умножающий ЦАП по пром. стандарту
DAC-08	AD	1	8		*I*	85		8	16	±5	+2, −6	Внешн.			28	—	1	Устаревший; пром. стандарт
Bt-453	BI	3	8	1	*I*[д]	15	+	8	40	−5	160	Внешн.				—	58	Палитра 256×24; от 256 до 16 М цветов
HDG0807	AD	1	8		*U*[е]	14	+	8	24	+5	185	Внутр.	Н		—	—	43	Для видеомонитора, выход 75 Ом
TDC1018	TR	1	8	1	*I*	10		8	24	−5,2	100	Внешн.	—	—	4	+		Для видеомонитора
AD9763	AD	1	8	-	*I*	5		8	18?	±5	+15, −70	Внутр.	Н			—	40	Входы ЭСЛ
TDC1318	TR	3	8	1	*I*	5		3×8	40	−5,2	200	Внутр.	Н	—		—		Для цв. видеомонитора с выс. разр.; много вторичн. ист.
TQ6112	TQ	1	8	1	*U*	1		8	44	3,5; −9	3,5 Вт	Внешн.	—	—		+		Арсенид галлия; сверхбыстрый
IDT75C29	TD	1	9	1	*I*	8	-	9	24	+5	80	Внешн.	—	—		—		Сдвоенный с буферами; дешевый
DAC1000	NS	1	10	2	*I*	500	М	8+2	20	5÷12	0,5	от 0 до ±25	Н	—		—		

AD7248	AD	1	12	2	*I*	5000	+	8+4	20	±15	5	Внутр.	H	-	--	10	Можно использовать с одним ист. пит.; выход +5 В оп.
AD7537	AD	2	12	2	*I*	1500	M	8+4	24S	−15	5	Внешн.	H	—		15	
AD7548	AD	1	12	2	*I*	1000		8+4	20	5÷15	1	от 0 до ±25	H	+		10	
DAC1230	NS	1	12	2	*I*	1000		8+4	20	+15	1,2	от 0 до ±25	H	+			разводка выводов, как у DAC0830
AD568	AD	1	12		*I*	35	=	12	24	±15	+30, −8	Внутр.	+		+	42	
AD7534	AD	1	14	2	*I*	1500		8+4	20	+15; −0,3	0,5	от 0 до ±25	+	+		17	7535, 6, 8 имеют 14-разрядную шину
AD569	AD	1	16	2	*U*	6000		8+8	28	±12	±6	±5	H	+		28	
DAC71/72	все	1	16		*I*	1000	±	16	24	+5, ±15	10, +10, −30	Внутр.	+		11	45	Пром. стандарт; $U_{вых}$: 3 мкс
PCM54	BB	1	16		*I*	350	±	16	28	±5-±15	±13	Внутр.	H		+	11	Цифровая звукотехника, дешевый; $U_{вых}$: 3 мкс
DAC729	BB	1	18		*I*	300		18	40	+5, −15	18, −30, −40	Внутр.	+		6	141	$U_{вых}$: 4 мкс; для 18 разр. - 4 млн. доли

[a] См. сноску к табл. 4.1. [b] M умножающий. [c] Все корпуса DIP; S узкий DIP. [d] H подстройка не требуется. [e] Для нагрузки 75 Ом.

дует на полноту, но он включает наиболее распространенные преобразователи и некоторые самые современные приборы, предназначенные для замены.

При поиске ЦАП для конкретного применения следует всегда помнить о некоторых наиболее важных моментах: а) точность; б) быстродействие; в) точность установки (требуется ли внешняя подстройка?); г) входная структура (память? КМОП/ТТЛ/ЭСЛ-совместимость?); д) опорный источник (внутренний, внешний?); е) выходная структура (токовый выход? размах выхода? выход по напряжению? диапазон?), ж) необходимые напряжения питания и мощность рассеивания; з) корпус (желательно с малым числом выводов «узкий DIP» шириной 0,3 дюйма); и) цена.

9.20. Аналого-цифровые преобразователи

Можно насчитать с полдюжины основных способов А/Ц-преобразования, каждый из которых обладает своими преимуществами и ограничениями. Поскольку вы обычно применяете готовые А/Ц-модули или ИС, а не разрабатываете их сами, мы по возможности кратко опишем различные способы преобразования главным образом для того, чтобы помочь сделать квалифицированный выбор для конкретного применения. В следующем разделе этой главы мы покажем несколько типовых приложений А/Ц-преобразования. В гл. 11 рассмотрим некоторые АЦП, использующие точно такие же методы преобразования, но выходы которых просто сопрягаются с микропроцессорами.

Параллельное кодирование. В этом методе напряжение входного сигнала подается на один из входов n компараторов одновременно; другие входы компараторов подключены к n опорным источникам с равномерно распределенными напряжениями. Шифратор с приоритетом формирует цифровой выходной сигнал, соответствующий самому старшему компаратору из активизированных входным сигналом (рис. 9.49).

Параллельное кодирование (иногда называемое «мгновенным» кодированием) — это самый быстрый метод А/Ц-преобразования. Время задержки от входа до выхода равно сумме времен задержки на компараторе и шифраторе. Параллельные преобразователи, выпускаемые промышленностью, имеют от 16 до 1024 уровней квантования (с выходами от 4 до 16 разрядов). При большем числе разрядов они становятся дорогими и громоздкими. Быстродействие их колеблется от 15 до 300 млн. отсчетов в секунду. Типовым мгновенным АЦП является TDC1048 фирмы TRW, это биполярный 8-разрядный преобразователь на 20 млн. отсчетов в секунду в 28-выводном корпусе, цена которого составляет 100 долл.; фирма IDT выпускает преобразователь 75C48, КМОП-эквивалент с улучшенными техническими данными.

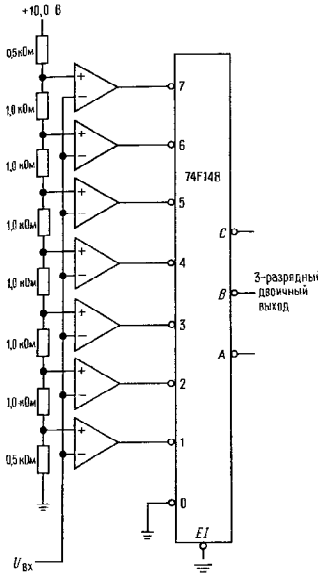


Рис. 9.49. Параллельно кодированный АЦП.

Существует вариант простого параллельного шифратора, так называемый полумгновенный шифратор, в котором используется двухступенчатый процесс. В этом процессе осуществляется мгновенное преобразование входа до половинной заданной точности; внутренние ЦАП вновь преобразуют приближенное значение в аналоговую величину, а разность между ней и входной величиной подвергается мгновенному преобразованию для получения младших значащих разрядов (рис. 9.50). Описанный способ лежит в основе дешевых преобразователей, которые обладают самым высоким быстродействием среди всех остальных, за исключением полностью мгновенных преобразователей. Он используется в недорогих преобразователях типа 8-разрядных ADC0820 (National) и AD7820/4/8 (Analog Devices).

Целесообразно рассмотреть возможность использования мгновенных шифраторов в области преобразования колебаний в цифровую форму, даже при сравнительно низкой скорости преобразования; их быстродействие (точнее, малый апертурный интервал, в течение которого фиксируется выход компаратора) гарантирует, что входной сигнал за время преобразования существенно не изменится. Альтернативный вариант (более медленные преобразователи мы опишем ниже) обычно требует применения аналоговой схемы квантования и запоминания для того, чтобы зафиксировать входное колебание на время преобразования.

Последовательное приближение. В этом распространенном способе осуществляется опробование различных выходных кодов путем подачи их на ЦАП и сравнения результата с аналоговым входом с помощью компаратора (рис. 9.51). Обычно процесс начинается с установки всех разрядов в «0». Затем, начиная со старшего значащего разряда, каждый разряд по очереди временно устанавливается в «1». Если выходное напряжение ЦАП не превышает напряжения входного сигнала, то этот разряд остается в состоянии «1», в противном случае он возвращается в

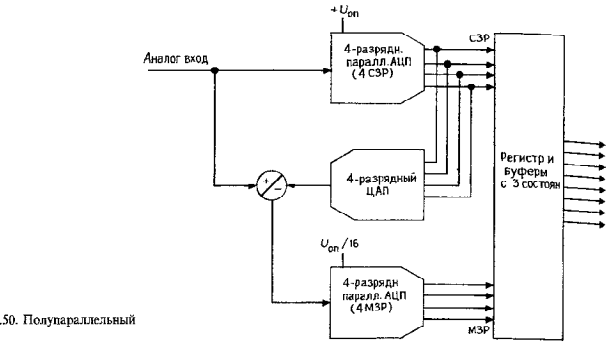


Рис. 9.50. Полупараллельный АЦП.

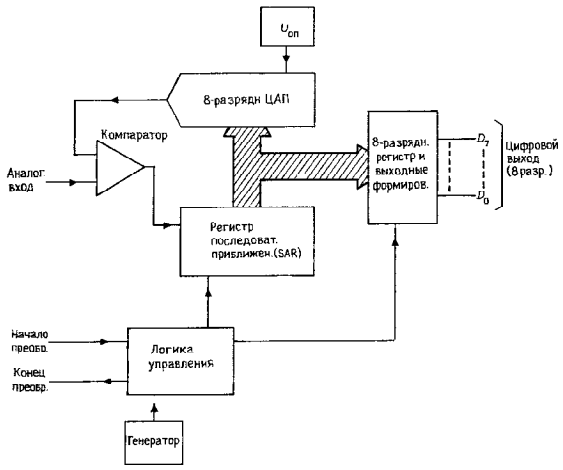


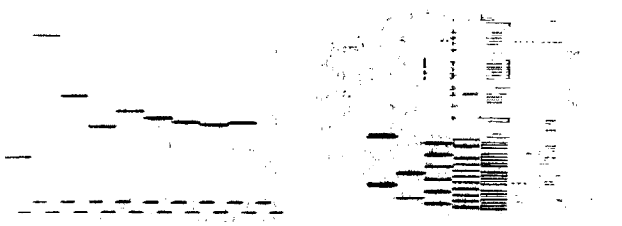
Рис. 9.51. АЦП с последовательной аппроксимацией

«0». Для n-разрядного АЦП потребуется n таких шагов. Происходящий процесс можно описать как процесс бинарного поиска, начинающегося с середины. А/Ц-модуль с последовательным приближением имеет вход «Начало преобразования» и выход «Конец преобразования». Цифровой выход всегда выдается в параллельной форме (все разряды сразу по n отдельным выходным линиям), а иногда и в последовательной форме (n последовательных выходных битов, начиная с СЗР, по одной выходной линии).

В нашем курсе по схемотехнике студенты конструируют АЦП с последовательным приближением в полном объеме вместе с ЦАП, компаратором и управляющей логикой.

На рис. 9.52, *а* показано восемь импульсов синхронизации и выходные сигналы на ЦАП, следующие друг за другом по мере того как аналоговый выход, подвергаемый проверке, сходится к входному напряжению. На рис. 9.52, *б* показано полное 8-разрядное «дерево».– прекрасная картинка, которую вы можете получить, наблюдая за выходом ЦАП, при подаче на вход медленно меняющегося линейного напряжения по всему диапазону входного аналогового сигнала.

АЦП с последовательным приближением являются сравнительно точными и быстрыми и требуют всего n установок на ЦАП для обеспечения n-разрядной точности. Типичное время преобразования колеблется в диапазоне от 1 мкс до 50 мкс при точности от 8 до 12 разрядов: цена его составляет 10–400 долл. Этот тип преобразователя работает на коротких выборках из входного напряжения и если его входной сигнал меняется во время преобразования, то ошибка не превышает



а *б*

Рис. 9.52. Сигналы при 8-битовой последовательной аппроксимации. (С разрешения П. Эмерн, Р. Ловетта и К. Рудина.) *а* – аналоговый выход, сходящийся к конечному значению; обратите внимание на синхроимпульсы; *б* – полное «дерево».

величину происходящего за это время изменения; однако выбросы на входном сигнале катастрофичны. Несмотря на общую вполне допустимую точность, эти преобразователи могут иметь довольно необычные нелинейности и «пропущенные коды».

Фирма National Semiconductor в своих преобразователях серии ADC0800 для исключения пропущенных кодов использует хитроумный прием: вместо многозвенного ЦАП "R–$2R$" используются цепочка из 2^n резисторов и аналоговые ключи (рис. 9.53); эта схема генерирует проверочные аналоговые напряжения по типу мгновенного шифратора.

Существует вариант АЦП этого типа, известный как «следящий АЦП», в котором для формирования последовательных проверочных кодов используется реверсивный счетчик: он сравнительно медленный, если учитывать скачки входного сигнала, но быстрее отслеживает плавные изменения, чем преобразователь с последовательным приближением.

Преобразование напряжения в частоту. В данном методе входное аналоговое напряжение преобразуется в выходную импульсную последовательность, частота которой пропорциональна входному напряжению. Это можно осуществить простым зарядом конденсатора током, пропорциональным входному уровню, и последующим его разрядом при достижении

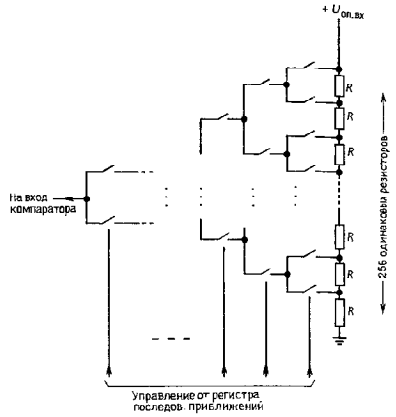


Рис. 9.53. ЦАП на основе резисторной лестничной цепи и дерева коммутаций: без пропуска кодов.

заранее установленного порога. Для повышения точности обычно применяют обратную связь. По одному из способов выход схемы частота–напряжение сравнивается с входным аналоговым уровнем и осуществляется генерация импульсов на частоте, которая позволяет выравнять входные уровни компаратора. В более распространенных методах используется так называемый прием «выравнивания зарядов»; позже мы опишем это более подробно (в частности, метод «распределения заряда, накопленного на конденсаторе»).

Обычно частоты на выходе схемы напряжение–частота находятся в диапазоне от 10 кГц до 1 МГц (последнее значение для максимального входного напряжения). Выпускаются коммерческие преобразователи напряжения в частоту с разрешающей способностью, эквивалентной 12 разрядам (точность 0,01%). Например, превосходный прибразователь AD650 фирмы Analog Devices (разд. 5.15) имеет типовую нелинейность 0,002% при работе от 0 до 10 кГц. Он не дорогой и очень удобен для случаев, когда выходной сигнал должен передаваться в цифровом виде по кабелю или когда требуется выходная частота (а не цифровой код). Если скорость не играет большой роли, то путем подсчета выходной частоты за фиксированный интервал времени можно получить число в цифровом представлении, пропорциональное среднему входному уровню. Этот способ широко используется в цифровых измерительных приборах средней точности (3 цифры).

Одностадийное интегрирование. В этом способе в начале преобразования запускается внутренний генератор линейного напряжения и одновременно для подсчета импульсов стабильного генератора тактовых импульсов счетчик. Когда линейно меняющееся напряжение сравнивается с входным уровнем, компаратор останавливает счетчик; результат на счетчике будет пропорционален входному уровню, т. е. это и есть цифровой выход. Принцип работы представлен на рис. 9.54.

В конце преобразования схема разряжает конденсатор и сбрасывает состояние счетчика; преобразователь готов к очередному циклу преобразования. Способ одностадийного интегрирования достаточно прост, но он не используется, если необходима высокая точность, поскольку в этом

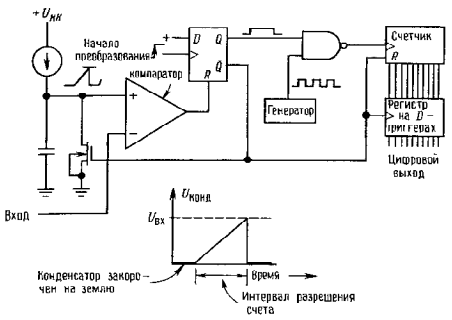


Рис. 9.54. Одностадийный АЦП.

случае выдвигаются слишком жесткие требования к стабильности и точности конденсатора и компаратора. Метод «двухстадийного интегрирования» позволяет избавиться от этих проблем; в настоящее время его обычно применяют, если требуется высокая точность.

Одностадийное интегрирование все еще живет и благоденствует особенно, в тех областях, где не требуется абсолютная точность, а необходимо преобразование с хорошей разрешающей способностью и одинаковыми промежутками между смежными уровнями. Хорошим примером является применение для анализа амплитуд импульсов (см. разд. 15.16), где амплитуда импульса фиксируется с помощью пикового детектора и затем преобразуется в некоторый адрес. Существенную роль здесь играет равенство ширины каналов, поэтому применение преобразователя с последовательным приближением было бы в общем случае неудобно. Способ одностадийного интегрирования используется также при преобразовании временных интервалов в амплитуду.

9.21. Методы уравновешивания заряда

Существует несколько методов, общей особенностью которых является применение конденсатора для отслеживания отношения уровня входного сигнала к эталонному. Во всех этих методах осуществляется усреднение (интегрирование) входного сигнала на фиксированном интервале времени, относящемся к одному измерению. При этом есть два важных преимущества:

1. Поскольку в этих методах и для сигнала, и для эталона используется один и тот же конденсатор, они не предъявляют высоких требований к стабильности и точности конденсатора. Требования к компаратору также не слишком жесткие. В результате для компонентов эквивалентного качества можно получить более высокую точность или такую же точность, но за более низкую цену.

2. Выходной сигнал пропорционален среднему значению входного напряжения на (фиксированном) интервале времени интегрирования. Выбирая этот интервал времени равным кратному периода сетевого напряжения, можно сделать преобразователь нечувствительным к фону переменного тока 60 Гц (и его гармоник) на входном сигнале. Результирующая чувствительность к сигналам помех как функция от частоты показана на рис. 9.55 (интервал интегрирования 0.1 с).

Такое подавление сетевых помех частотой 60 Гц требует точного управления временем интегрирования, поскольку

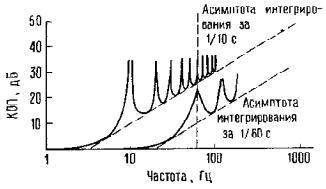


Рис. 9.55. Подавление помех интегрирующим АЦП.

ошибка в доли процента тактовой частоты приведет к неполному устранению фона. Одной из возможностей реализации является применение кварцевого резонатора. В разд. 9.29 вы познакомитесь с изящным методом синхронизации работы интегрирующего преобразователя с частотами, кратными частоте сетевого напряжения, для обеспечения полного подавления фона.

Недостатком преобразования с интегрированием по сравнению с последовательным приближением является невысокая скорость преобразования.

Двухстадийное интегрирование. Этот изящный и очень распространенный способ избавляет вас от большинства проблем, связанных с конденсатором и компаратором и присущих одностадийному интегрированию. Принцип преобразования иллюстрируется рис. 9.56. Сначала в течение фиксированного интервала времени происходит заряд конденсатора током, точно пропорциональным входному уровню; затем конденсатор разряжается постоянным током до тех пор, пока напряжение на нем вновь не станет равным нулю. Время разряда конденсатора будет пропорционально входному уровню, оно используется для того, чтобы привести в действие счетчик, на который подаются тактовые импульсы фиксированной частоты. Окончательное состояние счетчика будет пропорционально входному уровню; т. е. это и есть цифровой выход.

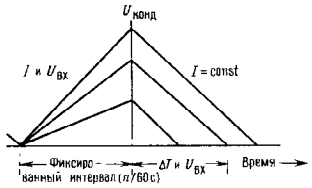


Рис. 9.56. Цикл двухстадийного преобразования.

С помощью двухстадийного интегрирования можно добиться очень хорошей точности, не предъявляя слишком жестких требований к стабильности компонентов. В частности, стабильность емкости конденсатора может быть не высокой, поскольку циклы заряда и разряда происходят со скоростью, обратно пропорциональной емкости. Более того, ошибки дрейфа и смещения компаратора компенсируются благодаря тому, что каждый цикл преобразования начинается и заканчивается на одном и том же напряжении, а в некоторых случаях и с одинаковым наклоном. В самых точных преобразователях циклу преобразования предшествует цикл «автокоррекции нуля», в течение которого на вход преобразователя подается нулевой сигнал. Поскольку на этой фазе используется тот же интегратор и компаратор, вычитание выходного значения «ошибки при нуле» из результата последующего измерения позволяет компенсировать ошибки, связанные с измерениями вблизи нуля. Однако при этом не происходит коррекция ошибок по всей шкале.

Заметьте, что в двухстадийном преобразовании не предъявляются жесткие требования даже к частоте тактовых импульсов, так как фиксированный интервал времени на первой фазе измерений формируется из тех же тактовых импульсов, которые используются для счета в прямом направлении. Если частота тактовых импульсов уменьшится на 10%, то начальный наклон будет на 10% выше нормального, а время спада на 10% вырастет. Так как измерение осуществляется по тактовым меткам, а их частота снизилась на 10% по сравнению с нормальной, окончательное состояние счетчика будет тем же самым! В двухстадийном преобразователе с автокоррекцией нуля жесткие требования к стабильности предъявляются только к току разряда. Прецизионные эталонные источники тока и напряжения получить довольно просто, причем в этом типе преобразователя масштабный коэффициент устанавливается регулируемым эталонным током.

При выборе компонентов для двухстадийного преобразования ориентируйтесь на высококачественный конденсатор с минимальной остаточной поляризацией диэлектрика (эффект «памяти»; см. модель на рис. 4.42)—полипропиленовые, полиэфирные или тефлоновые конденсаторы в этом отношении лучше. Хотя эти конденсаторы и не являются поляризованными, их внешнюю фольгу следует подключить к низкоимпедансной точке (выход операционного усилителя интегратора). Для минимизации ошибок величины R и C выбирайте таким образом, чтобы использовать весь аналоговый диапазон интегратора. На высокой частоте тактовых импульсов разрешающая способность улучшается, однако при сильном увеличении частоты период тактовых импульсов может стать короче времени отклика компаратора.

При использовании прецизионного двухстадийного преобразователя (как, впрочем, и любого прецизионного преобразователя) важно исключить цифровые помехи на пути прохождения аналоговых сигналов. Преобразователи обычно снабжаются для этих целей раздельными выводами «аналоговой земли» и «цифровой земли». Во многих случаях на цифровых входах полезно поставить буферы (скажем, октальный формирователь '2 с тремя состояниями, работающий только при считывании выхода) для того, чтобы з [illegible]ит преобразователь от цифровых шумов микропроцессорной шины (см. следующую главу). В крайнем случае, для того чтобы «отгородиться» от помех очень «грязной» шины, можно использовать оптроны. Постарайтесь обеспечить соответствующую развязку по питанию на ИС преобразователе. Постарайтесь не вносить помех в конечной критической точке интегрирования, где линейное изменение достигает точки переключения компаратора: некоторые преобразователи, например, допускают проверку конца преобразования путем считывания выходного слова; не пользуйтесь этим! Лучше используйте отдельную соответствующим образом изолированную линию ЗАНЯТО.

Двухстадийное интегрирование находит широкое применение в цифровых универсальных измерительных приборах, а также в преобразовательных модулях с разрешающей способностью от 10 до 18 разрядов. Там, где не требуется высокое быстродействие, этот способ обеспечивает хорошую точность и высокую стабильность при низкой стоимости и обладает превосходной помехоустойчивостью к сетевым (и другим) помехам. Используя модуль на основе двухстадийного интегрирования, вы получаете наивысшую точность при заданных затратах. При увеличении входного сигнала коды цифрового выхода возрастают строго монотонно.

Дельта-сигма-преобразователи. Существует несколько методов А/Д-преобразования, в основе которых лежит принцип нейтрализации входного тока (среднего) сигнала с помощью переключаемого внутреннего источника тока или заряда. На рис. 9.57 показана функциональная схема дельта-сигма-преобразователя.

Входное напряжение поступает на интегратор, выходной сигнал которого сравнивается с любым фиксированным напряжением, например нулем. В зависимости от выходного сигнала компаратора импульсы тока фиксированной длительности (т. е. с фиксированным приростом заряда) подключаются при каждом изменении тактовых импульсов либо к суммирующему входу, либо к земле, что позволяет поддерживать нулевой средний ток на суммирующем входе. Это—принцип уравновешивания. Счетчик отслеживает число импульсов подключения к суммирующему входу в пределах некоторого заданного числа тактовых импульсов, допустим, 4096. Полученное число будет пропорционально среднему входному уровню за 4096 тактовых импульсов, т. е. это и будет выходным кодом.

В дельта-сигма-преобразователях мож-

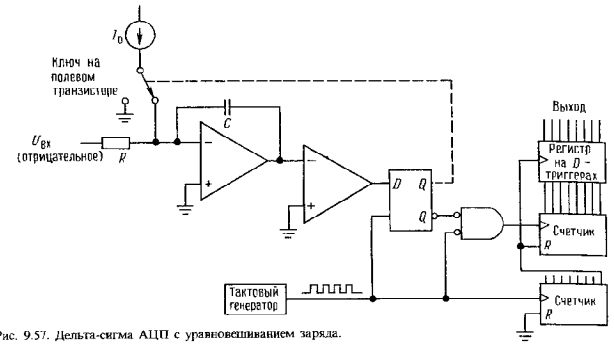


Рис. 9.57. Дельта-сигма АЦП с уравновешиванием заряда.

но использовать также импульсы тока, сформированные с помощью резистора и стабильного эталонного напряжения, поскольку суммирующая точка находится фактически на уровне потенциала земли. В этом случае необходимо, чтобы сопротивление замкнутого ключа было меньше последовательного резистора и его отклонения не вызывали дрейфа.

АЦП с коммутируемым конденсатором. С методом выравнивания заряда тесно связан метод «с распределением заряда, накопленного на конденсаторе» или А/Ц-преобразования с «коммутируемым конденсатором». В этом методе с помощью периодически повторяющегося заряда конденсатора от стабильного эталонного напряжения создается заряд определенной величины, затем происходит разряд на суммирующую точку. Как и ранее, к выходу интегратора подключен компаратор, который управляет частотой переключения конденсатора. Этот метод обладает определенными преимуществами для схем с питанием от одного источника напряжения, поскольку действующую полярность заряда, переливаемого от конденсатора к суммирующей точке, можно изменить с помощью ключей на полевых транзисторах, соединенных соответствующим образом (т. е. путем коммутации обеих обкладок конденсатора).

Примером преобразователя, основанного на этом методе, является преобразователь напряжения в частоту LM331, характерная особенность которого состоит в том, что он работает от одного источника +5 В. Мы рассказывали о его применении в качестве генератора, управляемого напряжением, в разд. 5.14.

Замечания по поводу интегрирующих АЦП. Как и в А/Ц-преобразователях на основе двухстадийного интегрирования, во всех преобразователях с уравновешиванием заряда происходит усреднение входного сигнала на фиксированных интервалах времени, поэтому их можно сделать нечувствительными к сетевым помехам на основной частоте 60 Гц и ее гармониках. Методы уравновешивания заряда характеризуются в основном точностью и низкой стоимостью (для их реализации не нужно, например, очень хорошего компаратора) и обеспечивают строго монотонный выход. Вместе с тем по сравнению с последовательным приближением они довольно медленны. Преобразователь AD1170 обеспечивает разрешающую способность 18 разрядов при времени преобразования 66 мс; стоит он около 100 долл. Для сравнения 16-разрядный преобразователь с последовательным приближением AD76 имеет время преобразования 15 мкс и стоит 120 долл. В отличие от

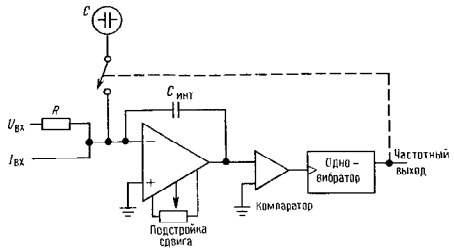


Рис. 9.58. Преобразователь напряжения в частоту с уравновешиванием заряда.

двухстадийного интегрирования в методах дельта-сигма-преобразования и с коммутируемым конденсатором используются компараторы низкой точности, подключаемые к интеграторам, однако эти методы требуют точных схем коммутации зарядов. В то же время двухстадийные методы используют компараторы с высокой воспроизводимостью характеристик, но не предъявляют высоких требований к ключам, по крайней мере в отношении скорости и инжекции заряда. Продолжая наше сравнение реальных приборов, отметим, что многостадийный 22-разрядный преобразователь AD1175K обладает временем преобразования 50 мс и стоит 800 долл (разд. 9.22).

Одной из интересных особенностей любого способа интегрирования (одно- и двухстадийное интегрирование и уравновешивание заряда), о которой следует помнить, является то, что интегратор может иметь вход как по току, так и по напряжению с последовательно включенным резистором. Действительно, некоторые преобразователи имеют два входных вывода, один – непосредственно подключенный к суммирующей точке для связи с устройством, представляющим собой источник тока. При использовании токового входа напряжение сдвига интегратора становится несущественным, в то время как вход по напряжению (с внутренним последовательным резистором) операционного усилителя интегратора дает ошибку, равную напряжению сдвига по входу. Поэтому токовый вход удобен для получения широкого динамического диапазона, особенно если АЦП используется вместе с устройством, имеющим какой-нибудь токовый выход, например фотоумножители и фотодиоды. Остерегайтесь таких образчиков «Попался!», как: точность АЦП может быть задана для токового входа, хотя преобразователь имеет и токовый вход и вход по напряжению; не рассчитывайте на хорошие параметры при малых сигналах, когда вы используете такой преобразователь по входу напряжения.

Следует отметить, что все методы уравновешивания заряда включают в себя точный преобразователь напряжения в частоту и могут использоваться в качестве таковых, если требуется частотный выход (рис. 9.58).

9.22. Некоторые необычные АЦП и ЦАП

Стоит кратко упомянуть о четырех последних разработках фирмы Analog Devices, признанного лидера в области преобразовательных ИС и модулей.

Комбинированный ЦАП/АЦП AD7569. В монолитной ИС AD7569 на одном кристалле объединены 8-разрядные АЦП и ЦАП со схемой выборки и хранения, внутренним тактовым генератором и источником опорного напряжения (рис. 9.59). АЦП с последовательным приближением осуществляет преобразование за 2 мкс,

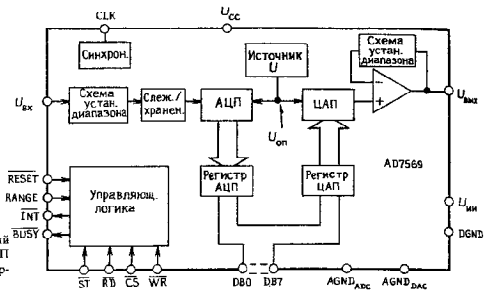


Рис. 9.59. Комбинированный 8-разрядный ЦАП/АЦП AD7569. (С разрешения фирмы Analog Devices.)

а ЦАП формирует выходное напряжение с типовым временем установки 1 мкс. Эта ИС предназначена в основном для микропроцессорных систем: преобразователи совместно используют один 8-разрядный цифровой порт с подходящими управляющими сигналами и быстрым тактированием (в отличие от большинства медленных ИС преобразователей, которые требуют дополнительных состояний «ожидания» и имеют не совсем подходящее время установки), а сам кристалл работает только от одного источника питания +5 В. Более того, не требуется внешних компонентов и подстройки; схема размещена в удобном 24-выводном корпусе типа «узкий DIP», имеет небольшое потребление (60 Вт) и подходящую цену (6 долл. в партии по 100 шт.).

22-разрядный интегрирующий АЦПAD 1175. В этом впечатляющем модуле (рис. 9.60) используется многостадийное интегрирование с автокоррекцией нуля для того, чтобы получить точность 22 разряда (6 $\frac{1}{2}$ цифр) при необычной скорости преобразования (20 преобразований в секунду). Чтобы получить представление о том, что это значит, рассмотрите другой вариант – настольный (или стоечный) измерительный прибор, стоимость которого, как правило, достигает 4000 долл. и который выполняет 2 преобразования в секунду. Для сравнения: AD1175 занимает объем 10 куб. дюймов, потребляет 3 Вт и стоит 800 долл. Он содержит внутренний микропроцессор и допускает грубую установку усиления и сдвига по своей цифровой шине (которая используется и для ввода команд и для вывода преобразованных данных).

Преобразователи для видеосигналов HDG0807 и AD9502. Эти преобразователи – это как раз то, что нужно для цифровых видеосигналов (рис. 9.61 и рис. 9.62). Преобразователь HDG0807 представляет собой 8-разрядный ЦАП с уровнями стандартных видеосигналов и с выходным импедансом 75 Ом. Более того, он даже формирует правильные «композитные синхроимпульсы», совмещаемые с аналоговым видеосигналом для образования полного выходного видеосигнала. Преобразователь полностью готов к применению, обладает высоким быстродействием (до 50 МГц) и доступен. Монолитной основой этого гибридного преобразователя является схема AD9700; работает она на частотах до 100 МГц.

АЦП для видеосигналов AD9502 выполняет обратную работу, а именно, осуществляет дискретизацию входного видеосигнала. Он выделяет из аналогового композитного сигнала синхроимпульсы, использует контур ФАПЧ для формирования синхроимпульсов элементов изображения, синхронизированных с разверткой, и затем преобразует аналоговое напряжение в 8-разрядную цифровую величину. Он может выполнять преобразование на частоте до 13 МГц, генерируя выходы в цифровом виде с экранным разрешением 512 × 512

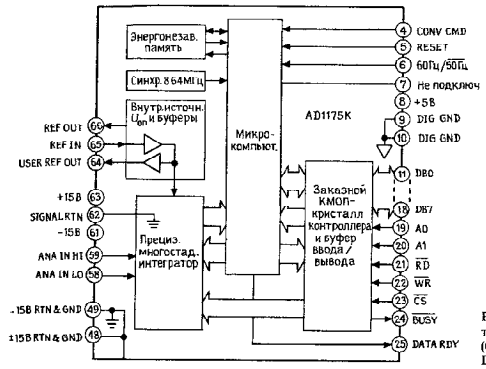


Рис. 9.60. 22-разрядный интегрирующий АЦП AD1175K. (С разрешения фирмы Analog Devices.)

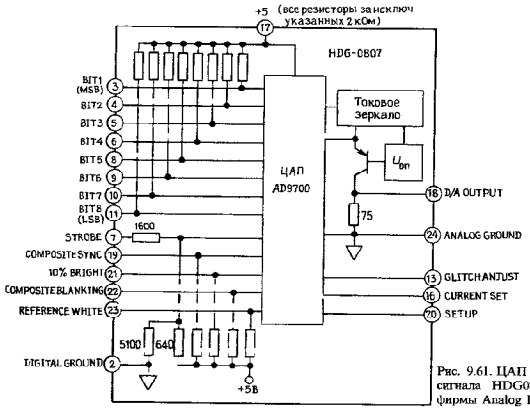


Рис. 9.61. ЦАП композитного видеосигнала HDG0807. (С разрешения фирмы Analog Devices.)

Таблица 9.5. Аналого-цифровые преобразователи

Тип	Изготовитель[а]	Число разрядов	Метод[б]	Максимальное быстродействие, мкс	Корпус[в]	Напряжение питания, В	Ток питания тип., мА	$U_{оп}$	Опорное напряжение +5 В[г]	Диапазон входного напряжения, В	Вход: Дифференциальный?	Вход: $Z_{вх}$	Вход: В/З?	Вход: Подстройка?[г]	Выход: Число разрядов	Выход: 3-е состояние?	Выход: Последовательный?	Тактовый генератор	Стоимость (пластмассовый корпус), долл.	Примечания
HS9582	HS	6	М	0,07	18	+5	30	Внешн. 1–5	+	0–$U_{оп}$	∞			НТ	6	+	—	Внешн.	15	Быстрый
TDC1047	TR	7	М	0,05	24	+5; −5,2	+20; −140	Внешн.–1	—	0–$U_{оп}$	100 кОм	—	—	НТ	7	+		—	40	Выход с запоминанием
ADC0844	NS	8	ПП	40	20	+5	1	Внешн. 1–5	+	0–$U_{оп}$; $2U_{оп}$	∞	—	—	АК	8	+	—	Внутр.	3,85	4-входовый мультиплексор; прост в применении; +5 В
ADC0831	NS	8	ПП	32	8	+5	1	Внешн. 1–5	+	0–$U_{оп}$; $2U_{оп}$	∞	+	—	АК	—	—	+	Внешн.	2,70	Небольшой; дополнительная логика не требуется
TLC548	TI	8	ПП	22	8	+5	1,9	Внешн.	+	0–5	1 мА	—	+	АК	—	—	+	Внутр.		Прост в применении, в корпусе мини-DIP
AD670	AD	8	ПП	10	20	+5	30	Внутр.	—	0,25; 2,5	∞	+		НТ	—	+	—	Внутр.	6	Приборный вход с усилением
AD7575	AD	8	ПП	5	18	+5	3	Внешн. 1,2	—	0–$2U_{оп}$	∞	—	+	НТ	—	+	—	Внешн. *RC*	5,50	Быстрый
ADC0820	NS	8	ПМ	2,5	20	+5	8	Внешн. 1–5	+	0–$U_{оп}$; $2U_{оп}$	∞		+	НТ	—	+	—	Внутр.		Выход с запоминанием; с переполнением
AD7820	AD	8	ПМ	1,6	20	+5	8	Внешн. 1–5	+	0–$U_{оп}$	∞	—	+	НТ	—	+	—	Внутр.	10	Быстрый; версии на 4 и 8 каналов; с переполнением
HS9583	HS	8	М	0,2	24	+5	20	Внешн. +5В	+	0–5	100 кОм	—		НТ		+	—	Внешн.	44	Быстрый
AD9002	AD	8	М	0,007	28	−5,2	150	Внешн.	—	от −2 до 0	20 кОм			НТ		—	—	—	90	Быстрый, маломощный мгновенного типа, без запоминания и переполнения
AD770	AD	8	М	0,005	40	+5; −5,2	270, 125	Внешн.	—	от −1 до 1	3,3 кОм		—	НТ	8				175	Быстрый без запоминания и переполнения
CXA1176K	SO	8	М	0,003	68[д]	−5,2	300	Внешн.	—	от −2 до 0		—	—	НТ	—		—	—		Чемпион мира по быстродействию
TDC1049	TR	9	М	0,03	64	−5,2	950	Внешн.–2		от −2 до 0	16 кОм		—	+	10	—	—	—		9-разрядный мгновенного типа
HADC77600	HO	10	М	0,02	72[в]	+5; −5,2	+440, −380	Внешн. +2	—	+0,5; +2	1 кОм[д]	—	—	+	10	—	—	—		Мгновенного типа с самым высоким разрешением
ADC1001	NS	10	ПП	200	20	+5	1,5	Внешн. 1–5	+	0–$U_{оп}$; $2U_{оп}$	∞	+		АК	8+2	+	—	Внешн. *RC*		5-вольтовый, минимум дополнительной логики
AD573	AD	10	ПП	20	20	+5; −12	15, −9	Внутр.	—	0–10; от −5 до 5	5 кОм	—	—	НТ	8+2	+	—	Внутр.	14	Быстрый, дополнительная логика не требуется
AD7578	AD	12	ПП	100	24У	+5; ±12	0,1; ±3	Внешн. +5В	+	0–5	∞	—		АК	8	+	—	Внешн. *RC*	20	Маломощный, дешевый
AD574A	AD	12	ПП	25	28	+5; ±12	30, +2, −18	Внутр. 10,0	—	0–10; ±5; ±10	5 кОм			+	8+4	+		Внутр.	28	Выход $U_{оп}$; классический
ADC80	BB	12	ПП	25	32	+5; ±12	11, +5, −21	Внутр. 6,3	—	0–5; 0–10; ±5; ±10	5 кОм			+	12	—	+	Внутр.	33	Выход $U_{оп}$, классический, выход такт. генератора
AD7572	AD	12	ПП	5	24У	+5, −15	5, −10	Внутр.–5,2	—	0–5	2,5 кОм		—	НТ	8+4	+		Внутр.	46	Быстрый, дополнительная логика не требуется, выход такт. генератора
AD7672	AD	12	ПП	3	24У	+5, −12	7, −12	Внешн.–5	—	0–5, 0–10; ±5	5 кОм			—	8+4	+	—	Внешн. *RC*	75	Быстрый
AD578	AD+						−22			±10										
ADC511	DA	12	ПМ	1	24	+5, ±15	65, ±25	Внутр.	—	0–10; ±5	5 кОм	—	—	НТ	12	—	+	Внутр.	100	Быстрый, доп. логика не требуется, выход $U_{оп}$, выход такт. ген.
AD9003	AD	12	ПМ	1	40	+5, ±15	2,5 Вт	Внутр.	—	0–5	2,5 кОм			НТ	12	+	—	Внутр.	99[е]	Отсутствуют коды пропуска по температуре
THC1201	TR	12	ПМ?	0,1	46	±15	160	Внутр.	—	от −1 до 1	1 кОм		+	НТ	12	—	—	Внутр.	250	
CAV1220	AD	12	ПМ	0,05	печ. пл.	±5, ±15	20 Вт	Внутр.	—	±1			+	НТ	12	+	—	—	—	Очень быстрый, прост в использовании
TLC1205B	TI	13	ПП	10	24	±5	3	Внешн.	—	±5	1 кОм		+	НТ	12			Внутр.	2500	Самый быстрый
ICL7115	IL	14	ПП	40	40	±5	±2	Внешн. +5 В	+	0–5	1 мкА	+	+	—	8+5	+	—	Внешн.	30	
ADC71	AD	16	ПП	50	32Г	+5, ±15	70, ±20	Внутр. 6,3 В	—	0–5; 0–10; ±5;	5 кОм		—	АК	8+6	+	—	Внешн.	50	Основание 1,85 плюс внутреннее ПЗУ
		16	ПП	15	32	+5, ±12	10, +14, −17	Внутр.	—	0–5; 0–10; ±5; ±10	5 кОм			+	16		+	Внутр.	63	Пром. стандарт, вывод такт. ген., вывод опорн. напр.
ADC76	BB+										2,5 кОм			+	16		+	Внутр.	100	Пром. стандарт; AD376
CX20018	SO	16	ДС	9	28	±5	10, 100	Внешн.		±10	10 кОм[ж]		+	+	—	—	+	Внешн.	18	Цифровая звукотехника, два канала
ADAM-826-3	AN	16	ПП	1,5	печ. пл.	−5, −6, ±15	3 Вт	Внутр.		0–10; ±10	1,4 кОм			НТ	8+8	+	—	Внутр.		Модуль; версии без В/З и буфера
MN5420	MN	20[з]	ПП	3	40Г	+5, ±15	+400, ±150	Внутр.	—	±5	5 кОм		—	—	16	+	—	Внешн.		Плавающая запятая: показатель 4 разр., мантисса 12 разр.

[а] См. сноску к табл. 4.1. [б] ДС – двухсталийный; М – мгновенный; ПМ – полумгновенный; ПП – с последовательным приближением. [в] Все корпуса DIP, за исключением помеченных; Г – гибридный; У – узкий DIP. [г] АК – с автокоррекцией нуля; НТ – подстройка не требуется. [д] 20 кОм с использованием внутреннего усилителя [е] В партии из 100 шт. [ж] Необходим внешний ОУ. С плавающей запятой. [з] Безвыводной кристаллодержатель. [и] С матричным расположением штырьковых выводов.

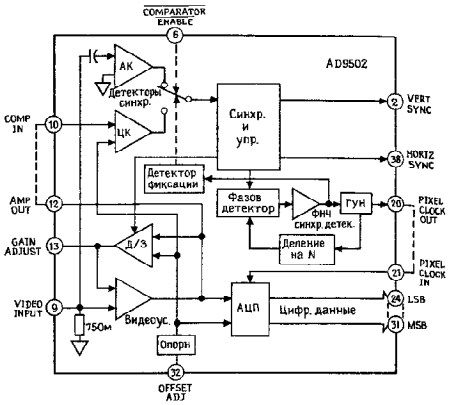


Рис. 9.62. АЦП композитного видеосигнала типа AD9502. (С разрешения фирмы Analog Devices.)

9.23. Выбор АЦП

Как и в случае ЦАП, мы сгруппировали АЦП (табл. 9.5 и табл. 9.6) так, чтобы охватить весь диапазон технических характеристик и стоимости. Мы старались включить как наиболее распространенные блоки, так и те, которые появились недавно и выйдут победителями в следующем году.

При выборе АЦП следует учитывать ряд факторов: а) точность, б) быстродействие, в) точность установки (требуется ли подстройка, гарантируется ли монотонность), г) необходимые питающие напряжения (некоторые работают только от +5 В) и мощность рассеивания, д) небольшой корпус, е) источник опорного напряжения и генератор тактовых импульсов (внутренний или внешний? Если внешний опорный источник, то подойдет ли +5 В? Если внутренний, то доступен ли он снаружи, например для логометрических измерений? Хорошо ли это? Можно ли его нагрузить?), ж) входной импеданс и диапазон аналогового напряжения (однополярный двухполярный или и то, и другое?), з) входная схема (дифференциальный? Внутренний мультиплексор или выборка с запоминанием? Инвертированная полярность, т. е. более отрицательный сигнал для большего выхода?), и) выходная схема (параллельный, последовательный, либо и то, и другое? Является ли параллельный выход совместимым с микропроцессором как часть отдельно активизируемых байтовых групп?) и, конечно, к) стоимость.

Полные А/Ц-подсистемы. Если вам нужны АЦП высокой точности, особенно с входным мультиплексором и выборкой с запомпиранием, вы должны внимательно присмотреться к «А/Ц-подсистемам», которые предлагают ряд изготовителей. Они представляют собой обычно модули (а не ИС), выполненные в виде металлической коробки высотой 0,4 дюйма с размерами 2 × 4 дюйма (или 3 × 5); выводы модуля сопрягаются с помощью специальной колодки (или запаиваются непосредственно в печатную плату). Эти преобразователи не дешевы, но они исключительно просты в использовании. Более того, изготовители решили ряд действительно сложных проблем, которые не позволяли осуществить преобразование с высокой разрешающей способностью – наводки, изоляция цифровых и аналоговых узлов,

Таблица 9.6. Интегрирующие аналого-цифровые преобразователи

Тип	Источник[a]	Количество ИМС	Количество разрядов	Метод преобразования[b]	Преобразование в секунду	Корпус[c]	$U_{пит}$, В	$U_{оп}$, В	Опорное напряжение ± В[d]	Диапазон входных сигналов, В	$Z_{вх}$, Ом	Вход		Выход		Тактовый генератор	Примечания
												Потенциометр?	Дифференциальный	Параллельный	С 3-м состоянием	Совместимость?[e]	
AD7552	AD	1	$12^{[f]}$	ЧС	6	40	+12, ±5	от 1 до 5	+	от 0 до $+0{,}5U_{оп}$	1 МОм	—	—	8+6	+	—	Внешн.	
TSC804	TS	1	$12^{[f]}$	ЧС	40	60	±5	Внутр.		±4	∞	—	+	8+6	+	+	Кварц.	8-канальный мультиплексор
LC17109	IL	1	$12^{[f]}$	ДС	30	40	±5	0,2–2	–	от 0 до $+2U_{оп}$	∞	—	+	8+6	+	+	Кварц.	Промышленный стандарт
AD7550	AD	1	13	ЧС	25	40	+12, ±5	от 1 до 5	+	от 0 до $0{,}5U_{оп}$	1 МОм	—	—	8+6	—	—	Внешн.	
TSC800	TS	1	$15^{[f]}$	ДС	2,5	40	±5	0,2–2	—	от 0 до $2U_{оп}$	∞	—	+	8+8	+	+	Кварц.	
TSC850	TS	1	$15^{[f]}$	ТС	40	40	±5	1,6; 0,025	—	от 0 до $2U_{оп}$	∞	$U_{оп}$	+	8+8	+	+	Внешн.	Быстрый, маломощный (2 мА)
ICL7104-16[g]	IL	2	$15^{[f]}$	ДС	3	40	+5, ±15	Внутр.	—	от 0 до +4	∞	$U_{оп}$	—	8+8+2	+	—	Кварц.	Использует 3052 для снижения $I_{вх}$
CSZ5316	CR	1	16	УЗ	20·10³	18	±5	Внутр.		±2,75	30 кОм	—	—	Послед.	—	—	Внешн.	С В/З
ADI170	AD	1	18	УЗ	1000[g]	40	+5, ±15	Внутр.	+	±5	100 МОм	—	—	8+8+6	+	—	Кварц.	Программная подстройка
AD1175K	AD	1	22	ЧС	20	66M	+5, ±15	Внутр.		±5	1000 МОм	—	+	8+8+6	+	+	Внутр.	Точный, стабильный, программ. подст.

[a] См. сноску к табл. 4.1. [b] УЗ – по методу уравновешивания заряда, ДС – двухстадийный, ТС – трехстадийный, ЧС – четырехстадийный. [c] М – модульное исполнение. [d] Плюс дополнительный знаковый разряд. [e] Плюс ИМС 8085. [f] Программируемая скорость преобразования; приведено максимальное значение, при котором снижается разрешающая способность. Полную разрешающую способность можно получить при скорости 50 преобразований/с. [g] С универсальным асинхронным приемопередатчиком.

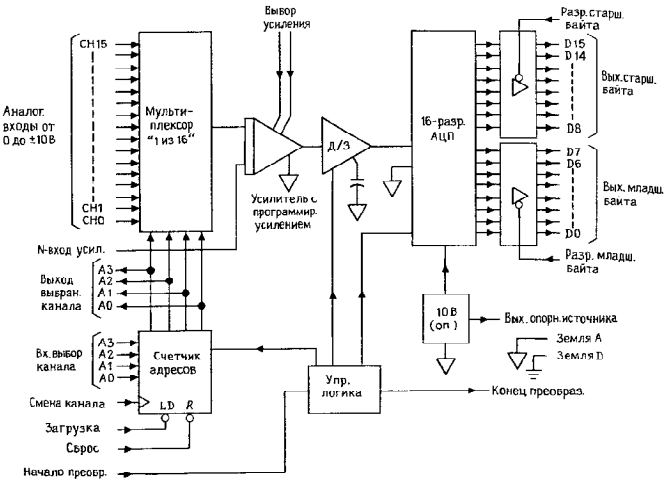


Рис. 9.63. Модульная АЦП-система DT5716

стабильное опорное напряжение, сдвиги усилителя и т. п.

Типичным представителем этих устройств является DT-5716 фирмы Data Translation (рис. 9.63). Этот модуль имеет 16 несимметричных (или 8 дифференциальных) входов с аналоговым мультиплексором на входе, за которым следуют схема выборки и запоминания, усилитель с регулируемым коэффициентом усиления и 16-разрядный АЦП. Он может осуществлять преобразование на частоте 20 кГц и имеет двухбайтовую организацию выхода, которая упрощает сопряжение с микропроцессорной шиной (см. гл. 10 и 11).

Модули А/Ц-подсистем выпускаются с разрашающей способностью от 12 до 16 разрядов как с входным мультиплексором, так и без него. Вы действительно платите за высокую точность и высокое быстродействие и большинство выпускаемых модулей существенно дешевле, чем упомянутые ранее блоки. К примеру, модули серии DAS1157-9 фирмы Analog Devices представляют собой одноканальные преобразователи с разрешающей способностью от 14 до 16 разрядов и пропускной способностью, соответствующей 18 кГц; стоят они меньше 300 долл. в партии из 100 шт. Вы можете приобрести преобразовательные модули нескольких фирм, включая Analog Devices, Analogic, Data Translation и Intech.

ПРИМЕРЫ А Ц-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

9.24. 16-канальная А/Ц-система сбора данных

На рис. 9.64 показана схема, предназначенная для преобразования в цифровую форму любой из 16 аналоговых входных величин с 12-разрядным кодом на выходе. С ее помощью можно организовать «передний край» в эксперименте сбора данных под управлением микропроцессора.

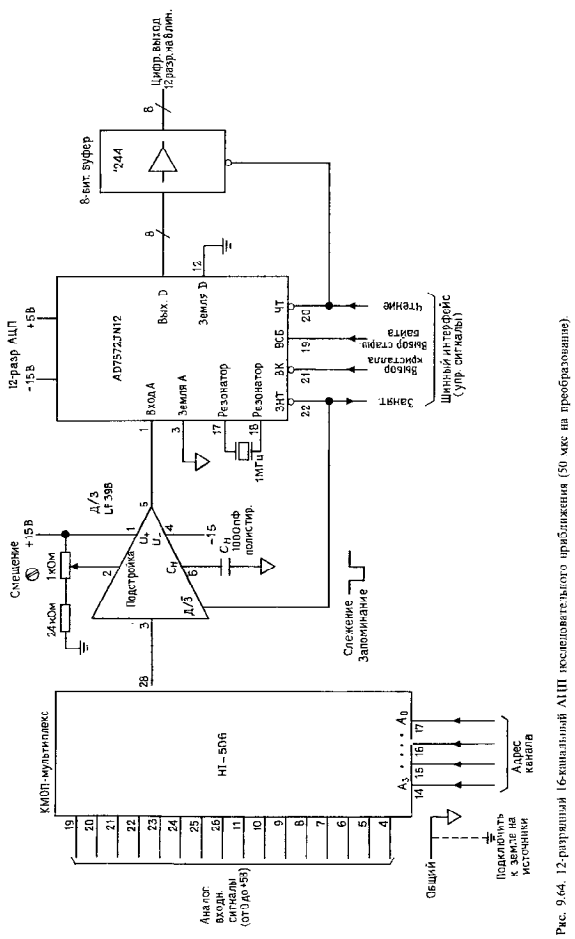


Рис. 9.64. 12-разрядный 16-канальный АЦП последовательного приближения (50 мкс на преобразование)

ИС HI-506 представляет собой 16-канальный аналоговый МОП-мультиплексор с цифровыми входами, совместимыми с МОП-логикой. Этот своеобразный мультиплексор имеет несколько очень приятных свойств. В частности, его ключи являются разновидностью ключей с «размыканием перед срабатыванием». Это означает, что при смене адреса на мультиплексоре различные входные каналы не замыкаются друг с другом. Более того, входные сигналы могут уходить за пределы напряжения питания и при этом не будет возникать эффект «тиристорного защелкивания» или перекрестные помехи между входами. Учтите эти соображения, когда будете подыскивать себе линейные ключи. Они иногда могут породить проблемы. Например, «размыкание перед срабатыванием» снижает время переключения, поскольку «срабатывание» необходимо задержать для того, чтобы дать возможность ключу разомкнуться.

Единственный аналоговый выход мультиплексора поступает на схему LF398 – монолитный усилитель с выборкой и запоминанием (рис. 4.41) в удобном 8-выводном корпусе DIP (цена 2 долл.). Эта ИС используется как схема «слежения и запоминания», фиксирующая аналоговое колебание только с началом преобразования. С использованием конденсатора 1000 пФ выход схемы устанавливается до 1 МЗР за 0,5 мкс и снижается менее, чем на 3 мкВ за последующие 12 мкс преобразования. AD7572 – это превосходный маломощный 12-разрядный АЦП с внутренним источником опорного напряжения и тактовым генератором; он имеет удобные управляющие сигналы для сопряжения с микропроцессором, включая возможность мультиплексирования 12-разрядного результата на 8 линий («байтовая шина данных») за два последовательных цикла.

Устройство, управляющее этой схемой, обычно назначает адрес для мультиплексора, затем инициирует преобразование с помощью сигналов $\overline{ВК}$ и $\overline{ЧТ}$. АЦП отвечает выдачей сигнала $\overline{ЗАНЯТ}$, который фиксирует аналоговый входной сигнал. Преобразование завершается через 12 мкс и сигнал $\overline{ЗАНЯТ}$ устанавливается на высоком уровне. С этого момента доступны все 12 разрядов результата, если вы хотите использовать все 12 линий $D_{вых}$; однако если у вас 8-разрядная шина, то вы можете первыми считать 8 младших значащих разрядов, а затем подать сигнал ВЫБОР СТАРШЕГО БАЙТА для того, чтобы передать на D_0–D_3 4 старших значащих разряда.

После инициирования преобразования устройство, управляющее преобразователем, может заняться проверкой сигнала $\overline{ЗАНЯТ}$, чтобы увидеть, когда преобразование завершится. Более простой вариант – это ждать 12 мкс («временной цикл» программы потратит требуемое время; см. гл. 11). Управляющее устройство вынуждено ждать 4 мкс после завершения преобразования перед тем, как инициировать следующее преобразование; это – «время захвата» ИС LF398, т. е. время, необходимое для того, чтобы выход вновь отследил вход с точностью до 0,1%. В течение этого времени устройство управления может, конечно, заняться считыванием цифрового выхода. Общее время преобразования составляет, таким образом, минимум 16 мкс, что равнозначно 60 000 преобразованиям в секунду.

По поводу этой схемы стоит сделать несколько замечаний: (а) Для получения полной 12-разрядной точности вы должны обеспечить подстройку сдвига для компенсации трех видов ошибок: 1) $U_{сдв}$ входа В/З составляет 7 мВ (макс.); 2) полевой транзистор входа В/З вводит небольшую ступеньку напряжения в режиме ЗАПОМИНАНИЕ, обусловленную инжекцией заряда в затвор полевого транзистора (разд. 3.12), в данном случае относительно стабильную отрицательную ступеньку в 10 мВ; 3) сам АЦП имеет $U_{сдв}$, определяемое как 4 МЗР (эквивалентно 5 мВ для диапазона входного сигнала 0–5 В). Мы включили схему подстройки для LF398, используя рекомендации изготовителя. (б) Емкость конденсатора запоминания определяется путем компромисса. Небольшая емкость сокращает время захвата, но приводит к бо́льшему спаду вершины импульса и бо́льшей ступеньке от инжекции заряда. Мы выбрали емкость, которая дает незначительный спад и приводит к ступеньке в режиме ЗАПОМИНАНИЕ, эквивалентной 8 МЗР; ступенька сравнительно стабильна и ее можно компенсировать соответствующей подстройкой с помощью регулятора «Подстройка сдвига». (в) Схема приспособлена под однополярные входные сигналы (0–5 В); если необходимо принимать биполярные входные сигналы, то следует добавить схему смещения операционного усилителя, позаботясь о том, чтобы удержать ошибки в пределах менее 1 МЗР (1 часть на 4000). Для того чтобы облегчить работу, схема AD7572 выдает прецизионное опорное напряжение, тем не менее потребуется еще несколько компонентов. (г) Прекрасным дополнением к такого сорта схемам является усилитель с программируемым коэффициентом усиления, так что управляющий микропроцессор может управлять коэффициентом усиления для того, чтобы приспособиться к диапазону амплитуд входного сигнала. ИС AD526 фирмы Analog Devices представляет собой однокристальный прибор с программируемым коэффициентом усиления 1, 2, 4, 8 и 16 и точностью усиления 0,02% (точность 12 разрядов); альтернативный вариант – ИС LF13006/7 фирмы National содержит резисторы и ключи на полевых транзисторах (но не сам усилитель) для установки коэффициента усиления от 1 до 128 (с коэффициентами 2) или от 1 до 100 (в последовательности 1-2-5); эти компоненты имеют точность коэффициента усиления 0,5% (точность 8 разрядов).

В этой схеме, естественно, используется АЦП с последовательным приближением, поскольку при переключении от одного входа к другому важную роль играет быстродействие. Мы выбирали компоненты, стараясь минимизировать стоимость. Показанная схема будет стоить около 50 долл. по ценам на сегодня; основной вклад в стоимость вносит преобразователь – 35 долл.

9.25. $3\frac{1}{2}$-знаковый цифровой вольтметр

На рис. 9.65 представлена схема, в которой использованы преимущества двухстадийного интегрирования. Почти вся схема цифрового вольтметра, за исключением внешних компонентов для интегратора и генератора тактовых импульсов, точного источника опорного напряжения и устройства отображения, выполнена на однокристальной КМОП БИС. Схема ICL7107 при работе использует цикл автоматического обнуления и даже, более того, формирует все 7-сегментные мультиплексируемые выходные сигналы для непосредственного запуска 4-цифрового дисплея на светодиодах. Используя на входе внешний аттенюатор (или эталонный источник), вы можете формировать другие полномасштабные диапазоны напряжений. Метод двухстадийного преобразования очень удобен для работы цифрового вольтметра: он обеспечивает хорошую точность (включая автокоррекцию нуля) и подавление сетевых помех в приборах с усреднением при низкой стоимости. Стоимость используемого здесь преобразователя не превышает 20 долл.

9.26. Кулонометр

Схема, показанная на рис. 9.66, представляет собой токовый интегратор с уравновешиванием заряда, или «кулонометр». Этот прибор можно использовать для измерения интегрального тока (полного заряда) за определенный интервал времени; он может найти применение в области электрохимии или для электрофореза. Начнем с нижнего левого угла, где интегрируемый ток протекает через мощный прецизионный 4-проводный резистор, образуя пропорциональное напряжение. ИМС2 является сравнительно недорогим (менее 5 долл.) прецизионным операционным усилителем с одним источником питания, с низким начальным сдвигом напряжения (80 мкВ макс.) и малым дрейфом сдвига во времени и по температуре (менее 2 мкВ на градус и 0,5 мкВ в месяц).

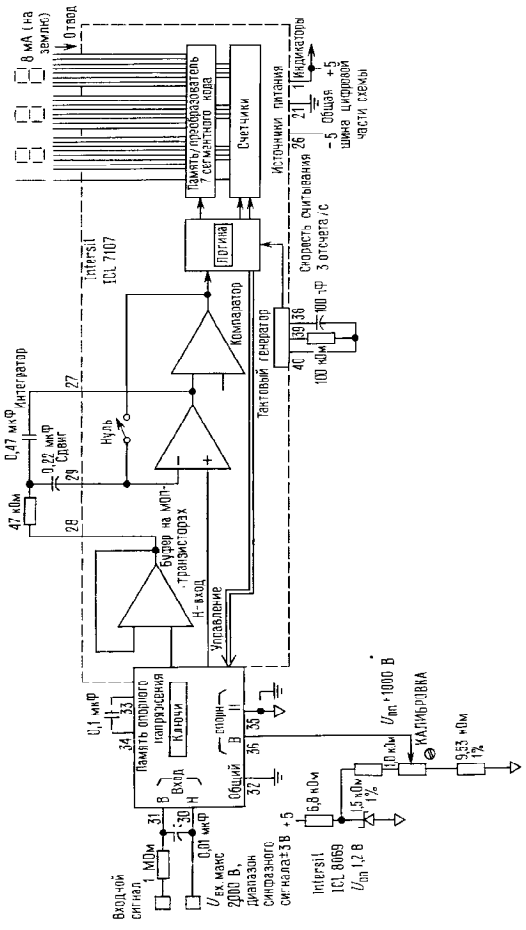


Рис. 9.65. Однополюсный «1 1/2-цифровый» цифровой вольтметр с двухтактным интегрированием. В высокий; Н низкий.

Он формирует выходной ток, программируемый измеряемым током и запускает зарядоуравновешивающий интегратор на ИМС3. С помощью поворотного переключателя на входе выбирается один из пяти декадных пределов чувствительности, причем на любом диапазоне полному входному сигналу соответствует ток 200 мкА в коллекторе T_1. Транзистор T_1 – это полевой МОП-транзистор (а не биполярный плоскостной транзистор), используемый для исключения ошибки управляющего тока.

Схема уравновешивания заряда является обычной дельта-сигма-схемой с полевым p-канальным транзистором T_2, работающим в режиме обогащения, который выдает порции заряда в соответствии с состоянием триггера ИМС5а после каждого такта синхронизации. ИМС5б работает как одновибратор, увеличивая состояние двоичной пересчетной схемы ИМС7 на каждом такте, в течение которого T_2 находится в проводящем состоянии. Эта схема не подсчитывает какое-то определенное число тактов синхронизации, а просто накапливает до тех пор, пока не остановится. 4-разрядные счетчики ИМС9 и ИМС10 отслеживают общий заряд и управляют 8-разрядным дисплеем на светодиодах.

Если измеряемый ток превышает максимальный ток выбранного диапазона, то ток T_2 не способен уравновесить ток T_1, даже если транзистор будет постоянно включен; при этом зафиксированное на счетчиках значение заряда будет содержать ошибку. ИМС4а проверяет условие выхода за пределы диапазона и зажигает светодиод, если выходной сигнал интегратора превышает фиксированный уровень опорного напряжения (который выбирается с запасом по отношению к нормальным условиям работы интегратора).

Некоторые подсчеты при проектировании. При проектировании схемы типа этой следует принять несколько решений. Например, большинство элементов КМОП-логики работают от напряжения +15 В для того, чтобы упростить коммутацию транзистора T_2. Поскольку 4-разрядные счетчики работают от напряжения +5 В, для сопряжения высокоуровневых сигналов КМОП-логики с уровнями счетчика использована схема 4049. ИМС4 работает от одного источника питания и ее выходной сигнал изменяется от нуля до +15 В, что упрощает подключение к ИМС5а. Для того чтобы обеспечить достаточный диапазон работы транзистора T_1, опорное напряжение для интегратора и компаратора устанавливается с помощью стабилитрона D_2 на уровне +4,7 В; здесь подойдет самый простой стабилитрон, поскольку точность не требуется. Обратите внимание на то, что прецизионное опорное напряжение зависит от напряжения +4,7 В, использованного для масштабирования тока, коммутируемого в интеграторе. Рабочий ток источника REF-02 используется заодно и для смещения стабилитрона.

Ключ (T_2) может оказать существенное влияние на общую точность прибора. Если он обладает слишком большой емкостью, то дополнительный заряд на его стоке приведет к погрешности. Схемное решение, использованное в предыдущем примере (коммутация на землю во время циклов отклонения тока), в данном случае не подойдет, поскольку ошибки напряжения сдвига ИМС3 приведут к постоянной ошибке при очень малых токах. Используя однополюсный однонаправленный переключатель, показанный на схеме, можно увеличить динамический диапазон за счет некоторого снижения точности (что вызвано избыточным зарядом на стоке транзистора T_2, который интегрируется на каждом такте). Выбранный операционный усилитель интегратора представляет собой усилитель на полевых МОП-транзисторах с малыми токами смещения и поэтому пренебрежимо малой погрешностью по току (10 пА тип.). Поскольку операционные усилители на полевых транзисторах имеют, как правило, бо́льшие напряжения сдвига, чем усилители на биполярных транзисторах, такой выбор усилителя только обострит только что рассмотренную проблему динамического диапазона при использовании однополюсного ключа на два направления.

Динамический диапазон. Важно понимать,

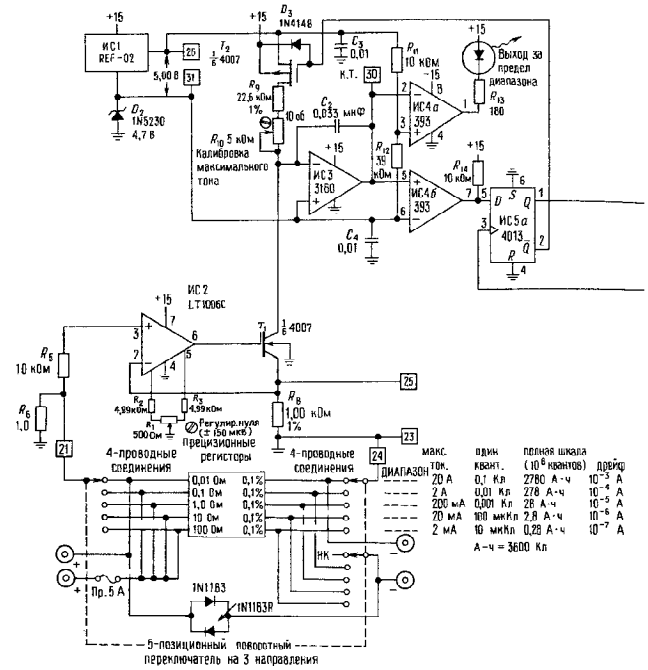
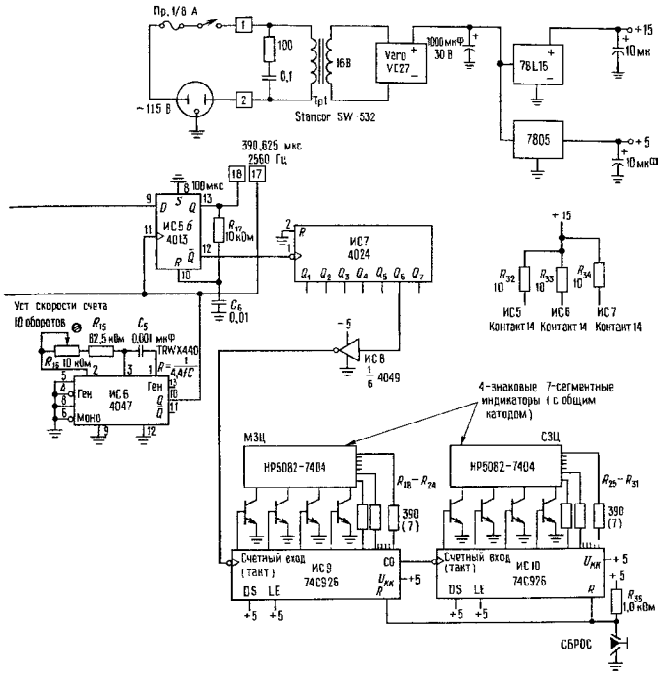


Рис. 9.66. Кулонометр (счетчик накопленного заряда) К. Т. – контрольная точка интегратора; Пр – предохранитель; НК – неподключенный контакт; МЗЦ – младшая значащая цифра; СЗЦ – старшая значащая цифра.

что этот прибор спроектирован в расчете на большой динамический диапазон с точным интегрированием тока, изменяющегося в процессе эксперимента на несколько порядков по величине. Именно по этой причине большое внимание уделяется схеме «переднего края» на прецизионном операционном усилителе с цепью подстройки сдвига, обеспечивающей прецизионную регулировку (обычная схема подстройки имеет, как правило, полный диапазон в несколько милливольт, что затрудняет точную подстройку сдвига на нуле). При подстройке ИМС2 на сдвиг 10 мВ или менее динамический диапазон прибора будет превышать 10 000 : 1.



СХЕМЫ ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКИ ЧАСТОТЫ

9.27. Введение

Система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) – это весьма важный и полезный узел, выпускаемый в виде отдельной интегральной схемы многими изготовителями. ФАПЧ содержит фазовый детектор, усилитель и генератор, управляемый напряжением (ГУН), и представляет собой сочетание в одном корпусе аналоговой и цифровой техники. Мы рассмотрим в дальнейшем применение ФАПЧ для тонального декодирования, демодуляции АМ- и ЧМ-сигналов, умножения частот, частотного синтеза, импульсной синхронизации сигналов от шумящих источников (например, магнитной ленты) и восстановления «чистых» сигналов.

Существует традиционное предубеждение против ФАПЧ, связанное отчасти со сложностью реализации ФАПЧ на дискретных компонентах, а отчасти с сомнениями относительно ее надежной работы. С появлением недорогих и простых в при-

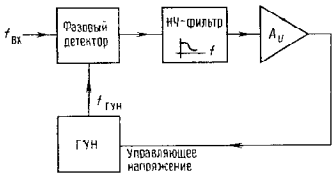


Рис. 9.67. Схема фазовой автоподстройки частоты.

менении устройств ФАПЧ первое препятствие для их широкого применения было преодолено. При правильном проектировании и корректном применении устройства ФАПЧ становятся такими же надежными элементами схемы, как операционные усилители или триггеры.

На рис. 9.67 показана классическая схема ФАПЧ. Фазовый детектор – устройство, которое осуществляет сравнение двух входных частот, и формирует выходной сигнал, пропорциональный их фазовой разности (если, например, частоты различаются, то на выходе появится периодический сигнал на разностной частоте). Если $f_{вх}$ не равна $f_{ГУН}$, то отфильтрованный и усиленный сигнал фазовой ошибки будет воздействовать на частоту ГУН, изменяя ее в направлении $f_{вх}$. При нормальных условиях ГУН быстро производит «захват» частоты $f_{вх}$, поддерживая постоянный фазовый сдвиг по отношению к входному сигналу.

Поскольку отфильтрованный выходной сигнал фазового детектора является сигналом постоянного тока, а управляющий входной сигнал ГУН – мерой входной частоты, совершенно очевидно, что ФАПЧ можно применять для ЧМ-детектирования и тонального декодирования (используемое при цифровой передаче по телефонным линиям). Выходной сигнал ГУН – это сигнал местной частоты, равной $f_{вх}$, таким образом, ГУН выдает чистый опорный сигнал, который может содержать шумы. Поскольку выходной сигнал ГУН может иметь любую форму (треугольную, синусоидальную и т. п.), это позволяет формировать, допустим, синусоидальный сигнал, синхронизированный с последовательностью входных импульсов.

В одном из часто встречающихся применений ФАПЧ между выходом ГУН и фазовым детектором включают счетчик по модулю n, обеспечивая, таким образом, умножение входной эталонной частоты $f_{вх}$. Это – идеальный метод генерации импульсов синхронизации на частотах, кратных частоте сетевого напряжения, для интегрирующих АЦП (двухстадийных и с уравновешиванием заряда) с полным подавлением помех на сетевой частоте и ее гармониках. Подобные схемы являются основными при построении частотных синтезаторов.

Компоненты ФАПЧ. *Фазовый детектор.* Существуют два основных типа фазовых детекторов, которые иногда называют тип 1 и тип 2. Фазовый детектор типа 1 предназначен для работы с аналоговыми сигналами или цифровыми сигналами прямоугольной формы, а детектор типа 2 – для работы по логическим переходам (фронтам). Типичным представителем детекторов типа 1 является детектор 565 (линейный), а детектор КМОП 4096 можно отнести и к тому, и к другому типу.

Самым простым фазовым детектором является детектор типа 1 (цифровой), который представляет собой простой вентиль ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (рис. 9.68). На рисунке показана зависимость выходного напряжения от разности фаз при использовании фильтра низких частот и прямоугольного входного колебания со скважностью 50%. Фазовый детектор типа 1 (линейный) имеет аналогичную зависимость выходного напряжения от фазовой разности, хотя его схема представляет собой «четырехквадрантный умножитель», известный также под названием «балансный смеситель». Фазовые детекторы этого типа, обладающие высокой линейностью, находят широкое применение в *синхронном детектировании*, которое мы рассмотрим в разд. 15.15.

Фазовый детектор типа 2 обладает чувствительностью только по отношению к расположению *фронтов* сигнала и входного сигнала ГУН, как показано на рис. 9.69. Схема фазового компаратора генерирует выходные импульсы либо *отставания*, либо *опережения* в зависимости от того, когда появляются логические переходы выходного сигнала ГУН, после или до переходов опорного сигнала соответственно. Ширина этих импульсов равна промежутку времени между соответствующими фронтами, как показано на рисунке. Во время действия этих импульсов выходная схема либо отводит, либо отдает ток, а в промежутках между импульсами находится в разомкнутом состоянии, формируя зависимость между выходным напряжением и разностью фаз, показанную на рис. 9.70. Процесс абсолютно не зависит от скважности импульсов на входе в отличие от ситуации с рассмотренным ранее фазовым компаратором типа 1. Другой привлекательной особенностью этого фазового детектора является то, что импульсы на выходе полностью исчезают, когда два сигнала засинхронизированы. Это означает, что на выходе отсутствуют «пульсации», которые вызывают периодическую фазовую модуляцию в контуре,

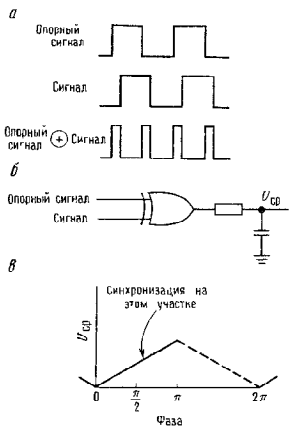


Рис. 9.68. Фазовый детектор (тип 1), выполненный по схеме Исключающее ИЛИ.

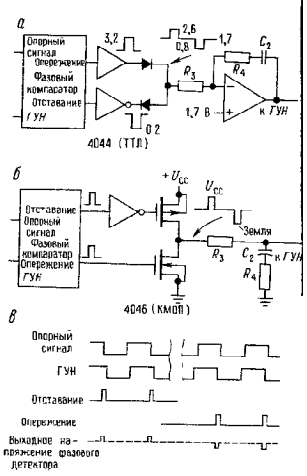


Рис. 9.69. Фазовый детектор (тип 2) опережения отставания, работающий «по фронтам».

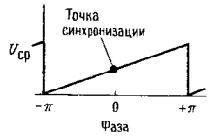


Рис. 9.70

как это имеет место при использовании фазового детектора типа 1.

Сравним свойства фазовых детекторов двух основных типов

	Тип 1 ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ	*Тип 2 Запуск по фронту (или качка заряда)*
Скважность входного сигнала	50% оптимально	Не играет роли
Синхронизация по гармоникам	Да	Нет
Подавление помех	Хорошее	Плохое
Остаточная пульсация на частоте $2f_{вх}$	Большая	Малая

Диапазон синхронизации (L)	Весь диапазон ГУН	Весь диапазон ГУН
Диапазон захвата	$fL(f<1)$	L
Выходная частота при рассинхронизации	$f_{центр}$	$f_{мин}$

Существует еще одно различие между этими двумя типами фазовых детекторов. Детектор типа 1 всегда генерирует выходное колебание, которое в дальнейшем должно фильтроваться с помощью фильтра контура регулирования (более подробно обсудим это позже). Таким образом, ФАПЧ с фазовым детектором типа 1 содержит контурный фильтр, работающий как фильтр нижних частот, сглаживающий логический выходной сигнал полной амплитуды. В таком контуре всегда присутствует некоторая остаточная пульсация и, следовательно, периодические фазовые изменения. В тех схемах, где ФАПЧ используется для умножения или синтеза частот, к выходному сигналу добавляются еще и «боковые полосы фазовой модуляции» (см. разд. 13.18).

Фазовый детектор типа 2, наоборот, генерирует выходные импульсы только тогда, когда между опорным сигналом и сигналом ГУН имеется фазовая разность. Поскольку в противном случае выход фазового детектора выглядит как разомкнутая цепь, конденсатор контурного фильтра работает как элемент запоминания напряжения, поддерживая напряжение, сохраняющее требуемую частоту ГУН. Если опорный сигнал «уходит» по частоте, то фазовый детектор генерирует последовательность коротких импульсов, заряжая (или разряжая) конденсатор до нового напряжения, необходимого для того, чтобы вновь вернуть ГУН в синхронизм.

Генераторы, управляемые напряжением. Важным компонентом ФАПЧ является генератор, частотой которого можно управлять, используя выходной сигнал фазового детектора. Некоторые ИМС ФАПЧ содержат ГУН (например, линейный элемент 565 и КМОП-элемент 4046). Кроме того, имеются отдельные ИМС ГУН, перечисленные в табл. 5.4. Интересный класс ГУН составляют элементы с синусоидальным выходом (8038, 2206 и

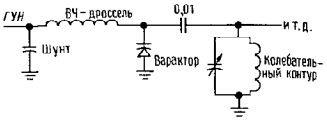


Рис. 9.71.

т. п.), поскольку они позволяют генерировать чистое синусоидальное колебание, засинхронизированное с входным колебанием «страшного» вида. Следует упомянуть еще один класс ГУН,– «преобразователи напряжения в частоту», которые обычно проектируются с оптимальной линейностью; они имеют, как правило, скромную максимальную частоту (до 1 МГц) и вырабатывают импульсы с логическими уровнями (см. разд. 5.15).

Следует помнить о том, что частота ГУН не ограничивается скоростью срабатывания логических схем. Можно, например, использовать радиочастотные генераторы, настраиваемые с помощью варактора (диод с изменяемой емкостью) (рис. 9.71).

Продвигаясь в соответствии с этой идеей еще на один шаг, можно было бы даже использовать такой элемент, как отражательный клистрон,– микроволновый (гигагерцевый) генератор, с электрической настройкой за счет изменения напряжения на *отражателе*. Разумеется, ФАПЧ, использующая такие генераторы, потребует радиочастотный фазовый детектор.

Зависимость частоты от управляющего напряжения ГУН, используемого в ФАПЧ, может не обладать высокой линейностью, однако в случае большой нелинейности коэффициент усиления в контуре будет изменяться в соответствии с частотой сигнала и придется обеспечивать больший запас устойчивости.

9.28. Проектирование ФАПЧ

Замыкание контура регулирования. Фазовый детектор вырабатывает сигнал ошибки, соответствующий фазовому рассогласованию между входным и опорным сигналами. Частотой ГУН можно управлять,

подавая на его вход соответствующее напряжение. Казалось бы, что здесь можно поступить также, как и в любом другом усилителе с обратной связью, вводя контур регулирования с некоторым коэффициентом передачи; мы поступали точно также в схемах с операционными усилителями.

Однако имеется одно существенное отличие. Ранее, регулируемая с помощью обратной связи величина совпадала с величиной, измеряемой с целью формирования сигнала ошибки или была по крайней мере ей пропорциональна. В усилителе напряжения, например, мы измеряли выходное напряжение и соответствующим образом подстраивали входное. В системах ФАПЧ осуществляется интегрирование; мы измеряем *фазу*, а регулируем *частоту*, но фаза является интегралом от частоты. За счет этого в контуре регулирования появляется фазовый сдвиг 90°.

Такой интегратор, включенный в контур обратной связи, существенным образом влияет на работу схемы – дополнительное запаздывание по фазе на 90° на частотах, где коэффициент усиления равен единице, вызывает возникновение самовозбуждения. Простое решение заключается в том, чтобы не включать в контур компоненты, которые дают дополнительное запаздывание по фазе, по крайней мере на тех частотах, где коэффициент усиления близок к единице. В конце концов операционные усилители имеют запаздывание по фазе 90° на большинстве частот своего диапазона, однако они превосходно работают. Это – один из подходов и он приводит к тому, что называется «контуром первого порядка». Блок-схема в этом случае выглядит точно также, как ранее приведенная блок-схема ФАПЧ без фильтра нижних частот.

Хотя контуры первого порядка во многих ситуациях очень удобны, они не обладают необходимыми свойствами «маховика», которые позволяют генератору, управляемому напряжением, сглаживать помехи и флуктуации входного сигнала. Более того, контур первого порядка не сохраняет постоянным фазовое соотношение между опорным сигналом и сигналом ГУН, так как выход фазового детекто непосредственно управляет ГУН. В «ко тур второго порядка» вводится дополн тельная фильтрация на низкой часто с целью предотвращения неустойчивост Такой контур обладает свойством «мах вика» и, кроме того, уменьшает «диап зон захвата» и увеличивает время захват К тому же, как будет показано ниже, пр использовании фазовых детекторов тип 2 контур второго порядка гарантирує фазовую синхронизации при нулевой ра ности фаз между опорным сигналом сигналом ГУН. Практически во всех с стемах применяют контуры второго п рядка, поскольку в большинстве примен ний система ФАПЧ должна обеспечива малые флуктуации фазы выходного си нала, а также обладать некоторыми свой ствами памяти или «маховика». Контур второго порядка могут иметь высоки коэффициент передачи на низких част тах, что обеспечивает повышенную устой чивость (по аналогии с достоинствам высокого коэффициента усиления в усил телях с обратной связью). Вернемся к д лу и рассмотрим применение ФАПЧ н примерах.

9.29. Пример разработки: умножитель частоты

Формирование частоты, кратной фикси рованной входной частоте, является одни из наиболее распространенных примен ний ФАПЧ. В частотных синтезатора частота выходного сигнала формируетс за счет умножения частоты стабильног низкочастотного (допустим, 1 Гц) сигнал на целое число n; число n можно задават в цифровом виде, т. е. вы получаете гиб кий источник сигналов, которым можн управлять даже с помощью компьютера Можно использовать ФАПЧ в более про заических системах, например, для тог чтобы генерировать тактовую частоту синхронизированную с некоторой друго эталонной частотой, которая уже имеетс в приборе. Предположим, что мы хоти получить тактовые сигналы частото 61 440 Гц для двухстадийного АЦП. Така частота обеспечивает производительност

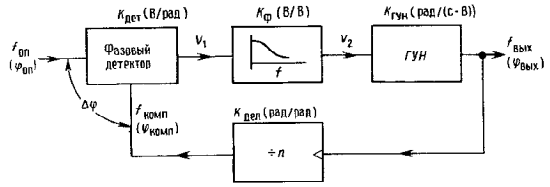


Рис. 9.72. Блок-схема умножителя частоты.

7,5 измерений в секунду, причем на первой стадии (подъеме) потребуется 4096 периодов синхропизации (напомним, что в двухстадийном преобразовании используется постоянный временной интервал) и на второй стадии (разряд постоянным током) может потребоваться до 4096 периодов. Уникальная особенность схемы ФАПЧ заключается в том, что тактовую частоту 61 440 кГц можно засинхронизировать с сетевой частотой 60 Гц (61 440 = = 60 × 1024), полностью подавив тем самым помехи на частоте 60 Гц, которые, как мы уже обсуждали в разд. 9.21, присутствуют на любом сигнальном входе преобразователя.

Начнем со стандартной схемы ФАПЧ, в которой между выходом ГУН и фазовым детектором включен счетчик-делитель на n (рис. 9.72). На этой схеме для каждого функционального блока указан коэффициент передачи. Это понадобится нам для проведения расчетов по устойчивости. Обратите особое внимание на то, что фазовый детектор преобразует фазу в напряжение, а ГУН – напряжение в производную фазы по времени (т. е. частоту). Отсюда важное следствие – если фазу в самой нижней части схемы рассматривать как переменную, то ГУН будет действовать как интегратор. Фиксированное входное напряжение рассогласования приводит к линейно возрастающему фазовому рассогласованию на выходе ГУН. Фильтр нижних частот и делитель на n имеют коэффициенты передачи меньше единицы.

Устойчивость и фазовые сдвиги. На рис. 9.73 показаны диаграммы Боде, с помощью которых можно оценить устойчивость ФАПЧ второго порядка. ГУН работает как интегратор с характеристикой $1/f$ и запаздывающим фазовым сдвигом 90° (т. е. его характеристика пропорциональна $1/j\omega$, а конденсатор заряжается от источника тока). Для того чтобы иметь приличный запас по фазе (разность между 180° и фазовым сдвигом на частоте, при которой общий коэффициент передачи контура равен 1), в фильтр нижних частот последовательно с конденсатором включают резистор для того, чтобы приостановить спад характеристики на некоторой частоте (с причудливым названием «нуль»). Комбинация этих двух характеристик дает показанную на рисунке характеристику контура. До тех пор пока спад коэффициента передачи контура будет составлять 6 дБ/октава (в области единичного коэффициента передачи), контур будет устойчив. Это делается с помощью фильтра нижних частот по типу «опережение – отставание» с соответствующим образом выбранными свойствами (точно также, как компенсация опережения – отставания в операционных усилителях). Дальше вы увидите, как это делается.

Расчет коэффициента передачи. На рис. 9.74 приведена схема ФАПЧ для синтезатора частоты 61 440 Гц. Фазовый детектор и ГУН входят в состав КМОП ИМС ФАПЧ 4046. В этой схеме мы использовали вариант фазового детектора с запуском по фронту (в ИМС 4046 имеются оба варианта). Его выходной сигнал вырабатывается двумя КМОП-транзисторами, которые формируют насыщенные импульсы с уровнями U_{CC} или 0 В. Фактически, это выход с тремя состояниями, как было

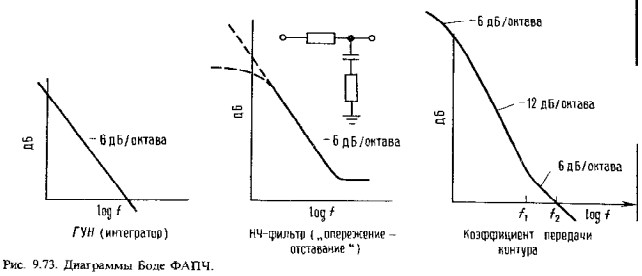


Рис. 9.73. Диаграммы Боде ФАПЧ.

изложено выше, поскольку он находится в состоянии высокого импеданса, за исключением интервала времени, когда действует импульс фазового рассогласования.

Минимальная и максимальная частоты ГУН, соответствующие управляющим напряжениям 0 В и U_{CC}, устанавливаются подбором величин R_1, R_2 и C_1 согласно некоторым схемным характеристикам. Выбранные нами величины показаны на рисунке. Следует отметить, что ИМС 4046 страдает «хроническим заболеванием» – повышенной чувствительностью к напряжению питания, поэтому проверяйте характеристики по паспортным данным. Остальные компоненты контура выбираются по стандартным для ФАПЧ процедурам.

После того как необходимый диапаз ГУН выбран, остается лишь произвес расчет фильтра нижних частот. Это оче ответственная часть. Начнем с того, ч выпишем составляющие коэффициен передачи контура, учитывая каждую ко поненту (табл. 9.7 и рис. 9.72). Придерживайтесь одних и тех же един измерения; не переходите с f на ω или, ч еще хуже, с герц на килогерцы. Нам ос лось определить только K_{Φ}. Сделаем эт записав общее выражение для коэфф циента передачи контура, но не забыва что ГУН – это интегратор,

$$Y_{вых} = \int U_2 K_{ГУН} dt$$

Общий коэффициент передачи конту

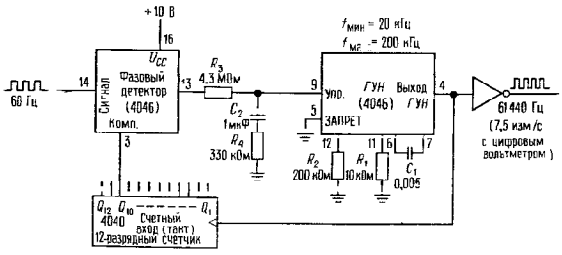


Рис. 9.74. Применения умножителя ФАПЧ для формирования тактовых сигналов, синхронных с частотой се переменного тока.

Таблица 9.7. Расчет коэффициента передачи ФАПЧ

Узел	Функция	Коэффициент передачи	Расчет коэффициента передачи ($U_{CC} = 10$ В)
Фазовый детектор	$U_1 = K_{дет}\Delta\varphi$	$K_{дет}$	От 0 до U_{CC} ↔ от 0° до 360°
НЧ-фильтр	$U_2 = K_\Phi U_1$	K_Φ	$K_\Phi = \dfrac{1 + j\omega R_4 C_2}{1 + j\omega(R_3 C_2 + R_4 C_2)}$ В/В
ГУН	$\dfrac{d\varphi_{вых}}{dt} = K_{ГУН} U_2$	$K_{ГУН}$	20 кГц ($U_2 = 0$) до 200 кГц ($U_2 = 10$ В) → $K_{ГУН} = 18$ кГц/В = 1,13 10^5 рад/(В·с)
Делитель на n	$\varphi_{вых.дел} = \dfrac{1}{n}\varphi_{вых}$	$K_{дел}$	$K_{дел} = \dfrac{1}{n} = \dfrac{1}{1024}$

равен

$$K_{общ} = K_{дет} K_\Phi (K_{ГУН}/j\omega) K_{дел} = -1{,}59 \times \frac{1 + j\omega R_4 C_2}{1 + j\omega(R_3 C_2 + R_4 C_2)} \times \times \frac{1{,}13 \cdot 10^5}{j\omega} \times \frac{1}{1024}.$$

Теперь наступает этап выбора частоты, на которой коэффициент передачи контура должен проходить через единицу. Идея заключается в том, что частота единичной передачи выбирается достаточно высокой, чтобы контур мог должным образом отслеживать изменения входной частоты, но и достаточно низкой, чтобы обеспечить свойства «маховика» и сглаживать помехи и скачки входного сигнала. Например, система ФАПЧ, предназначенная для демодуляции входных ЧМ-сигналов или декодирования последовательностей высокоскоростных тональных сигналов, должна иметь высокое быстродействие (для входных ЧМ-сигналов полоса пропускания контура должна соответствовать входному сигналу, т.е. равняться максимальной частоте модуляции, а для декодирования тональных сигналов время отклика должно быть меньше, чем продолжительность тонального сигнала). С другой стороны, контур, предназначенный для генерации фиксированной частоты, кратной некоторой стабильной и медленно меняющейся входной частоте, должен иметь низкую частоту единичной передачи. Это позволит уменьшить фазовый шум на выходе и сделать систему ФАПЧ нечувствительной к шумам и выбросам на входном сигнале. Будут едва заметны даже кратковременные пропадания входного сигнала, поскольку напряжение, запоминаемое на конденсаторе фильтра, заставит ГУН продолжать формирование той же самой выходной частоты.

В данном случае мы выбрали частоту единичной передачи f_2, равной 2 Гц или 12,6 рад в секунду. Это значительно ниже опорной частоты и вряд ли можно ожидать, что реальные отклонения сетевой частоты превысят эту величину (следует учитывать, что электроэнергия вырабатывается крупными генераторами с огромной механической инерцией). По негласному правилу точку излома характеристики фильтра нижних частот (ее «нуль») следует выбрать на частоте по крайней мере в 3–5 раз ниже, чтобы обеспечить достаточный запас по фазе. Вспомните, что фазовый сдвиг простой RC-цепи меняется от 0 до 90° в диапазоне частот от 0,1 до 10 относительно частоты -3дБ («полюс»), при которой сдвиг равен 45°. Выберем частоту нуля f_1 равной 0.5 Гц, или 3,1 рад/с (рис. 9.75). Точка излома f_1 определяет постоянную времени R_4C_2: $R_4C_2 = 1/2\pi f_1$. Попробуем взять $C_2 = 1$ мкФ и $R_4 = 330$ кОм. Осталось лишь выбрать R_3 так, чтобы коэффициент передачи контура был равен 1 на частоте f_2. Полученный результат: $R_3 = 4{,}3$ МОм.

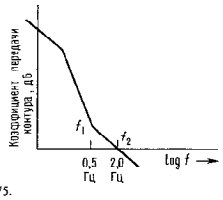


Рис. 9.75.

Упражнение 9.5. Покажите, что при выбранных компонентах фильтра единичный коэффициент передачи контура получается действительно на частоте $f_2 = 2$ Гц.

Иногда параметры фильтра могут оказаться не совсем подходящими и вам придется подстраивать их или смещать частоту единичной передачи. Полученные значения соответствуют ФАПЧ на КМОП-элементах (типовой входной импеданс ГУН составляет 10^{12} Ом). Для ФАПЧ на биполярных транзисторах (например, типа 4044) возможно потребуется согласование импедансов с помощью внешнего операционного усилителя.

В этом примере для упрощения фильтра мы использовали фронтовой (типа 2) фазовый детектор. На практике возможно это и не самое лучшее решение для ФАПЧ, синхронизированной с сетевой частотой 60 Гц, поскольку сигналы с частотой 60 Гц содержат сравнительно высокий уровень шума. При тщательном выборе аналоговой входной схемы (например, после фильтра нижних частот включить триггер Шмитта) можно добиться хорошей работы схемы; в противном случае следует использовать фазовый детектор типа 1 со схемой ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ.

Метод проб. Для некоторых людей искусство схемотехники заключается в том, чтобы подбирать компоненты фильтра до тех пор, пока контур не заработает. Если вы относитесь к их числу, то мы вынуждены просить вас пересмотреть свои взгляды. Мы представили детальный расчет контура ФАПЧ потому, что, как мы подозреваем, плохая репутац ФАПЧ – это следствие как раз такого по хода. Тем не менее не можем удержать чтобы не дать совет фанатикам мет проб и ошибок: R_3C_2 определяет вр сглаживания контура, а R_4/R_3 – демп рование, т.е. отсутствие перегрузки скачкообразном изменении часто Можете начинать с $R_4 = 0{,}2R_3$.

Формирование тактовых импульсов видеотерминала. Другим полезным п менением высокочастотного генерато синхронизированного с сетевой часто 60 Гц, является формирование видеос налов для буквенно-цифрового термин компьютера. Стандартная скорость с ны изображения в терминалах составл 30 кадров в 1 с. Если отсутствует точ синхронизация частоты синхроимпуль по вертикали и сетевой частоты, то в с зи с неизбежными сетевыми наводка изображение будет испытывать медл ную «боковую качку». Система ФА превосходно решает эту проблему. Вы кочастотный ГУН (около 15 МГц) ст ронизируется заранее определенной стотой, кратной 60 Гц, путем деле этой тактовой частоты можно после вательно сформировать точки кажд отображаемого символа, число симво в каждой строке и число строк в кажд кадре.

9.30. Захват и слежение в системе ФАПЧ

Очевидно, что, войдя в синхронизм, сис ма будет в нем оставаться до тех п пока входной сигнал не выйдет за п делы допустимого диапазона сигнал обратной связи. Интересно знать, как с тема ФАПЧ входит в синхронизм в п вый раз. Ведь начальное частотное р согласование вызывает появление пер дического выходного сигнала на фазов детекторе разностной частоты. По фильтра нижних частот этот сигнал уме шается до медленно меняющихся коле ний небольшой амплитуды, но никак является хорошим постоянным сигнал рассогласования

Процесс захвата. Ответ на этот вопрос не так уж и прост. Контур первого порядка всегда будет синхронизироваться, поскольку там отсутствует ослабление сигнала рассогласования на низкой частоте. Синхронизация контура второго порядка зависит от типа фазового детектора и полосы пропускания фильтра нижних частот. Кроме того, фазовый детектор по схеме ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (типа 1) имеет ограниченный диапазон *захвата*, зависящий от постоянной времени фильтра (это обстоятельство можно использовать, если вы хотите сделать систему ФАПЧ, синхронизация которой происходит в пределах определенного частотного диапазона).

Процесс захвата происходит следующим образом: когда сигнал фазового рассогласования приближает частоту ГУН к опорной частоте, его изменения становятся более медленными и наоборот. Сигнал рассогласования поэтому является асимметричным и меняется более медленно в той части цикла, в течение которой $f_{ГУН}$ ближе подходит к $f_{оп}$. В результате появляется ненулевая средняя компонента, т.е. постоянная компонента, которая и вводит ФАПЧ в синхронизм. Если внимательно посмотреть на управляющее напряжение ГУН в процессе захвата, то можно увидеть что-то похожее на сигнал, показанный на рис. 9.76. Последний всплеск на этом сигнале имеет весьма интересную причину. Даже в том случае, когда частота ГУН достигает требуемого значения (об этом можно судить по правильному управляющему напряжению ГУН), в системе не обязательно происходит захват (из-за несоответствия фазы). Это и может быть причиной всплеска.

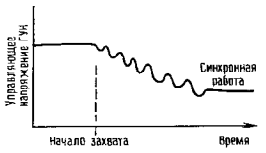


Рис. 9.76.

Каждый процесс захвата индивидуален и каждый раз он выглядит по-разному!

Полоса захвата и слежения. При использовании фазового детектора по схеме ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ (тип 1) полоса захвата ограничена постоянной времени фильтра нижних частот. В этом есть определенный смысл, так как, если различие по частоте велико, сигнал рассогласования будет ослабляться фильтром настолько, что контур никогда не сможет осуществить захват. Очевидно, что увеличение постоянной времени фильтра уменьшает полосу захвата, так как это приводит к пониженному коэффициенту передачи контура. Оказывается, что фронтовой фазовый детектор не имеет подобного ограничения. Полоса слежения для обоих типов детекторов определяется диапазоном управляющих напряжений ГУН.

9.31. Некоторые примеры применения систем ФАПЧ

Мы уже упоминали об использовании ФАПЧ для умножения частот. Целесообразность такого применения, как это следует из рассмотренного примера, настолько очевидно, что сомнений в применении ФАПЧ не должно быть. В простых умножителях (например, для генерации более высокой тактовой частоты в цифровых системах) не возникает никаких проблем, связанных с помехами на опорном сигнале, поэтому здесь можно использовать системы первого порядка.

Рассмотрим еще несколько примеров применения ФАПЧ, интересных с точки зрения разнообразия областей использования.

Детектирование ЧМ-сигналов. При частотной модуляции кодирование информации осуществляется путем изменения частоты несущего сигнала пропорционально изменению информационного сигнала. ЧМ и другие виды модуляции мы рассмотрим в гл. 13 более подробно. Существуют два метода восстановления информации из модулированного сигнала с помощью фазовых детекторов или систем ФАПЧ. Под термином «детектирование» мы будем понимать процесс демодуляции.

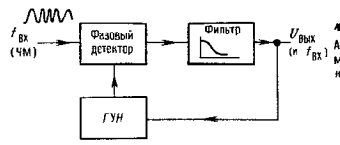


Рис. 9.77. ЧМ-дискриминатор с ФАПЧ.

Самым простым методом является синхронизация системы ФАПЧ приходящим сигналом. Напряжение, управляющее частотой ГУН, пропорционально входной частоте и, следовательно, является требуемым модулирующим сигналом (рис. 9.77). Полосу пропускания фильтра в такой системе можно сделать достаточно широкой для того, чтобы пропустить модулирующий сигнал, т.е. время реакции ФАПЧ должно быть меньше, чем минимальное время отклонения восстанавливаемого сигнала. Как показано в гл. 13, сигнал, используемый в ФАПЧ, не должен быть реально передаваемым колебанием; он может быть сигналом «промежуточной частоты» (ПЧ), формируемым в приемной системе с помощью *смесителя* при преобразовании. Для того чтобы избежать в этом методе ЧМ-детектирования искажений на звуковых частотах, следует обеспечить высокую линейность ГУН.

Второй метод ЧМ-детектирования использует фазовый детектор, но не в составе контура ФАПЧ. Принцип реализации этого метода показан на рис. 9.78. Входной сигнал и его копия со сдвинутой фазой подаются на фазовый детектор, который вырабатывает некоторое входное напряжение. Фазосдвигающая сх должна быть так хитроумно сделана, бы фазовый сдвиг линейно зависел частоты в диапазоне входных частот достигается обычно с помощью резон ных *LC*-схем). Выходное напряжение дет зависеть, таким образом, от вход частоты. Этот метод называют «двой балансным квадратурным ЧМ-детекти ванием». Он применяется во многих И усилителей/детекторов промежуточ частоты (например, CA3189).

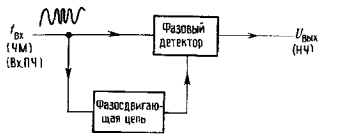


Рис. 9.78. Квадратурное ЧМ-детектирование.

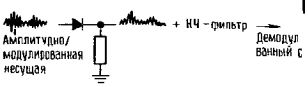


Рис. 9.79. АМ-детектирование.

Детектированием АМ-сигналов. Тр ется: способ формирования выходн сигнала, пропорционального мгновен *амплитуде* высокочастотного сигн Обычно используется выпрямление (9.79). На рис. 9.80 показан весьма свое разный метод на основе ФАПЧ («гс динный прием»). ФАПЧ вырабатыв прямоугольные сигналы с частотой, падающей с модулированной несущей помощью умножения входного сигн на это прямоугольное колебание фор руется выпрямленный двухполупери ный сигнал; остается только пропуст его через фильтр нижних частот для тс чтобы удалить остатки несущей и вь лить *огибающую*. Если в системе ФА используется фазовый детектор по сх ИСКЛЮЧАЮЩЕГО ИЛИ, то выхо сигнал сдвигается на 90° относител опорного сигнала. В связи с этим на п сигнала к умножителю следует ввести зовый сдвиг 90°.

Синхронизация импульсов и восстанов ние сигнала. При цифровой передаче с налов по каналу связи передается бито последовательность, содержащая инф мацию. Информационные сигналы мо быть по своей природе цифровыми аналоговыми сигналами, представлен ми в цифровом виде, как, например «импульсно-кодовой модуляции» (ИК см. разд. 13.20). Очень похожей ситуац

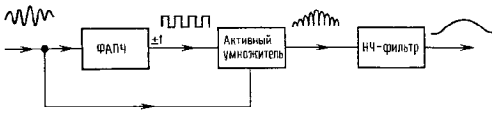


Рис. 9.80. Гомодинное детектирование.

является декодирование цифровой информации, считываемой с магнитной ленты или диска. В обоих случаях могут появляться помехи и изменения частоты следования импульсов (например, за счет растягивания ленты), поэтому желательно иметь чистый сигнал синхронизации на той же частоте, что и считываемые информационные сигналы. Система ФАПЧ будет работать здесь превосходно. Фильтр нижних частот исключил бы только дрожание и помехи на входной синхронизирующей последовательности, но медленные изменения скорости ленты остались бы.

В качестве другого примера синхронизации сигналов можно взять схему из разд. 8.31, в которой для получения превосходного синусоидального сигнала используется точный сигнал «60 Гц», сформированный цифровым способом (в действительности его частота находится где-то между 50 и 70 Гц). Для того чтобы преобразовать прямоугольное колебание в синусоидальное мы использовали в этой схеме 6-звенный фильтр нижних частот Баттерворта. Здесь заманчиво было бы использовать ИМС ГУН с синусоидальным выходным сигналом (например, ИМС 8038), работающей синфазно с точным прямоугольным сигналом. Это гарантировало бы постоянную амплитуду синусоидального сигнала, обеспечило широкий диапазон изменения частоты и позволило бы избавиться от «дрожания» на выходе умножителя частоты.

LC-генератор. На рис. 9.81 показан пример системы ФАПЧ, в которой использован *LC*-генератор и цифровое сравнение по фазе на более низкой частоте. При этом потребовался стабильный прецизионный источник частоты 14,4 МГц, работающий синхронно с задающим генератором 10 МГц. Варактор (настроечный диод, см. разд. 5.18) осуществляет точную настройку *LC*-генератора на полевом транзисторе в соответствии с выходным сигналом фазового детектора типа 2 (74HC4046). Обратите внимание на то, что диапазон настройки варактора 18–30 пФ (от 5 до 1 В соответственно) обеспечивает изменение параллельной емкости *LC*-цепи в пределах 2 пФ (от 8,2 до 10 пФ), что дает диапазон настройки ±0,5% частоты генератора. Мы намеренно сделали диапазон настройки узким для того, чтобы обеспечить хорошую стабильность генератора.

Частоты опорного и выходного сигналов с помощью цифровых средств делятся до частоты 400 кГц, на которой фазовый детектор работает лучше. Заметьте, что для преобразования синусоидального сигнала в сигнал с логическими уровнями используется вентиль типа 74HC со смещением на логическом пороге с помощью резистора обратной связи большого номинала. Обратите внимание также на выходную ступень обычного эмиттерного повторителя (с ограничением по току), предназначенную для работы на 50-омный кабель, как показано на рис. 9.42. При настройке схемы ферритовый сердечник генератора подстраивается до получения полного размаха на выходе фильтра фазового детектора.

Фирма Motorola выпускает прекрасную серию недорогих ИМС «ФАПЧ-синтезатор частоты» MC145145-59, которые содержат фазовые детекторы типа 2 и делители по модулю *n* и для входного и для опорного сигналов; оба делителя программируются, точность 14 разрядов и более. Держите эти схемы на примете на тот случай, когда вам потребуется синтезировать какие-нибудь необычные частоты.

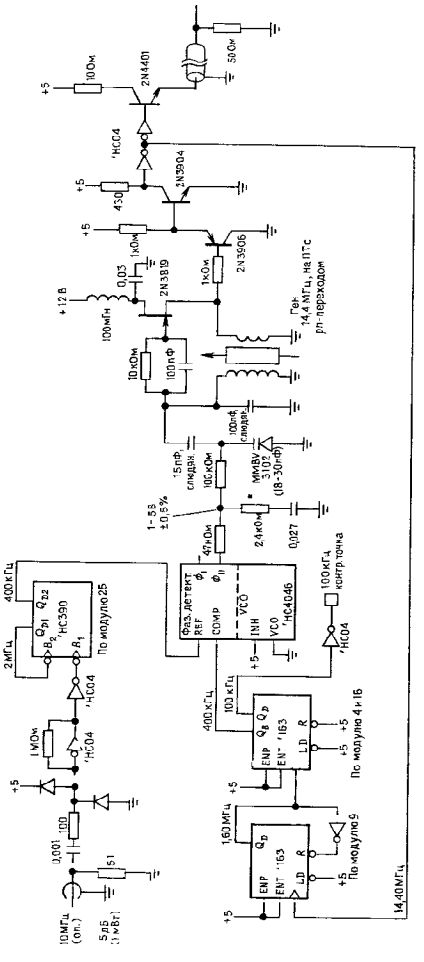


Рис. 9.81. ФАПЧ с варакторной настройкой.

ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫЕ ДВОИЧНЫЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ И ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА

9.32. Цифровые методы генерации шума

Псевдослучайные двоичные последовательности являют собой пример гармоничного сочетания аналоговой и цифровой техники. Оказывается, можно необычайно просто генерировать последовательности бит (или слов), с хорошими стохастическими свойствами, т. е. последовательности, которые будут обладать такими же вероятностными и корреляционными свойствами, какими обладает идеальная машина для подбрасывания монеты. Поскольку эти последовательности генерируются стандартными элементами детерминированной логики (если быть точнее, регистрами сдвига), получающиеся двоичные последовательности на самом деле являются предсказуемыми и повторяемыми, хотя любой фрагмент такой последовательности во всех отношениях выглядит как случайная последовательность 0 и 1. Всего с помощью нескольких ИМС можно получить последовательности, которые тянутся буквально на столетия без повторения; это очень простой и привлекательный способ получения цифровых двоичных последовательностей или аналоговых сигналов шума. Действительно, существует даже недорогая ИМС «цифровой источник шума», выпускаемая в корпусе мини-DIP (MM5437 фирмы National), а генераторы шума на регистрах сдвига входят в состав технических средств многих ИМС, создающих звуковые эффекты.

Аналоговый шум. С помощью простой фильтрации нижних частот псевдослучайной двоичной последовательности (ПСП) можно получить гауссов белый шум с ограниченной полосой, т. е. напряжение шума с плоским энергетическим спектром до некоторой частоты среза (более подробно о шумах см. гл. 7). С другой стороны, с помощью взвешенного суммирования содержимого регистров сдвига (с использованием набора резисторов) можно осуществить *цифровую фильтрацию*. С помощью этого способа можно легко получить плоский спектр шума в пределах нескольких мегагерц. Позже вы увидите, что источники аналогового шума, синтезированные цифровым способом, имеют целый ряд преимуществ перед чисто аналоговыми способами, использующими шумящие диоды или резисторы.

Другие области применения. Кроме таких очевидных применений, как аналоговые или цифровые источники шума, ПСП полезны в целом ряде других областей, ничего общего не имеющих с шумами. Их можно использовать для шифрования сообщений или данных, поскольку идентичный генератор ПСП на приемном конце дает ключ к шифру. ПСП широко используются в кодах, обнаруживающих и исправляющих ошибки, так как они позволяют видоизменить блоки данных таким образом, что правильные кодовые сообщения будут находится друг от друга на максимально возможном «расстоянии Хэмминга» (измеряется числом позиций с разными данными). Обладая хорошими автокорреляционными свойствами, они являются идеальными как коды для радиолокационных систем, в которых ответный сигнал сравнивается (точнее взаимно коррелируется) с передаваемой битовой последовательностью. Их можно использовать даже как компактные делители по модулю n.

9.33. Последовательности, генерируемые регистрами сдвига с обратными связями

Наиболее известным (и самым простым) генератором ПСП является регистр сдвига с обратной связью (рис. 9.82). Регистр сдвига длины m работает от тактовых импульсов с частотой f_0. Входная последовательность формируется с помощью

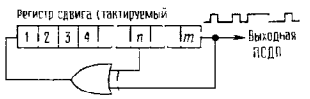


Рис. 9.82. Генератор псевдослучайной двоичной последовательности.

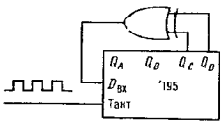


Рис. 9.83.

вентиля ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, на вход которого поступают сигналы от n-го и последнего (m-го) разрядов регистра сдвига. Такая схема проходит через некоторое множество состояний (совокупность состояний регистра сдвига после каждого тактового импульса), которые после K тактов начинают повторяться, т. е. последовательность состояний является циклической с периодом K.

Максимальное число возможных состояний m-разрядного регистра равно $K = 2^m$, т. е. числу m-битовых двоичных комбинаций. Однако состояние «все нули» является «тупиком» для этой схемы, поскольку на выходе вентиля ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ появляется 0, который вновь поступает на вход схемы. Таким образом, последовательность максимальной длины, которую может сформировать данная схема, содержит $2^m - 1$ бит. Оказывается, что такую последовательность максимальной длины можно получить только при правильном выборе m и n, причем полученная последовательность будет псевдослучайной. (Критерием максимальной длины является неприводимость и примитивность многочлена $1 + x^n + x^m$ над полем Галуа). В качестве примера рассмотрим 4-разрядный регистр сдвига с обратной связью, показанный на рис. 9.83. Начиная с состояния 1111 (можно было бы начать с любого другого состояния, за исключением 0000), можно записать состояния в порядке их следования:

1111	0100	1011
0111	0010	0101
0011	1001	1010
0001	1100	1101
1000	0110	1110

Мы записали эти состояния как 4-разрядные числа $Q_AQ_BQ_CQ_D$. Здесь $15 = (2^4 - 1)$ различных состояний, затем они по
ряются вновь. Значит, это регистр ма
мальной длины.

Упражнение 9.6. Покажите, что 4-разрядны
гистр с обратной связью от второго и четве
разрядов не является регистром максимальной
ны. Сколько существует различных последовате
стей? Сколько состояний в каждой последовате
сти?

Отводы обратной связи. Сдвиговые
гистры максимальной длины можно
полнить с числом отводов в цепи об
ной связи больше 2 (в этом случае исп
зуются несколько вентилей ИСК
ЧАЮЩЕЕ ИЛИ, соединенных в
стандартного дерева четности, т. е. в
суммы по модулю 2 нескольких ра
дов). На самом деле, для некоторых
чений m регистр максимальной дл
можно сделать только в том случае, к
число отводов будет больше 2. Ниж
речислены все значения m до 40,
которых регистр максимальной дл
реализуется с использованием ровно
отводов, т. е. с обратной связью от
и m-го (последнего) разрядов по
регистра, приведенного ранее. Предс
лены также значения n и длина цикла
числу тактов. В некоторых случаях по
дут и другие значения n и во всех слу
n можно заменить на $m - n$; таким о
зом, для предыдущего примера мо
использовать отводы $n = 1$ и $m = 4$.

m	n	Длина
3	2	7
4	3	15
5	3	31
6	5	63
7	6	127
9	5	511
10	7	1023
11	9	2047
15	14	32767
17	14	131071
18	11	262143
20	17	1048575
21	19	2097151
22	21	4194303
23	18	8388607
25	22	33554431
28	25	268435455
29	27	536870911
31	28	2147483647
33	20	8589934591
35	33	34359738367
36	25	68719476735
39	35	549755813887

Длина регистров сдвига обычно кратна 8 и, возможно, как раз такую длину вы захотите использовать. В этих случаях может потребоваться более двух отводов. Вот эти магические числа:

m	Отводы	Длина
8	4, 5, 6	255
16	4, 13, 15	65535
24	17, 22, 23	16777215

В ИМС ММ5437 (генератор шума) используется 23-разрядный регистр с отводом от 18-го разряда. Внутренний тактовый генератор обеспечивает работу на частоте около 160 кГц; схема генерирует белый шум в диапазоне до 70 кГц (затухание 3дБ) с временем цикла около 1 мин. На рис. 7.61 эта ИМС была использована в схеме генератора «розового шума». При использовании 33-разрядного регистра, работающего на частоте 1 МГц, время цикла будет около 2 ч. Время цикла 100-разрядного регистра, работающего на частоте 10 МГц, будет в миллион раз больше, чем возраст Вселенной!

Свойства последовательностей максимальной длины. Псевдослучайную последовательность двоичных символов мы получаем путем тактирования одного из таких регистров и наблюдения последовательных выходных двоичных символов. Выход можно взять от любого разряда регистра; обычно в качестве выхода используют последний (m-й) разряд. Последовательность максимальной длины обладает следующими свойствами:

1. В полном цикле (K тактов) число «1» на единицу больше, чем число «0». Добавочная «1» появляется за счет исключения состояния «все нули». Это свидетельствует о том, что «орлы» и «решки» равновероятны (дополнительная «1» большой роли не играет; 17-разрядный регистр будет вырабатывать 65 536 «1» и 65 535 «0» за один цикл).

2. В одном цикле (K тактов) половина серий из последовательных «1» имеет длину 1, одна четвертая серий – длину 2, одна восьмая – длину 3 и т. д. Такими же свойствами обладают и серии из «0» с учетом пропущенного «0». Это говорит о том, что вероятности «орлов» и «решек» не зависят от исходов предыдущих «подбрасываний» и поэтому вероятность того, что серия из последовательных «1» или «0» закончится при следующем подбрасывании равна 1/2 (вопреки обывательскому пониманию «закона о среднем»).

3. Если последовательность полного цикла (K тактов) сравнить с этой же последовательностью, но циклически сдвинутой на любое число символов n (n не является нулем или кратным K), то число несовпадений будет на единицу больше, чем число совпадений. Научно выражаясь, автокорреляционная функция этой последовательности представляет собой дельта-функцию Кронекера при нулевой задержке и равна $-1/K$ при любой другой задержке. Отсутствие «боковых лепестков» автокорреляционной функции – это как раз то свойство, которое делает ПСП очень полезными в радиолокационных системах.

Упражнение 9.7. Покажите, что последовательность, полученная с помощью 4-разрядного регистра сдвига (с отводами $n-2$, $m-4$), удовлетворяет этим свойствам. В качестве «выхода» возьмите Q_A: 100010011010111.

9.34. Формирование аналогового шума с использованием последовательностей максимальной длины

Преимущества шума, полученного цифровым способом. Как ранее уже отмечалось, цифровой выход регистра сдвига с обратной связью, вырабатывающего последовательность максимальной длины, можно преобразовать в белый шум с ограниченной полосой, используя фильтр нижних частот, частота среза которого существенно ниже тактовой частоты регистра. Прежде чем влаваться в детали, покажем некоторые преимущества аналогового шума, полученного цифровым способом. Помимо всего прочего, при таком подходе появляется возможность генерировать шум с заданными спектром и амплитудой с подстройкой полосы (путем подстройки тактовой частоты), используя надежные и простые в обращении цифровые схемы. Здесь отсутствуют нестабильность генераторов на шумящих диодах, проблемы взаимовлияния и помех, которые не дают покоя чувствительным маломощным аналоговым схемам диодных или резисторных генераторов шума. Наконец, цифровые схемы генерируют повторяемый «шум»; если его отфильтровать с помощью взвешенного цифрового фильтра (более подробно об этом несколько позже), то можно получить повторяемые колебания шума, независящие от тактовой частоты.

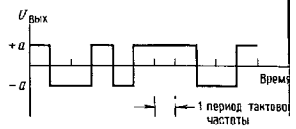


Рис. 9.84.

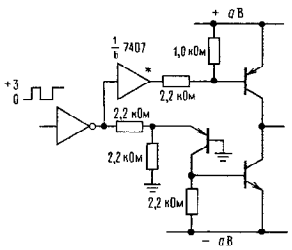


Рис. 9.85. Прецизионная биполярная выходная ступень с низким $Z_{вых}$.

9.35. Энергетический спектр последовательности, сформированной при помощи регистра сдвига

Спектр выходного сигнала, генерируемого регистром сдвига максимальной длины, составляют колебания шума от частоты повторения всей последовательности $f_{такт}/K$ до тактовой частоты и выше. До частоты 12% от тактовой спектр имеет плоскую часть с неравномерностью $\pm 0{,}1$ дБ, затем наблюдается быстрое падение до уровня $-0{,}3$ дБ на частоте 44% $f_{такт}$. Таким образом, фильтр нижних частот с частотой среза в верхней области 5–10% от тактовой частоты будет преобразовывать выходной сигнал регистра сдвига в аналоговое напряжение шума с ограниченной полосой. Для этой цели достаточен даже простой RC-фильтр, хотя, если возникает необходимость в точной полосе шума, то желательно использовать активные фильтры с крутой характеристикой на частоте среза (см. гл. 5).

Для того чтобы эти утверждения звучали более убедительно, обратимся к выходному сигналу регистра сдвига и его спектру. Обычно желательно исключить постоянную составляющую в цифровом сигнале, формируя выходной сигнал, в котором «1» соответствует напряжение $+a$ В, а «0» – a В (рис. 9.84). Это можно легко сделать с помощью двухтактного транзисторного каскада, показанного на рис. 9.85. Можно также использовать МОП-транзисторы, схемы стабилизации напряжения с фиксирующими диодами, быстродействующий операционный усилитель с регулировкой тока постоя составляющей в точке суммирования КМОП-ключ '4053, работающий от ± с двумя входами, подключенными к точникам питания.

Как мы отмечали выше, автокорр ционная функция последовательности волов на выходе содержит один пик. состояния на выходе представить числ $+1$ и -1, то цифровая автокорреляц ная функция будет иметь вид, показан на рис. 9.86; (цифровая автокоррел это сумма произведений соответств щих разрядов при сравнении послед тельности двоичных символов с ее с нутой копией).

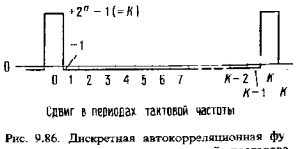


Рис. 9.86. Дискретная автокорреляционная фу для полного цикла максимальной последова ности.

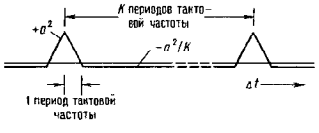


Рис. 9.87. Непрерывная автокорреляционная функция для полного цикла максимальной последовательности.

Не путайте ее с *непрерывной* автокорреляционной функцией, которую рассмотрим несколько позже. Функция на этом графике определена только для сдвигов, соответствующих целому числу тактов. Для всех ненулевых сдвигов и сдвигов, не кратных общему периоду K, автокорреляционная функция постоянна и имеет значение -1 (поскольку в последовательности есть дополнительная 1); по сравнению со значением функции при нулевом сдвиге (K) величина -1 пренебрежимо мала. Если же неотфильтрованный выход регистра сдвига рассматривать как аналоговый сигнал (принимающий только два значения $+a$ и $-a$), то нормализованная автокорреляционная функция будет, как показано на рис. 9.87, непрерывной. Другими словами, при сдвигах более чем на один такт вправо и влево корреляция между значениями сигнала полностью отсутствует.

Энергетический спектр неотфильтрованного сигнала на выходе регистра сдвига можно получить по автокорреляционной функции, используя стандартные математические средства. В результате получаются равноудаленные серии пичков (дельта-функций), начинающихся с частоты повторения всей последовательности $f_{такт}/K$ и затем идущих через равные интервалы $f_{такт}/K$. То, что спектр состоит из совокупности дискретных спектральных линий, отражает тот факт, что последовательность время от времени (периодически) повторяется. Пусть вас не удивляет странный вид спектра; он будет выглядеть непрерывным при любых изменениях и приложениях, которые занимают время, меньшее чем время цикла регистра. Огибающая спектра неотфильтрованного сигнала на выходе регистра показана на рис. 9.88. Она пропорциональна квадрату функции $(\sin x)/x$. Обратите внимание на одно необычное свойство – на тактовой частоте и ее гармониках энергия шума равна нулю.

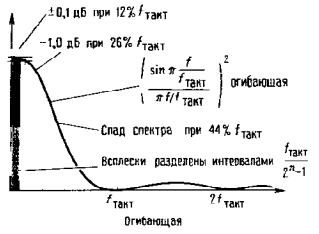


Рис. 9.88. Энергетический спектр неотфильтрованного сигнала на выходе регистра сдвига.

Напряжение шума. При генерации аналогового шума используется, разумеется, только часть низкочастотной области спектра. Оказывается, что удельную мощность шума на герц несложно выразить через половинную амплитуду a и тактовую частоту $f_{такт}$. Мощность, выраженная через среднеквадратичное напряжение шума, будет иметь вид

$$U_{ср.кв} = a\left(-\frac{2}{f_{такт}}\right)^{1/2} \quad \text{В/Гц}^{1/2}$$

$(f \leqslant 0{,}2f_{такт})$.

Это относится к нижней части спектра, т.е. к той части, которая обычно используется (для того чтобы определить плотность мощности в любой части спектра, можно использовать огибающую).

Предположим, например, что регистр сдвига максимальной длины работает на частоте 1,0 МГц и организован таким образом, что выходное напряжение изменяется от $+10{,}0$ до $-10{,}0$ В. Выходной сигнал пропускается через RC-фильтр нижних частот с затуханием 3 дБ на частоте 1 кГц (рис. 9.89). Можно точно вычислить среднеквадратичное напряжение шума на выходе. Из предыдущего

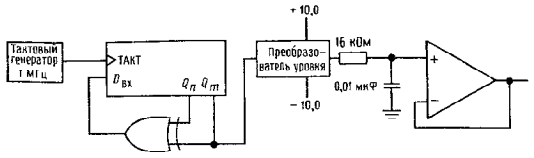


Рис. 9.89. Простой источник псевдослучайного шума.

выражения мы знаем, что среднеквадратичное напряжение на выходе преобразователя уровней равно 14,14 мВ/Гц$^{1/2}$. Из разд. 7.21 мы знаем также, что полоса шума НЧ-фильтра составляет $(\pi/2)$ (1,0 кГц) или 1,57 кГц. Поэтому выходное напряжение шума будет равно $U_{ср.кв} = 0{,}01414 \cdot (1570)^{1/2} = 560$ мВ, а его спектр будет соответствовать низкочастотному RC-фильтру.

9.36. Низкочастотная фильтрация

Аналоговая фильтрация. Полезный спектр шума, создаваемого генератором псевдослучайной последовательности, простирается от низкочастотной границы, обратной периоду повторения $(f_{такт}/K)$, до высокочастотной границы, равной примерно 20% от тактовой частоты (на этой частоте мощность шума на герц падает на 0,6 дБ). Простая низкочастотная фильтрация с использованием RC-звеньев, как показано в предыдущем примере, равнозначна установке точки 3 дБ намного ниже тактовой частоты (например, ниже 1% $f_{такт}$). Для того чтобы использовать часть спектра более близкую к тактовой частоте, желательно применить фильтры с более крутым срезом, например фильтры Баттерворта или Чебышева. В этом случае плоскость результирующего спектра будет определяться параметрами фильтра, которые должны быть измерены, поскольку отклонения в параметрах могут вызывать колебания коэффициента передачи в полосе пропускания. С другой стороны, если требуется точное значение напряжения шума на Гц$^{-1/2}$, то необходимо измерить реальный коэффициент передачи фильтра по напряжению.

Цифровая фильтрация. Недостаток логовой фильтрации заключается в что если тактовая частота изменяет несколько раз, то требуется подстр частоты среза фильтра. В тех случаях, это необходимо, изящное решение цифровая фильтрация, которая осуще ляется с помощью взвешенной анал вой суммы последовательных выход разрядов (нерекурсивная цифровая фи рация). С ее помощью эффективная ча та среза подстраивается под измен тактовой частоты. Кроме того, цифр фильтрация позволяет спуститься до дельно низких частот среза (доли ге где аналоговая фильтрация станов практически беспомощной.

Для того чтобы осуществить взве ное суммирование одновременно неск ких последовательных выходных ра дов, можно просто воспользоваться личными параллельными выходами рядов регистра сдвига и использоват зисторы различного номинала, подг ченные к суммирующей точке операц ного усилителя. Для НЧ-фильтра вес коэффициенты должны быть пропор нальны $(\sin x)/x$: обратите внимание, скольку весовые коэффициенты м быть обоих знаков, потребуется инве рование некоторых уровней. Так к этой схеме не используются конденс ры, выходной сигнал будет состоят набора дискретных уровней выход напряжения.

Используя весовую функция для б шого числа разрядов последовательн можно улучшить приближение к гаус шуму. Более того, в этом случае анал вый выходной сигнал становится фак ски непрерывным сигналом. По этим

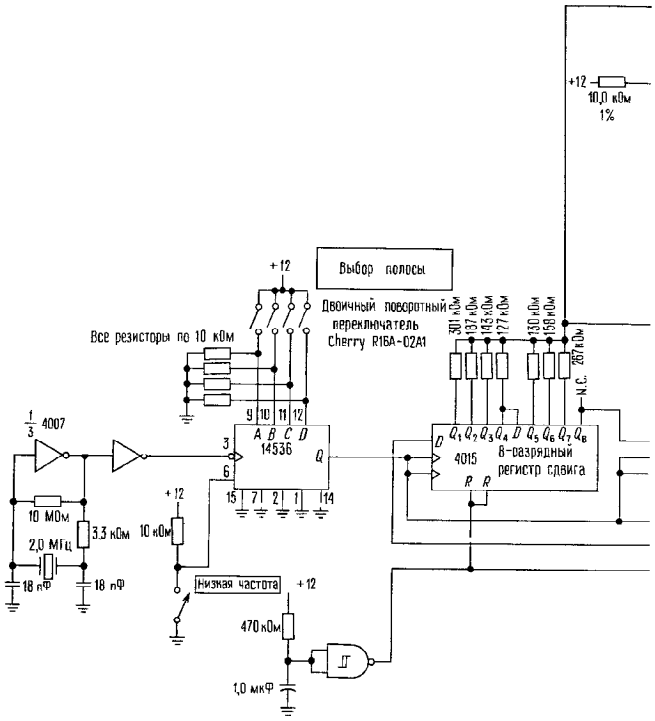
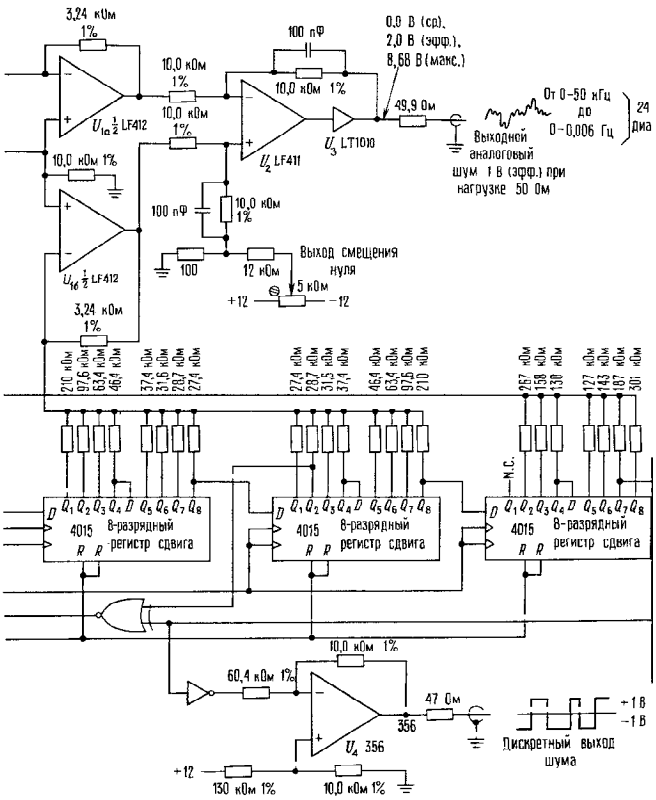


Рис. 9.90. Лабораторный генератор шума с широким частотным диапазоном.

чинам желательно использовать как можно больше выходов регистра сдвига, используя в случае необходимости дополнительные ступени регистра сдвига, включенные в обратную связь с вентилем ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ. Как и ранее, для задания стабильных цифровых уровней напряжения следует использовать резисторную «подвеску» к питанию или КМОП-ключи (для этих целей КМОП-логика является идеальным решением, поскольку выходы при этом точно соответствуют U_{CC} и земле)



Схема, показанная на рис. 9.90, генерирует псевдослучайный аналоговый шум, полосу которого можно менять с использованием рассмотренного способа в огромном диапазоне. Сигнал кварцевого генератора с частотой 2,0 МГц поступает 24-разрядный программируемый делите 14536, который формирует тактовую стоту от 1,0 МГц до 0,12 Гц с коэффици том деления кратным 2. 32-разр регистр сдвига охвачен обратной связ

от 31- и 18-го разрядов и генерирует последовательность максимальной длины с миллиардом состояний (на максимальной тактовой частоте полный цикл регистра проходит за полчаса). Здесь мы использовали взвешенное суммирование с функцией $(\sin x)/x$ на 32 последовательных разрядах последовательности. Элементы Y_1 и Y_2 усиливают инвертированные и неинвертированные выходы соответственно и запускают дифференциальный усилитель Y_3. Коэффициенты усиления выбираются таким образом, чтобы сформировать на 50-омной нагрузке напряжение 1,0 В ср.кв. без постоянной составляющей (2,0 В ср. кв. на холостом ходу). Обратите внимание на то, что эта амплитуда шума не зависит от тактовой частоты, т. е. от общей полосы. Такой цифровой фильтр имеет частоту среза на $0{,}05\,f_{\text{такт}}$ и формирует спектр белого шума от полосы постоянный ток ÷ 50 кГц (максимальная тактовая частота) до полосы постоянный ток ÷ 0,006 Гц (минимальная тактовая частота) на 24 диапазонах. Схема вырабатывает выходной сигнал от +1,0 до −1,0 В.

Относительно этой схемы можно сделать несколько важных замечаний. Обратите внимание на то, что в этой схеме в обратной связи используется инвертирующий вентиль ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ, поэтому инициализацию регистра можно осуществить простым обнулением. Использование инверсии входных последовательных сигналов исключает состояние «все единицы» (а не «все нули» как при использовании обычного вентиля ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ), но все другие свойства остаются в силе.

Взвешенное суммирование конечного числа битов не может сформировать настоящий гауссов шум из-за ограничения по амплитуде пика. Можно показать, что выходная амплитуда пика (на 50 Ом) составляет ±4.34 В, что даст коэффициент формы 4.34. Эти цифры имеют важное значение, поскольку для того, чтобы исключить эффект ограничения, коэффициент усиления Y_1 необходимо с помощью Y_2 поддерживать достаточно низким. Внимательно приглядитесь к методам, используемым для формирования выходных сигналов с нулевой постоянной составляющей из уровней КМОП со средним значением +6,0 В (низкий уровень – 0 В, высокий – +12 В).

Описанный метод цифровой низкочастотной фильтрации последовательностей максимальной длины используется во многих коммерческих генераторах шума.

9.37. Краткое заключение

Несколько заключительных замечаний относительно последовательностей, генерируемых регистрами сдвига, как источников аналогового шума. На основании трех перечисленных ранее свойств регистров максимальной длины вы, возможно, склонны заключить, что выходная последовательность «чересчур случайна» в том смысле, что она имеет точное число серий заданной длины и т. п. Настоящая случайная машина для подбрасывания монеты не генерировала бы на единицу больше «орлов», чем «решек», а ее автокорреляционная функция не была бы абсолютно плоской для конечной последовательности. Посмотрите на это с другой стороны. Если бы вы использовали единицы и нули, вырабатываемые регистром сдвига, для управления случайным блужданием, двигаясь вперед на один шаг при получении единицы и назад на один шаг при получении нуля, то оказались бы на расстоянии ровно в один шаг от начальной точки после того, как регистр пройдет весь цикл. Этот результат уж никак нельзя назвать случайным!

Вместе с тем упомянутые свойства регистра сдвига верны только для всей последовательности из $2^n - 1$ бит, *взятой как одно целое*. Если вы используете фрагмент полной битовой последовательности, то его свойства будут довольно точно аппроксимировать случайный автомат для подбрасывания монеты. Представьте себе аналогичный процесс – извлечение красных и синих шаров наугад из урны, в которую вначале помещены K шаров (половина красных, половина синих). Если вы вытаскиваете шары *без возвращения*, то сначала вы рассчитываете получить почти случайную статистику. По мере убывания шаров в урне статистика изменяется за счет того, что общее число красных и синих шаров должно оставаться тем же самым.

Представление о том, как это происходит, можно получить, вновь вернувшись к случайному блужданию. Если предположить, что единственным «неслучайным» свойством последовательности является точное равенство «1» и «0» (не обращая внимание на одну лишнюю «1»), то можно показать, что описанное случайное блуждание после r вытаскиваний из общей «популяции» $K/2$ единиц и $K/2$ нулей приведет к среднему расстоянию от начальной точки, равному

$$X = [r(K - r)/(K - 1)]^{1/2}.$$

(Этим выражением мы обязаны E. M. Purcell.) Поскольку при полностью случайном блуждании X равно корню квадратному из r, коэффициент $(K - r)/(K - 1)$ отражает влияние конечных содержимых урны. Пока $r \ll K$, случайность блуждания чуть-чуть отличается от случая абсолютно случайного блуждания, и генератор псевдослучайной последовательности практически неотличим от реального автомата. Мы проверили это на нескольких тысячах случайных блужданий под управлением ПСП (каждое в несколько тысяч шагов) и обнаружили идеальную случайность по этому простому критерию.

Тот факт, что генераторы ПСП выдерживают этот тест, разумеется, не гарантирует, что они будут удовлетворять и более сложным тестам на случайность, например тестам на корреляцию более высокого порядка. Такие корреляционные зависимости также оказывают влияние на свойства аналогового шума, генерируемого путем фильтрации ПСП. Несмотря на то что амплитуда шума имеет гауссово распределение, возможно наличие корреляции амплитуд более высокого порядка, не свойственной настоящему случайному шуму. По этому поводу сейчас принято считать, что чем больше отводов участвует в обратной связи (предпочтительно порядка $m/2$), тем «лучше» шумовые свойства (при использовании для формирования последовательных входов дерева четности на элементах ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ).

Те, кто проектирует генераторы шума, должны познакомиться со сдвиговым регистром переменной длины в КМОП-логике 4557 (от 1 до 64 разрядов); конечно, вы должны использовать его в сочетании с регистром с параллельным выходом (типа '4015 или '164) для того, чтобы обеспечить n отводов.

В разд. 7.20 обсуждается вопрос о шумах и приводится пример генератора «розового» шума на ИМС регистра максимальной длины MM5437.

9.38. Цифровые фильтры

Последний пример затронул интересную тему цифровой фильтрации, в данном случае формирование НЧ-сигнала путем взвешенного суммирования 32 значений псевдослучайной последовательности, каждое из которых соответствует уровню напряжения 0 или +12 В. На вход такого «фильтра» поступают сигналы, которые могут иметь только два уровня напряжения. Вообще говоря, то же самое можно сделать с аналоговым сигналом на входе, образуя взвешенную сумму его значений (x_i), распределенных во времени через равные интервалы

$$Y_i = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h_k x_{i-k}.$$

Здесь x_i являются дискретными выборками из входного сигнала, h_k – весовые коэффициенты, а y_i – значения выходного сигнала. В реальных условиях цифровой фильтр будет суммировать только конечное множество входных значений, как, например, в генераторе шума, где было использовано 32 члена. На рис. 9.91 схематично показано, как это происходит.

Заметьте, что такой фильтр может обладать интересным свойством симметричности во времени, т. е. усреднение прошлого и будущего для того, чтобы сформировать текущее значение выход

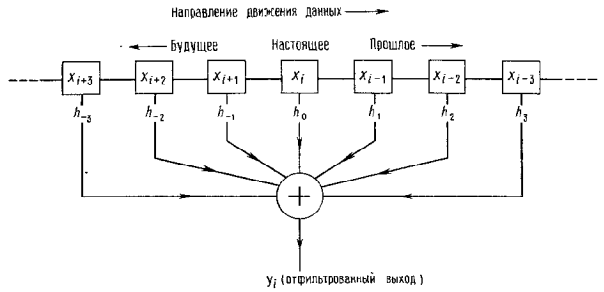


Рис. 9.91. Нерекурсивный цифровой фильтр

Разумеется, реальные аналоговые фильтры умеют лишь смотреть в прошлое и соответствуют цифровым фильтрам с ненулевыми весовыми коэффициентами только при $k \geqslant 0$.

Частотная характеристика симметричного фильтра. Можно показать, что частотная характеристика симметричного фильтра ($h_k = h_{-k}$) имеет вид

$$H(f) = h_0 + 2\sum_{k=1}^{\infty} h_k \cos 2\pi k f t_{\text{отс}},$$

где $t_{\text{отс}}$ – время между выборками (отсчетами). Нетрудно заметить, что h_k представляют собой коэффициенты разложения в ряд Фурье требуемой частотной характеристики. Это объясняет, почему в случае представленной ранее схемы генератора весовые коэффициенты были выбраны в соответствии с функцией $(\sin x)/x$: они являются компонентами Фурье загораживающего НЧ-фильтра. В таких симметричных фильтрах фазовый сдвиг на любой частоте либо равен 0, либо 180°.

Рекурсивные фильтры. Можно получить интересный класс цифровых фильтров, если на вход фильтра в дополнение к внешнему входному сигналу подать собственный выходной сигнал фильтра. Такой фильтр можно рассматривать как фильтр с обратной связью. Он имеет причудливое название *рекурсивный* фильтр (или с бесконечной импульсной характеристикой) в противоположность рассмотренному выше нерекурсивному (с конечной импульсной характеристикой) фильтру. Можно, например, сформировать выходной сигнал в соответствии со следующим выражением:

$$y_i = Ay_{i-1} + (1 - A)x_i$$

Это соответствует низкочастотной характеристике, эквивалентной той, которой обладает простой низкочастотный *RC*-фильтр

$$A = e^{-t_{\text{отс}}/RC},$$

где $t_{\text{отс}}$ – интервал времени между последовательными выборками x_i из входного сигнала. Эта ситуация, конечно, не является *идентичной* ситуации с аналоговым низкочастотным фильтром, работающим с аналоговым сигналом, по причине дискретной природы отсчетов.

Пример НЧ-фильтра. В качестве числового примера предположим, что вам требуется отфильтровать ряд числовых значений, соответствующих сигналу с затуханием 3 дБ на частоте $f_{3\,\text{дБ}} = 1/20t_{\text{отс}}$. Таким образом, постоянная времени соответствует интервалу времени 20 последовательных отсчетов. В этом случае $A = 0.95123$, а выходной сигнал определяется по выражению $y_i = 0.95123y_{i-1} + 0{,}04877\,x_i$. С увеличением постоянной времени относительно времени между отсчетами

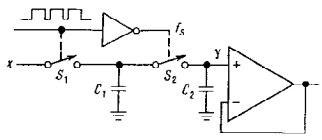


Рис. 9.92. Рекурсивный фильтр на коммутируемых конденсаторах.

$t_{\text{отс}}$ приближение к реальному НЧ-фильтру улучшается.

Для обработки данных уже представленных в виде дискретных отсчетов, как, например, массив данных в компьютере, вы, возможно, предпочтете использовать такой фильтр. Рекурсивный фильтр при этом будет реализовываться с помощью однократного прохода по данным с тривиальной арифметической обработкой. Программа НЧ-фильтра на языке Фортран будет выглядеть следующим образом:

```
A = exp(-TS/TC)
B = 1. - A
DO 10 I = 2,N
10 X(I) = A * X(I-1) + B * X(I),
```

где X – матрица данных, TS – интервал времени между отсчетами (т. е. $TS = 1/f_{\text{отс}}$), а TC выбранная постоянная времени фильтра. Эта маленькая программа осуществляет фильтрацию *на месте*, т. е. она заменяет первоначальные данные отфильтрованными. Можно, конечно, создавать из отфильтрованных данных отдельный массив.

НЧ-фильтр с коммутацией. Такой же фильтр можно построить аппаратным путем, используя схему, показанную на рис. 9.92. Ключи на полевых транзисторах S_1 и S_2 коммутируются с некоторой тактовой частотой, периодически заряжая конденсатор C_1 до входного напряжения и затем передавая его заряд на конденсатор C_2. Если C_2 имеет напряжение U_2, а C_1 заряжается до входного уровня U_1, то при подключении C_1 к C_2 напряжение на обоих конденсаторах будет определяться соотношением $U = (C_1U_1 + C_2U_2)/(C_1 + C_2)$, что эквивалентно рассмотренному ранее рекурсивному фильтру при

$$y_i = C_2/(C_1 + C_2)y_{i-1} + C_1/(C_1 + C_2)x_i.$$

Приравнивая эти коэффициенты к заданному ранее значению A, получим

$$f_{3\,\text{дБ}} = (1/2\pi)f_{\text{отс}} \ln(C_1 + C_2)/C_2.$$

Упражнение 9.8. Покажите, что этот результат правилен.

Этот фильтр практичен во всех отношениях и обладает одной привлекательной особенностью – электронной настройкой посредством тактовой частоты $f_{\text{отс}}$. В обычных схемах используются КМОП-ключи, а емкость C_1 берется много больше C_2. Поэтому сигнал переключения должен быть несимметричным и большую часть времени тратить на замыкание S_1.

Приведенная схема представляет собой простой пример *фильтра с коммутацией*; в этот класс фильтров входят фильтры, выполненные на матрицах коммутируемых конденсаторов. Они имеют периодическую частотную характеристику, что делает их удобными для использования в качестве гребенчатых и узкополосных режекторных фильтров.

Для всех фильтров классического типа (Баттерворта, Чебышева и т. п.) можно построить их приближенные дискретные аналоги в форме ВЧ, НЧ, полосовых и заграждающих фильтров, как симметричных во времени, так и с истинным временем запаздывания. Такие фильтры очень удобны при обработке квантованных данных, перед которыми, безусловно, большое будущее.

В настоящее время выпускают большое число недорогих ИМС фильтров с коммутируемыми конденсаторами. ИМС MF4 фирмы National, например, является четвертым НЧ-фильтром Баттерворта, размещенным в корпусе мини-DIP; он не требует внешних компонентов и работает от одного источника питания с напряжением от +5 до +14 В. Частота среза фильтра (0,1 Гц мин. и 20 кГЦ макс.) устанавливается с помощью внешней тактовой частоты $f_{\text{такт}} = 100f_{3\,\text{дБ}}$. ИМС MF5 и MF10 («универсальные фильтры с коммутируемыми конденсаторами») работа-

ют несколько иначе. С помощью внешних резисторов устанавливаются тип фильтра (ВЧ, НЧ, полосовой, заграждающий) и характеристика фильтра (Баттерворта, Чебышева и т. п.), а с помощью тактовой частоты, как и раньше, устанавливается частота среза. Другими изготовителями фильтров с коммутируемыми конденсаторами являются фирмы American Microsystems (AMI), Linear Technology (LTC) и Reticon. Фирма LTC как всегда использовала несколько хитроумных приемов для улучшения технических характеристик. Ее фильтры LTC1062 и MAX280 похожи на MF4, но являются 5-звенными и имеют *нулевую* ошибку на постоянном токе! Последнее свойство реализовано путем размещения фильтра вне пути постоянного тока (рис. 9.94). Гибкие фильтры серии MAX260 допускают управление важными

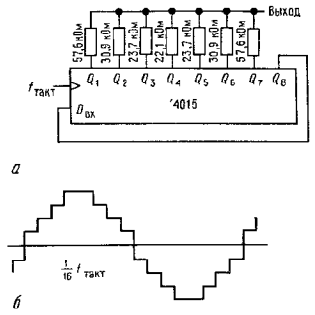


Рис. 9.93. Цифровой генератор синусоидальных сигналов.

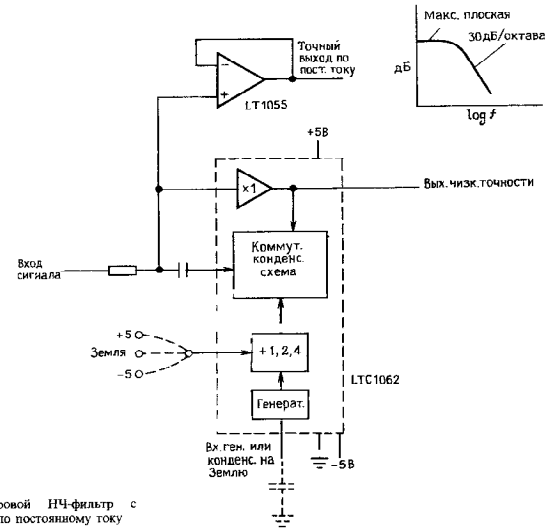


Рис. 9.94. Цифровой НЧ-фильтр с малым сдвигом по постоянному току

параметрами фильтра от микропроцессора.

Вообще говоря, такие фильтры с коммутируемыми конденсаторами работают только на верхнем конце звукового диапазона. В них также наблюдается существенное проникновение тактовой частоты на выход обычно в пределах 10–25 мВ. Это ограничивает их динамический диапазон в тех применениях, где тактовая частота находится внутри полосы пропускания (например, ВЧ-фильтры). Они могут иметь значительный шум, ограничивающий динамический диапазон до 80 дБ и менее (сравните со 140 дБ и выше для хорошего операционного усилителя). С другой (положительной) стороны, фильтры на коммутируемых конденсаторах просты в применении и позволяют осуществлять эффективную настройку (с помощью тактовой частоты). Фильтры такого типа широко используют в модемах (при передаче данных по телефонным линиям) и в других областях связи. См. разд. 5.11.

Формирование синусоидальных колебаний цифровым способом. С нерекурсивной цифровой фильтрацией связан интересный способ синтеза синусоидальных колебаний с использованием взвешенных сумм сигналов с выходов счетчика Джонсона (кольцевой счетчик с коэффициентом пересчета, вдвое превышающим число разрядов). Схема на рис. 9.93 показывает способ реализации такого генератор ИМС 4015 представляет собой 8-разряд ный регистр сдвига с параллельным выхо дом. Подавая на вход инвертированны сигнал с последнего разряда, можно орга низовать счетчик Джонсона, который бу дет проходить через 16 состояний (в общем случае $2n$ состояний для n-разрядного ре гистра сдвига). Начиная с состояния «вс нули», происходит заполнение счетчик слева направо «1» (марш «1») до полног заполнения всеми единицами, затем начи нается марш «0» и т. д. Показанное н рисунке взвешивание формирует 8-уров невое приближение к синусоидальном колебанию с частотой, равной 1/16 такто вой частоты, и с первым ненулевым чле ном искажения на 15-й гармонике, имею щей затухание 24 дБ.

СХЕМЫ, НЕ ТРЕБУЮЩИЕ ПОЯСНЕНИЙ

9.39. Удачные схемы

На рис. 9.95 приведено несколько приме ров сопряжения логических и линейны схем.

9.40. Негодные схемы

На рис. 9.96 показаны схемы с основными грубыми ошибками сопряжения. Для каждой схемы попытайтесь объяснить, в чем состоит ошибка и как ее устранить.

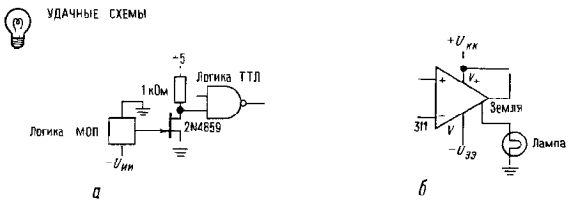


Рис. 9.95. *а* – преобразователь отрицательных уровней в уровни ТТЛ; *б* – управление нагрузкой, подключенной на землю;

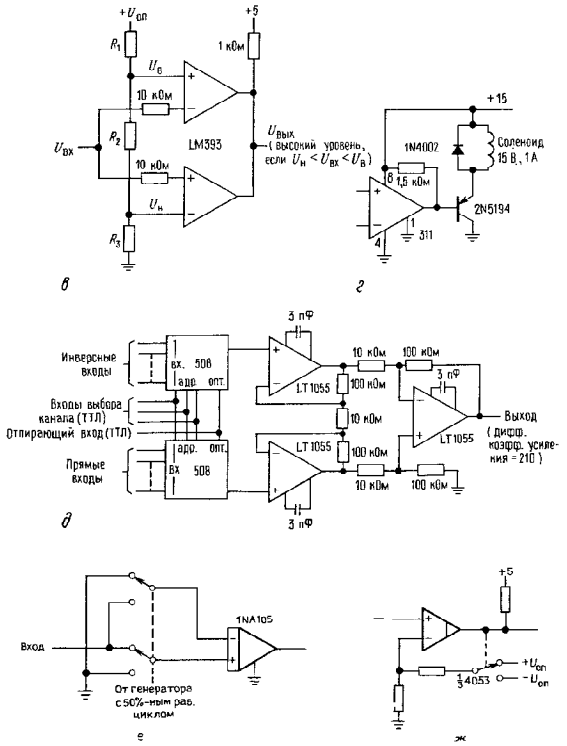


Рис. 9.95. Продолжение.

в – амплитудный дискриминатор; *г* – схема управления соленоидом; *д* – 8-канальный мультиплексор с дифференциальным входом; *е* – фазовый детектор с подавлением 60 дБ; *ж* – прецизионный триггер Шмитта.

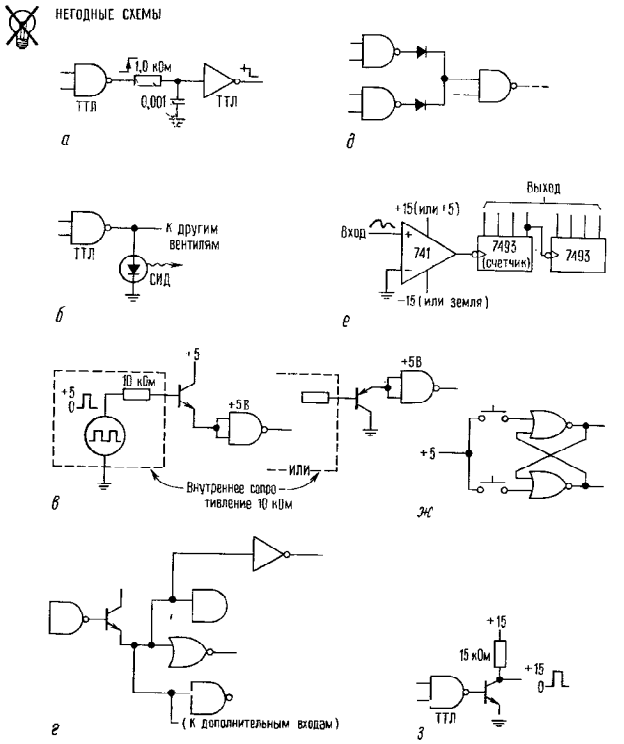


Рис. 9.96. *а* формирователь задержанного фронта; *б* – индикатор логического состояния; *в* – сопряжение элемента ТТЛ с высокоомным выходом (две неудачные схемы); *г* – повышение нагрузочной способности элемента ТТЛ с помощью повторителя; *д* – проводное ИЛИ на вентилях с активной нагрузкой; *е* – счетчик пересечений нуля; *ж* – *RS*-триггер; *з* – сопряжение элемента ТТЛ со схемами высоких уровней.

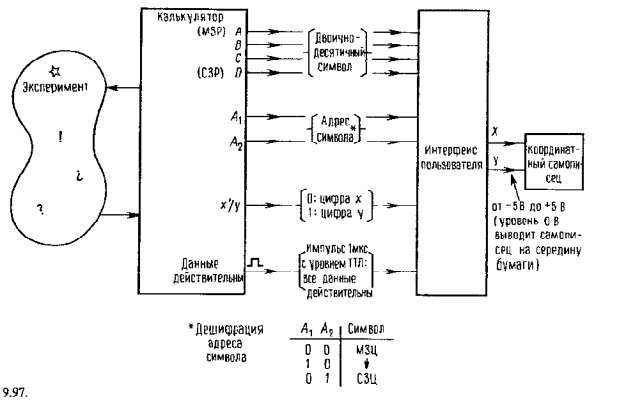


Рис. 9.97.

ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ УПРАЖНЕНИЯ

(1) Постройте схему для обнаружения кратковременного пропадания напряжения питания +5 В. Схема должна иметь кнопку СБРОС и светодиод для индикации НЕПРЕРЫВНОГО ПИТАНИЯ. Сделайте так, чтобы она работала от напряжения +5 В.

(2) Почему нельзя построить $2n$-разрядный ЦАП с помощью двух n-разрядных ЦАП и пропорционального суммирования их выходов (ВЫХ$_1$ + ВЫХ$_2$/2^n)?

(3) Убедитесь в том, что максимальное значение сигнала на выходе псевдослучайного генератора шума на рис. 9.90 равно ±8,68 В.

(4) Эксперимент осуществляется под управлением программируемого вычислителя, соединенного с различными исполнительными и измерительными приборами. Вычислитель дает приращение различным переменным, находящимся под его управлением (например, длине волны излучения, поступающего от монохроматора), и обрабатывает результаты соответствующих измерений (например, количество переданного света, скорректированное с учетом известной чувствительности детектора). В результате образуются пары значений x, y. Задача состоит в том, чтобы спроектировать схему для вычерчивания графика на аналоговом графопостроителе.

Выходы вычислителя для каждой пары значений представляют собой два 3-разрядных (двоично-десятичных) символа. Для уменьшения количества связей числа представляются по одному в единицу времени («бит-параллельно, символ-последовательно») в сопровождении 2-разрядного адреса. Импульс СИМВОЛ ВЕРЕН показывает, что данные и адрес правильны и их можно, например, зафиксировать. Уровень x'/y сообщает о том, какому числу принадлежит выводимый символ (x или y). Это показано на рис. 9.97.

Данные передаются в следующем порядке: x_n(МЗЦ) x_n(СЗЦ), y_n(МЗЦ) . y_n(СЗЦ); таким образом, после поступления СЗЦ величины y ($A_1 = 0$, $A_2 = 1$, $x'/y = 1$) известно, что вы получили всю пару x, y. В этот момент вы должны обновить цифры, поступающие на ЦАП (не обновляйте их по одной).

Нет необходимости присваивать ИМС отдельные номера; дайте им общее наименование, например D-триггер или дешифратор «1 из 10». Укажите, в каких местах входы или выходы инвертируются (с помощью маленьких кружочков). Считайте, что в вашем распоряжении имеются ЦАП, которые воспринимают 3-разрядные двоично-десятичные символы с логическими уровнями и обладают токовыми выходами от 0 до 1 мА, соответствующие входным кодам от 000 до 999. Поскольку двухкоординатный графопостроитель имеет 10-вольтовую полную шкалу, вам придется преобразовать ток в напряжение. Проверьте свою изобретательность, введя дополнительное усложнение: предположите, что размах выходного сигнала ЦАП всего 1 В.

Акселерометр 683
Активный фильтр 278-300
– *Баттерворта* 284
– биквадратный 293
– *Бесселя* 286
– гиратор 296
– ИНУН 289
– Чебышева 283
АЛУ 522
Аналоговые ключи 133, 151
Аналого-цифровой преобразователь 640, 648-659
– – выбор 660
Анодная вольтметрия 697
Аттенюатор 26

Байт 499
Блокировочный конденсатор 44
Боде диаграммы 260, 265
Буферы 439

Вентили логические 501
– – И 502
– – ИЛИ 502
– – И-НЕ, ИЛИ-НЕ 503
– – исключающее ИЛИ 503
– – каталог 507
– – обозначения 506
– – открытый коллектор 511
– – передающие 519
– – проводное ИЛИ 514
– – схемы 509
– – с тремя состояниями 511
ВМОП 167
Всплеск 539
Выпрямитель мостовой 539

«Гасящий» резистор 348
Генераторы 300
Гиратор 296

Дарлингтона схема 103
Демультиплексор 520
Детектор 231, 561-571
– фазовый 672
Дешифратор 520
– таблица истинности 524
Диод 50-61
– варактор 315
– *Зенера* см. Стабилитрон
– ограниченный 56-59
Дифференциатор 239
Дребезг контактов 530
Дроссель ВЧ 35

Емкость нагрузочная 439, 627
– перехода 112

Захват фазы 479
Защита нагрузки по напряжению 329-340

Измерения 473
Искажения нелинейные 101, 434
Исключенные (запрещенные) состояния 537
Источник (генератор) тока 79
– на ПТ 132
– трехвыводной стабилизатор 400

Кабельные связи 630
Карно карта 516
Каскодная схема 112
Класс А (усилителей) 99
– АВ 102
– В 101
Ключи на ПТ 149
КМОП, входные характеристики 616
– выходные характеристики 595
– – элементы 615
– инвертор 162
– ключи 161
– линейный усилитель 165
– логические уровни 497
– недостатки 578
– сопряжение с ТТЛ 590, 597
Код *Грея* 501
– двоично-десятичный 499
– двоичный 500
– дополнительный 500
– прямой 500
– смещенный 500
Колпитца генератор 315
Комбинационные логические схемы 515-529
Коммутационный фильтр 695
Компаратор 245, 605
– чисел 523
Конденсатор 27

– балластный 46
– блокировочный 44
– накопитель энергии 49
– полное сопротивление 36
– ток утечки (компенсация) 416
– фильтрующий 49, 347
– эффект запоминания 416
Коррекция (компенсация) частотная 260, 429-437
Коррелятор 523
КОСС 109, 191
Кулонометр 59, 667

Логические состояния 496
– уровни 497

Массив 519
Миллера эффект 111-113
Минимизация 516
Модуля схема выделения 296
МОП 615
Моргана теорема 506
Мультивибратор моностабильный 540
Мультиплексор 151, 524, 698

Обратная связь 248
– – устойчивость 260
Ограничитель (фиксатор) 57, 236
– тока 333
Одновибратор 540
Операционный усилитель 181-245, 412-444
Опорный источник с напряжением запрещенной зоны 349

Память 564
Переменный ток, управление нагрузкой 614
Плавкий предохранитель 345
Плата макетная 628
Положительная обратная связь 654
Помехи импульсные («всплески») 540
Порты 400
Последовательная логика 529-540
Преобразователь кодов 504, 520
– напряжения постоянного тока 385
– тока в напряжение 190
Пробой база – эмиттер 75
– диода 50

Разъем 63
– BNC 63
Регистр сдвига 550
Резервные батареи питания 56
Резисторы 10

Система синхронизации 534-540
Следящая связь 105, 190
Составной транзистор см. *Дарлингтона* схема
Стабилизатор напряжения 34, 75, 401
– тока диодный 136
Стабилитрон 20, 349
Сумматор 522
Счетчик 535, 548

Таблица истинности 501, 524
Тактовые сигналы входные 531
– – реального времени 507
– – скос фронтов 576
Теплоотвод 329
Ток, ограничение 327
Токовое зеркало 96, 241
Транзистор 68-120
Триггер 529-538
– *Шмитта* 246, 605
ТТЛ 510

Угловая частота 22
Усилитель буферный 539
– дифференциальный 545
– переменного тока 83-87, 185

Фазовыравнивающая цепь 281
ФАПЧ (фазовая автоподстройка частоты) 671-684
Фиксатор 547
Фильтр коммутационный 695
– рекурсивный 694

Характеристическое сопротивление 633
«Холодное» переключение (управление) 477

Цезиевый стандарт частоты 320
Цифро-аналоговый преобразователь 642-647
– – выход по напряжению 643
– – с умножением 646
– – токовые ключи 643
Цифровая логика 133

Шина 629
– адреса 637
– данных 629
– передающая 630
Шифратор 522
Шум 454-479
– цифровая генерация 684
Шунт емкостный 49

Эберса-Молла модель 87
Эмиттерный повторитель 72
Эрли эффект 82, 89

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие. *Перевод О. А. Соболевой* 5
Предисловие к первому изданию. *Перевод О. А. Соболевой* 6

ГЛАВА 1. **ОСНОВЫ ЭЛЕКТРОНИКИ.** *Перевод О. А. Соболевой*....8
Введение 8
Напряжение, ток и сопротивление 8
Сигналы 22
Конденсаторы и цепи переменного тока 27
Индуктивности и трансформаторы 35
Полное и реактивное сопротивление....36
Диоды и диодные схемы 50
Другие пассивные компоненты....61
Дополнительные упражнения 66

ГЛАВА 2. **ТРАНЗИСТОРЫ.** *Перевод О.А. Соболевой*....68
Введение 68
Некоторые основные транзисторные схемы 70
Модель Эберса – Молла для основных транзисторных схем 87
Некоторые типы усилительных каскадов 99
Некоторые типичные транзисторные схемы 114
Схемы, не требующие пояснений 116
Дополнительные упражнения....120

ГЛАВА 3. **ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ.** *Перевод Б.Н. Бронина* 121
Введение....121
Основные схемы на ПТ....132
Ключи на ПТ 149
Схемы, не требующие пояснений 180

ГЛАВА 4. **ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ.** *Перевод О.А. Соболевой*....181
Введение....181
Основные схемы включения операционных усилителей....184
Калейдоскоп схем на операционных усилителях....190
Подробный анализ работы операционных усилителей....196
Подробный анализ работы некоторых схем на операционных усилителях....227
Дифференческое поглощение 235
Работа ОУ с одним источником питания....240
Компараторы и триггер Шмитта 245
Обратная связь и усилители с конечным усилением 248
Некоторые типичные схемы с операционными усилителями 255
Частотная коррекция усилителей с обратной связью....260
Схемы, не требующие пояснений 268
Дополнительные упражнения....268

ГЛАВА 5. **АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ И ГЕНЕРАТОРЫ.** *Перевод М.Н. Микшиса* 278
Активные фильтры....278
Схемы активных фильтров....288
Генераторы....300
Схемы, не требующие пояснений 321
Дополнительные упражнения....323

ГЛАВА 6. **СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ И ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ.** *Перевод А.И. Коротова* 324
Базовые схемы стабилизаторов на основе классической ИМС 723 324
Проектирование теплоотвода мощных схем 329
Нестабилизированные источники питания....343
Источники опорного напряжения....349
Трехвыводные и четырехвыводные стабилизаторы 360
Источники питания специального назначения 389
Схемы, не требующие пояснений 405
Дополнительные упражнения....411

ГЛАВА 7 **ПРЕЦИЗИОННЫЕ СХЕМЫ И МАЛОШУМЯЩАЯ АППАРАТУРА.** *Перевод Б.Н. Бронина* 412
Разработка прецизионной аппаратуры на операционных усилителях....412
Дифференциальные и измерительные усилители....445
Шумы усилителей 454
Измерение шума и источники шума 473
Помехи: экранирование и заземление 479

Схемы, не требующие пояснений 489
Дополнительные упражнения.....493

ГЛАВА 8. **ЦИФРОВЫЕ СХЕМЫ**. *Перевод Ю.В. Чечёткина*.....495
Основные логические понятия.....495
Логические уровни 497
ТТЛ и КМОП.....507
Комбинационная логика.....515
Последовательная логика 529
Моностабильные мультивибраторы.....540
Последовательностные функции, реализуемые на стандартных ИМС.....547
Некоторые типовые цифровые схемы.....567
Патология в логических схемах 574
Схемы, не требующие пояснений.....580
Дополнительные упражнения 583

ГЛАВА 9. **СОПРЯЖЕНИЕ ЦИФРОВЫХ И АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ.**
Перевод Л.В. Поспелова 590
Сопряжение логических КМОП и ТТЛ-элементов.....590
Цифровые сигналы и длинные цепи 626
Аналого-цифровое преобразование 640
Примеры А/Ц-преобразования 664
Схемы фазовой автоподстройки частоты.....671
Псевдослучайные двоичные последовательности и генераторы шума 684
Схемы, не требующие пояснений 697
Дополнительные упражнения.....700

Научное издание

Пауль Хоровиц, Уинфилд Хилл

ИСКУССТВО СХЕМОТЕХНИКИ

Издание 5-е, переработанное
Заведующая редакцией Т.Г. Хохлова
Ведущий редактор А.Г. Шемятенков
Художественный редактор Н.В. Дубова
Технический редактор Л.П. Бирюкова
Лицензия ЛР № 010174 от 20.05.97 г.

Подписано к печати 29.09.98. Формат 70 × $100^{1}/_{16}$. Бумага офсетная. Печать офсетная. Гарнитура таймс. Объем 22 бум. л. Усл. печ. л. 57,20. Уч.-изд. л. 63.03. Изд. № 6/8013. Тираж 5000 экз. Зак. 626. С018.

Издательство «Мир» Государственного комитета Российской Федерации по печати. 129820, Москва, И-110, ГСП, 1-й Рижский пер., 2.

Отпечатано в полном соответствии с качеством предоставленных диапозитивов в ОАО «Можайский полиграфический комбинат». 143200, г. Можайск, ул. Мира, 93.