В.И.ЩЕРБАКОВ
Г.И.ГРЕЗДОВ

ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

СПРАВОЧНИК

Киев
«Техніка»
1983

32.844я2
Щ61

Щербаков В. И., Гриздов Г. И.

Щ61 Электронные схемы на операционных усилителях: Справочник.— К.: Техніка, 1983.—213 с., ил.— Библиогр.: с. 206—211.

В пер.: 1 р. 10 к. 37000 экз.

В справочнике изложены основные сведения по применению интегральных операционных усилителей в электронной аппаратуре различного назначения. Рассмотрены принципы построения электронных схем типовых функциональных узлов: усилителей, источников напряжения и тока, фильтров, модуляторов, демодуляторов, генераторов, пороговых устройств, измерительных преобразователей электрических и неэлектрических величин, аналого-цифровых и цифроаналоговых преобразователей и др.

Рассчитан на инженерно-технических работников, занимающихся разработкой и эксплуатацией электронной аппаратуры, может быть полезен студентам вузов соответствующих специальностей.

Щ $\frac{2403000000\text{-}126}{M202(04)\text{-}83}$ 58.83 32.844я2

Рецензенты кандидаты техн. наук В. В. Трифонюк, М. З. Чаповский

Редакпия литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи

Зав. редакцией З. В. Божко

© Издательство «Техніка», 1983

ПРЕДИСЛОВИЕ

Современная научно-техническая революция неразрывно связана с развитием микроэлектроники. Сейчас трудно найти сферу деятельности человека, где бы не использовались ее достижения. В решениях XXVI съезда КПСС предусмотрено дальнейшее развитие микроэлектроники и ускорение внедрения ее достижений в народное хозяйство, науку и технику. Появление каждого нового поколения интегральных микросхем сопровождается изменением в подходе к принципам построения, структуре и конструированию технических средств и систем. Полное использование возможностей микроэлектроники при создании новых приборов и устройств обеспечивается лишь при условии, если специалисты разных областей науки и техники овладевают определенным комплексом знаний по применению микросхем с целью их творческого использования в процессе работы. Это требует создания различных справочников, учитывающих последние достижения микроэлектроники.

В данном справочнике обобщен и систематизирован отечественный и зарубежный опыт по применению интегральных операционных усилителей (ОУ). Интегральные ОУ широко применяются в различных функциональных узлах аналоговой и аналого-цифровой техники. В большинстве случаев характеристики статической и динамической точности этих устройств находятся в сильной зависимости от технических параметров ОУ. Непрерывное совершенствование схемотехники и технологии изготовления микросхем обусловливает существенное улучшение параметров ОУ и ведет к резкому снижению их стоимости. Поэтому каждое новое поколение ОУ приводит к улучшению технических характеристик разнообразной электронной аппаратуры.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, Крещатик, 5, издательство «Техніка».

Глава 1

ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Операционным усилителем (ОУ) называется усилитель электрических сигналов, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами при работе в схеме с отрицательной обратной связью (ООС). Своим названием ОУ обязан использованию его первоначально в устройствах аналоговой техники. В дальнейшем область применения ОУ значительно расширилась. С появлением интегральных ОУ они начали широко использоваться в устройствах усиления, генерирования, фильтрации, модулирования и демодулирования сигналов и многих других устройствах.

Все основные термины, определения и буквенные обозначения электрических параметров, относящихся к ОУ, приведены в ГОСТ 18421—73, ГОСТ 19480—74, ГОСТ 2.710—81 и ОСТ 11073—915—80.

Отечественная промышленность выпускает широкую номенклатуру ОУ как в интегральном полупроводниковом (твердотельном), так и в гибридном исполнениях. Статические и динамические свойства ОУ характеризуются совокупностью электрических параметров и характеристик. В этой совокупности можно выделить несколько сходных по смысловому содержанию групп параметров. Первая группа отражает выходное напряжение покоя и его нестабильность, приведенные ко входу ОУ, и включает напряжение смещения ($U_{см}$), средний входной ток ($i_{вх}$) и разность входных токов ($\Delta i_{вх}$), а также коэффициенты влияния на эти параметры изменения температуры; времени и нестабильности напряжений источников питания. Вторая группа характеризует усилительные свойства ОУ для дифференциального и синфазного входных напряжений в режиме «малого сигнала» и имитансные свойства и содержит коэффициент усиления по напряжению ($K_у$), коэффициент ослабления синфазных входных напряжений ($K_{сф}$), входные сопротивления для дифференциального и синфазного входных напряжений ($r_{вх}$, $r_{сф}$), а также частотные и переходные характеристики ОУ. В третью группу можно объединить параметры, отражающие поведение ОУ в режиме «большого сигнала». К ним относятся скорость нарастания выходного напряжения (v), граничная частота ($f_{гр}$) и частота единичного усиления ($f_{ед}$). Четвертая группа параметров характеризует шумовые свойства ОУ и включает нормированные ЭДС и токи шума.

Большинство современных ОУ имеют встроенную защиту выхода от короткого замыкания и защиту входа от опасных синфазных и дифференциальных напряжений. Некоторые ОУ выпускают с встроенной частотной коррекцией, что не требует дополнительных элементов для обеспечения устойчивости ОУ в схемах с ООС.

Основные параметры некоторых типов современных ОУ приведены в табл. 1.1.

Эквивалентная схема ОУ. ОУ, несмотря на свою сложную внутреннюю структуру, может рассматриваться как единый элемент с гарантированными входными и выходными параметрами. Во многих случаях ОУ можно заменить идеализированной моделью, имеющей бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению в неограниченной полосе частот и бесконечно малые входные токи и напряжение смещения. На рис. 1.1 показана эквивалентная схема реального ОУ для низких частот [9]. Неинвертирующий и инвертирующий входы ОУ и соответствующие им параметры на схеме обозначены знаками (+) и (—). Кружками, разделенными на сектора, на схеме обозначены идеальные сумматоры (черный сектор обозначает инверсию входного сигнала). Тракт передачи синфазного сигнала показан в виде сумматора Σ_1 и безынерционного звена с коэффициентом передачи $1/2K_{сф}$. Эквивалентные сопротивления внешних цепей, приведенные ко входам ОУ, на схеме обозначены *R1*, *R2*. Остальные элементы эквивалентной схемы обозначены в соответствии с принятыми выше обозначениями параметров ОУ.

Параметры ОУ, характеризующие его качество, весьма многочисленны. Основные из них следующие.

Коэффициент усиления ($K_у$) — отношение приращения значения выходного напряжения к вызвавшему его изменению дифференциального входного напряжения.

Напряжение смещения ($U_{см}$) — напряжение, которое необходимо приложить между входами ОУ для получения нуля на выходе ОУ.

Средний входной ток ($i_{вх}$) — среднее арифметическое значение входных токов, измеренных при таком входном напряжении, при котором выходное напряжение ОУ равно нулю. Входные токи обеспечивают линейный режим работы ОУ и не зависят от сопротивлений R_1, R_2. Входные токи вызывают две составляющие погрешности ОУ:

составляющую, вызванную неравенством сопротивлений R_1 и R_2,

$$U_{\Delta R} = i_{вх}\Delta R,$$

где $i_{вх} = (i^{+}_{вх} + i^{-}_{вх})/2$; $\Delta R = R_1 - R_2$;

составляющую, вызванную неравенством входных токов $i^{+}_{вх}$, $i^{-}_{вх}$,

$$U_{\Delta i_{вх}} = \Delta i_{вх} R,$$

где $R = R_1 = R_2$; $\Delta i_{вх} = i^{+}_{вх} - i^{-}_{вх}$ — разность входных токов.

Разность входных токов ($\Delta i_{вх}$) — абсолютное значение разности токов двух входов усилителя, измеренных тогда, когда напряжение на выходе ОУ равно нулю.

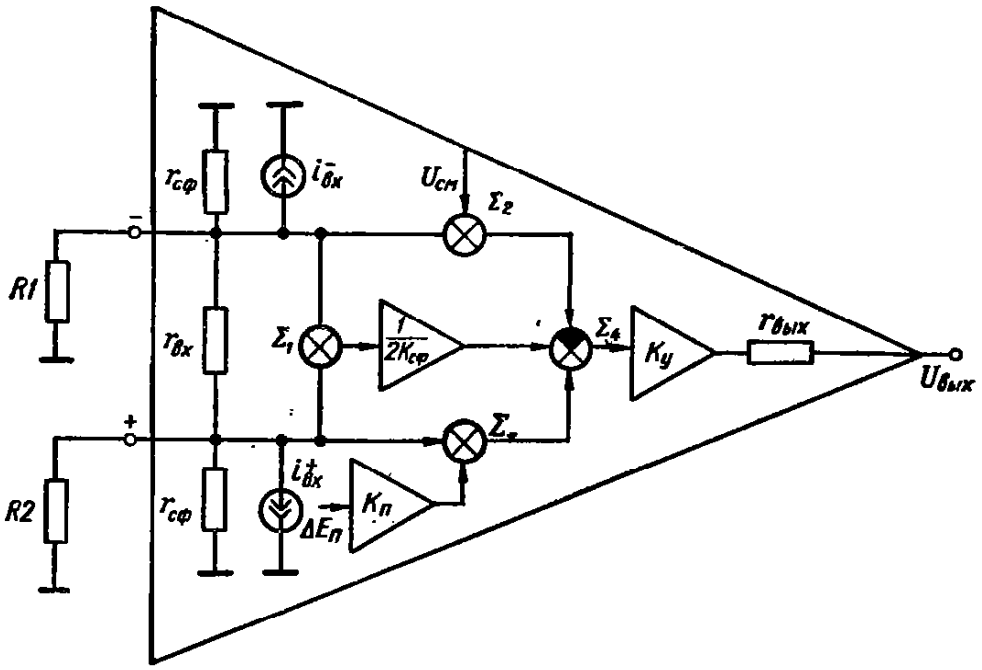


Рис. 1.1. Эквивалентная схема ОУ для низких частот

Температурный дрейф входного тока — коэффициент, равный отношению максимального изменения входного тока ОУ к вызвавшему его изменению окружающей температуры.

Температурный дрейф входных токов приводит к дополнительной погрешности

$$\Delta U_{\Delta R} = \Delta R \Delta T^{\circ} di_{вх}/dT^{\circ}, \quad \Delta U_{\Delta i_{вх}} = R\Delta T^{\circ} d\Delta i_{вх}/dT^{\circ},$$

где ΔT° — диапазон изменеиия температуры.

Значения температурных коэффициентов входного тока и разности входных токов ОУ приводятся в справочных данных усредненными в определенном температурном диапазоне. Для ОУ, выполненных на биполярных кремниевых транзисторах, температурный дрейф входного тока в области повышенных температур обычно несколько меньше и составляет примерно $di_{вх}/dT^{\circ} = Ni_{вх}$, где при $T^{\circ} > 25$ °С $N = -0{,}005$ %/ °С, при $T^{\circ} < 25$ °С $N = -0{,}015$ %/ °С.

Так как входные токи ОУ являются базовыми токами входных транзисторов, то их значение и дрейф зависят также от коэффициента усиления транзистора по току $\beta_т$. Учитывая, что временной дрейф $\beta_т$ транзистора сравнительно велик, то и значение временного дрейфа входных токов ОУ сравнительно велико.

Входное сопротивление ($r_{вх}$) — сопротивление одного из входов ОУ, в то время как другой вход закорочен. Это сопротивление также называют входным сопротивлением для дифференциального сигнала.

1.1. Параметры интегральных ОУ

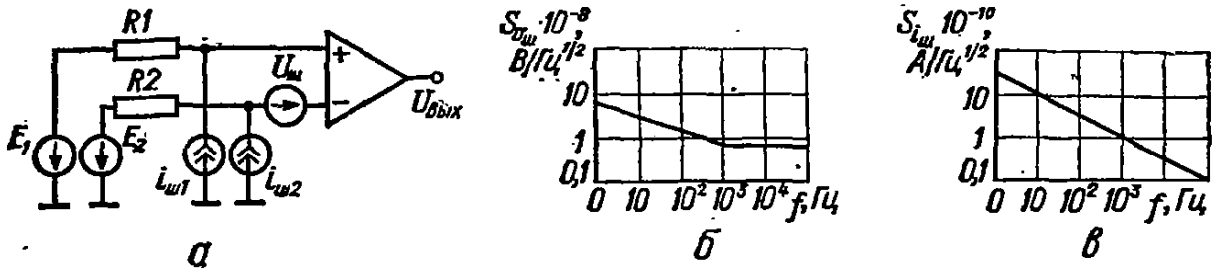
Тип	$\pm U_п$, В	$I_п$, мА	$K_у$, тыс.	$\pm U_{вых}$, В	$U_{см}$, мВ	$i_{вх}$, нА	$\Delta i_{вх}$, нА	ТК $U_{см}$, мкВ/°С	ТК $i_{вх}$, нА/°С	ТК$\Delta i_{вх}$, нА/°С	$U_{вхсф}$, В	$r_{вх}$, МОм	$K_{сф}$, дБ	$K_п$, мкВ/В	$f_{ед}$, МГц	v, В/мкс
14ОУД1Б	12;6	12	1,6—11,5	6,7; 5	7,5	9000	1700	20	40	30	6	>0,004	60	1500	20	5+; 0,5—
14ОУД5А	12	13	1,5—12	6; —4	8	1100	300	45	7	1,5	6	>1	50	—	14	6+
14ОУД5Б			2,5—19		5	6000	1800	6	25	6			60			
14ОУД6А	15	2,8	>70	12	5	30	10	20	1	0,1	11	>2	80	200	1	2,5
14ОУД6Б			>50		8	50	15		2	0,3		>1	70			2
14ОУД7	15	2,8	>50	11,5	4	200	50	—	—	—	12	0,4	70	150	0,8	0,3
К14ОУД8Б	15	5	>50	10	100	0,2	0,15	100	—	—	10	>1000	64	—	1	10
14ОУД9	12,6	8	>35	10	5	350	100	20	—	3	—	0,3	80	300	—	0,5
14ОУД11	15	8	>25	12	5	500	200	—	—	—	—	—	70	1800	2	2
14ОУД12	15	0,18	>100	12	5	7,5	3	60	—	0,4	10	>5	70	150	0,1	0,1
14ОУД13	15	2	0,01	1	0,05	0,5	0,2	0,5	—	—	10	>50	90	10	—	—
14ОУД14	15	0,6	>50	13	2	2	0,2	15	2,5	2,5	13,5	>30	85	100	0,3	0,05
14ОУД17А	18	4	>30	12	0,025	2	2	3	—	0,025	13	—	110	100 дБ	0,4	0,1
14ОУД20А, В	18	4	>25	13,5	7	200	50	20	—	0,5	14	>0,4	70	—	0,55	0,3
153УД1	15	6	20—80	10	5	600	250	20	17	5	8	>0,2	65	—	1	0,06
153УД2	15	3	>50	11	5	500	200	20	—	5	12	>0,3	70	—	1	—
153УД3	15	3,6	>25	10	2	200	50	10	—	2,8	8	>0,3	80	100	1	—
153УД4	6	0,7	>5	4	5	400	150	50	—	3	5	—	70	—	0,7	0,12
153УД5А	15	3,5	>1000	10	1	100	20	5	—	0,15	13,5	—	110	20	—	—
153УД6	15	3,5	>50	10	2	75	10	15	—	0,2	—	—	80	—	—	—
544УД1А	15	3,5	>50	10	15	0,15	0,05	20	—	—	10	—	70	300	1	2
544УД2А	15	7	>20	10	30	0,1	0,1	50	—	—	10	—	70	300	15	20
574УД1В	15	8	>5	10	25	0,5	0,2	50	—	—	10	—	60	—	10	50

Примечание. Индексами (+), (—) в графе v обозначены параметры для положительной и отрицательной полярностей выходного напряжения ОУ соответственно.

Входное сопротивление для синфазного сигнала ($r_{сф}$) — величина, равная отношению приращения синфазного входного напряжения к приращению среднего входного тока ОУ ($r_{сф}$ обычно на 1—2 порядка больше $r_{вх}$).

Коэффициент ослабления синфазного сигнала ($K_{сф}$) — отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала $K_у$ к коэффициенту усиления синфазного сигнала $K_{у.сф}$ ($K_{у.сф}$ определяется как отношение изменения выходного напряжения к вызвавшему его изменению синфазного входного сигнала). $K_{сф}$ обычно выражается в децибеллах, $K_{сф} = 20 \lg (K_у/K_{у.сф})$.

Коэффициент влияния нестабильности источника питания ($K_п$) — отношение изменения напряжения смещения к вызвавшему его изменению одного из питающих напряжений $\Delta E_п$.



а *б* *в*

Рис. 1.2. Эквивалентная схема ОУ с источниками шума (*а*) и спектральные характеристики микросхемы 140УД1Б (*б*, *в*)

Выходное сопротивление ($r_{вых}$) — отношение приращения выходного напряжения ОУ к вызвавшей его активной составляющей выходного постоянного или переменного тока.

Частота единичного усиления ($f_{ед}$) — частота, на которой модуль коэффициента усиления ОУ равен единице. Частота единичного усиления при 100 %-ной ООС с цепями коррекции частотной характернстики ОУ иазывается частотой среза ($f_{ср}$).

Граничная частота ($f_{гр}$) — максимальная частота синусоидального сигнала, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон синусоидального выходного иапряжения ОУ.

Максимальная скорость нарастания выходного напряжения (v) — наибольшая скорость изменения выходного иапряжения ОУ при подаче на его вход импульса прямоугольиой формы максимально допустимой амплитуды.

1.2. Нормированные характернстики шума ОУ типа 140УД7

Частота, Гц	Напряжение шума $U_ш$, нВ/Гц	Ток шума $i_ш$, иА/Гц
10	30	2
100	20	0,4
1000	17	0,2
10 000	13	0,15

Время восстановления выходного напряжения — время с момента снятия входного напряжения до момента, при котором $U_{вых} = 0{,}1U_{нас}$, где $U_{нас}$ — напряжение насыщения ОУ.

Время установления выходного напряжения — время, в течение которого выходное напряжение ОУ изменяется от уровня 0,1 до уровня 0,9 от установившегося значения при апериодическом процессе и при воздействии на вход импульса напряжения прямоугольной формы.

Шумовые характеристики ОУ. Эквивалентная схема ОУ с шумовыми источниками напряжения и тока показана на рис. 1.2, *а*. Напряжение шума включает в себя три некоррелированные составляющие: $U_{ш1}$ — составляющую, обусловленную тепловым шумом (белый шум), $U_{ш2}$ — составляющую, обусловленную диффузией неосновных носителей, $U_{ш3}$ — составляющую, вызванную поверхностными явлениями в полупроводнике (фликкер-шум или розовый шум):

$$U_ш = \sqrt{U_{ш1}^2 + U_{ш2}^2 + U_{ш3}^2}.$$

Значение шумового тока зависит от входного тока и полосы пропускания ОУ: $i_ш = \sqrt{2qi_{вх}\Delta f}$, где q — заряд электрона.

В практических расчетах шумовые составляющие $U_ш$ и $i_ш$ с достаточной степенью точности можно считать некоррелированными. Кроме того, шумовые составляющие по отдельным входам ОУ также можно считать некоррелированными и приблизительно одинаковыми. Таким образом, если $i_{ш1} = i_{ш2}$, $R_1 = R_2 = R$, то суммарное шумовое напряжение, приведенное ко входу ОУ,

$$U_{шΣ} = \sqrt{\overline{U}^2_ш + 2\overline{i}^2_ш R^2 + 2\overline{U}^2_{R_ш}}, \quad (1.1)$$

где $\overline{U}^2_ш = \int_{f_1}^{f_2} U^2_ш df$, $\overline{i}^2_ш = \int_{f_1}^{f_2} i^2_ш df$, $\overline{U}^2_{R_ш} = \int_{f_1}^{f_2} U^2_{R_ш} df$,

$$U_{R_ш} = \sqrt{4kT°\Delta f R}, \quad k = 1{,}38 \cdot 10^{-2{,}8} \text{ Дж/К}.$$

Спектральная плотность белого шума $S_б(f) = S_0$ примерно одинакова во всей полосе пропускания ОУ. Спектральная плотность розового шума возрастает в области низких частот пропорционально $1/f$, т. е. $S_р(f) = S_0 f_0/f$, где f_0 — частота, на которой $S_б(f_0) = S_р(f_0)$. Суммарную спектральную плотность шума можно записать в следующем виде:

$$S_ш(f) = S_0(1 + f_0/f). \quad (1.2)$$

Нормированные характеристики шума ОУ типа 140УД7 приведены в табл. 1.6. На рис. 1.2, *б*, *в* показаны спектральные характеристики ОУ типа 140УД1Б [11].

2. КОМПЕНСАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ СМЕЩЕНИЯ ОУ

Практически напряжение смещения $U_{см}$ компенсируется либо балансировкой входного каскада ОУ (для этих целей в ОУ имеются специальные выводы), либо включением компенсирующего напряжения на один из входов ОУ. При изменении температуры появляется дополнительная составляющая напряжения смещения $\Delta_{см} = \Delta T° dU_{см}/dT°$, где $dU_{см}/dT°$ — коэффициент влияния температуры на $U_{см}$. Вследствие прогрева кристалла микросхемы или при быстром изменении температуры напряжение смещения может претерпевать значительные изменения. В зависимости от размеров кристалла переходной процесс в воздухе устанавливается в течение 1—500 мкс (при включении питания). Быстрое изменение нагрузки также приводит к неравномерному нагреву кристалла.

Характер изменения $U_{см}$ во времени при включении питания (медленный прогрев) и скачкообразном изменении температуры или нагрузки показан на рис. 1.3.

Компенсация $U_{см}$ с помощью балансировки входного каскада ОУ приводит к дополнительной погрешности от температурного дрейфа. Так, если с помощью переменного резистора, подключенного к специальным выводам ОУ, сбалансирован первый (входной) каскад, то температурный дрейф напряжения смещения увеличится по сравнению с исходным температурным дрейфом примерно на величину d ($\Delta U_{см}/dT° = \Delta U_{см}/300$, где $\Delta U_{см}$ — величина скомпенсированного напряжения смещения, мВ. Эта формула справедлива для дифференциальных входных каскадов ОУ, в эмиттерных цепях которых отсутствуют резисторы. Если имеются такие резисторы, то этот температурный дрейф уменьшается пропорционально отношению полного сопротивления эмиттерной цепи к динамическому сопротивлению эмиттера. Для дифференциальных каскадов ОУ, построенных на полевых транзисторах, увеличение температурного дрейфа примерно такое же, как и для каскадов с биполярными транзисторами (примерно 3 мкВ/°С), однако напряжение смещения у ОУ с полевыми транзисторами обычно значительно больше.

Компенсация $U_{см}$ путем подключения на входе ОУ специальной цепи, формулирующей компенсирующее напряжение, не приводит к дополнительному росту температурного дрейфа. На рис. 1.4, *а*, *б* и *в* показаны типовые схемы цепей регулировки напряжения смещения нуля для инвертирующего, неинвертирующего и дифференциального усилителей соответственно. Регулировка напряжения смещения в этих схемах осуществляется введением на соответствующий вход ОУ компенсирующего напряжения.

Расчет компенсирующей цепи осуществляется, исходя из условия обеспечения на резисторе *R4* напряжения несколько большего, чем $\pm U_{см}$, при этом $R4 \ll R3$. Потенциометр *R5* (5—10 кОм) подключается обычно к источникам питания ОУ. Сопротивления резисторов *R3* в схемах рис. 1.4, *б*, *в* необходимо выбирать такой величины, чтобы

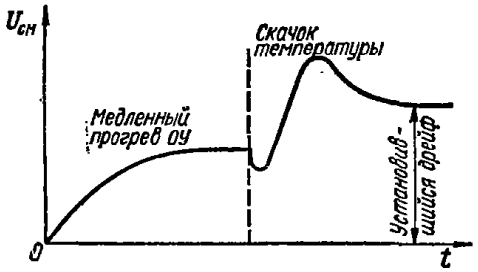


Рис. 1.3. График изменения напряжения смещения нуля ОУ во времени при медленном и скачкообразном прогреве кристалла

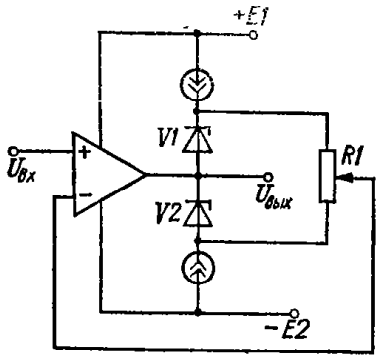


Рис. 1.5. Схема регулировки напряжения смещения нуля ОУ в повторителе напряжения

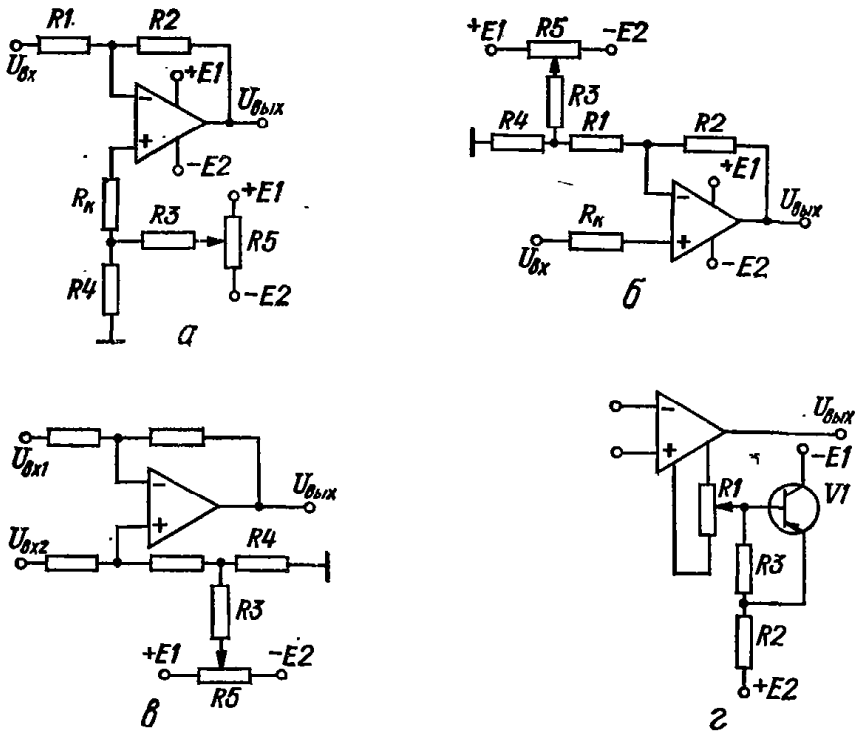


Рис. 1.4. Схемы регулировки напряжения смещения нуля инвертирующего (*а*), неинвертирующего (*б*), дифференциального (*в*) усилителей и ОУ, имеющего специальные выводы (*г*)

при изменении $R5$ коэффициент передачи усилителей изменялся в пределах заданной погрешности.

Для компенсации температурного дрейфа напряжения смещения используется метод термокомпенсации, основанный на идентичности зависимостей температурного дрейфа биполярного ОУ и прямосмещенного p-n-перехода. На рис. 1.4, *г* показана термокомпенсирующая цепь, в которой напряжение на регулирующем потенциометре $R1$ формируется с помощью перехода база — эмиттер транзистора $V1$. Ток, протекающий через резистор $R2$, делится на ток через резистор $R3$ и ток через $V1$. Ток, протекающий через $R3$, создает напряжение управления транзистором. Если ток базы $V1$ много меньше тока через резистор $R3$, то ток коррекции смещения будет равен $U_{эб}/R_3$. Данная схема используется для ОУ, во входном дифференциальном каскаде которого отсутствуют резисторы в эмиттерных цепях. Если такие резисторы имеются, то в эмиттерную цепь транзистора $V1$ необходимо включить резистор примерно такой же величины, как и в эмиттерных цепях входного каскада ОУ.

В высокоточных повторителях напряжения компенсацию напряжения смещения можно осуществлять с помощью формирования напряжения в цепи ООС. Схема регулировки напряжения смещения нуля в повторителе напряжения показана на рис. 1.5. Напряжение компенсации в данной схеме регулируется с помощью потенциометра $R1$, питание которого осуществляется от стабилитронов $V1$, $V2$. Для повышения стабильности $V1$ и $V2$ запитаны от источников тока.

3. ОСНОВНЫЕ СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ОУ

Большое разнообразие схем включения ОУ можно свести к нескольким типовым структурным схемам, представляющим собой ОУ с одним или несколькими многополюсниками [12, 14]. На рис. 1.6, *а* показана наиболее общая структурная схема устройства, в котором ОУ работает без синфазных входных сигналов. Коэффициент передачи для данной схемы можно выразить через Y-параметры многополюсника следующим образом:

$$K(p) = \frac{Y_{21}Y_{34} - Y_{31}Y_{24}}{Y_{22}Y_{34} - Y_{24}Y_{32}}.$$

На рис. 1.6, *б*, *в*, *г*, *д* показаны схемы включения ОУ, представляющие частные случаи схемы рис. 1.6, *а*. Для этих схем коэффициент передачи можно записать в следующем виде:

для схемы рис. 1.6, *б* $K(p) = -Y_{31}/Y_{32}$,

для схемы рис. 1.6, *в* $K(p) = -Y^{A}_{21}/Y^{B}_{12}$,

для схемы рис. 1.6, *г* $K(p) = -(Y^{B}_{31} + Y^{A}_{31})/(Y^{B}_{32} + Y^{A}_{32})$,

для схемы рис. 1.6, *д* $K(p) = -Y_1Y_4/[(Y_2Y_4 + Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4)]$.

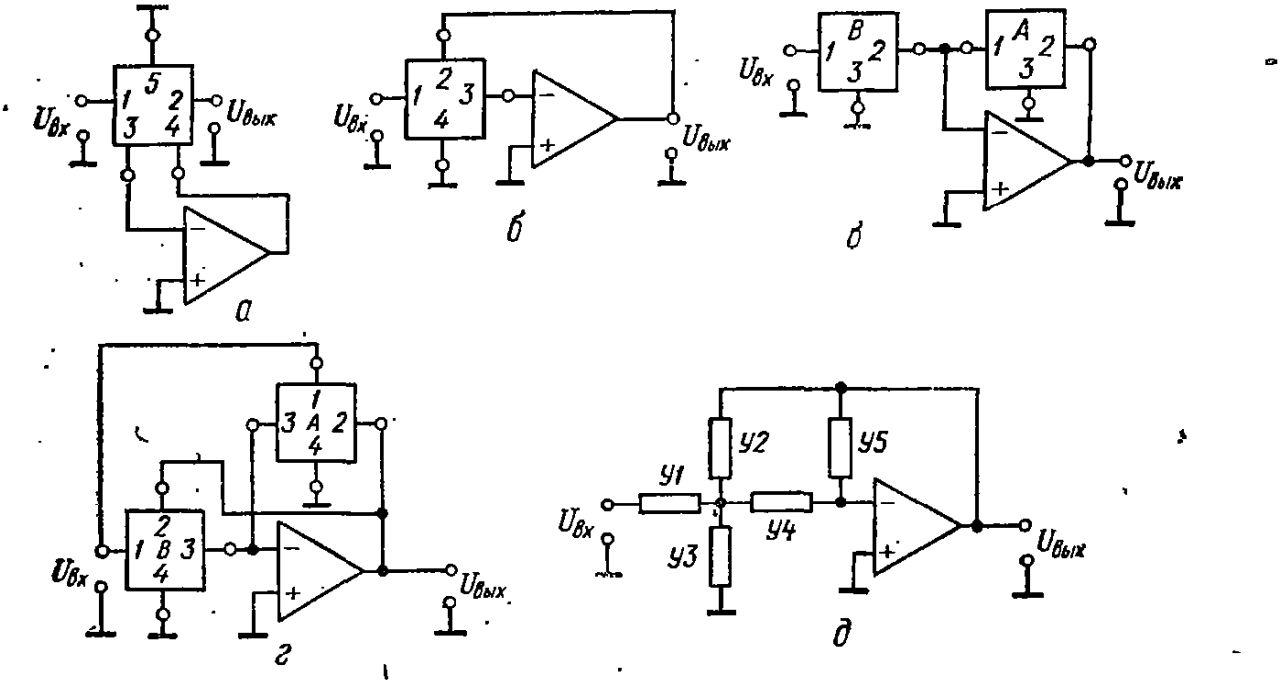


Рис. 1.6. Схемы включения ОУ в инвертирующем режиме

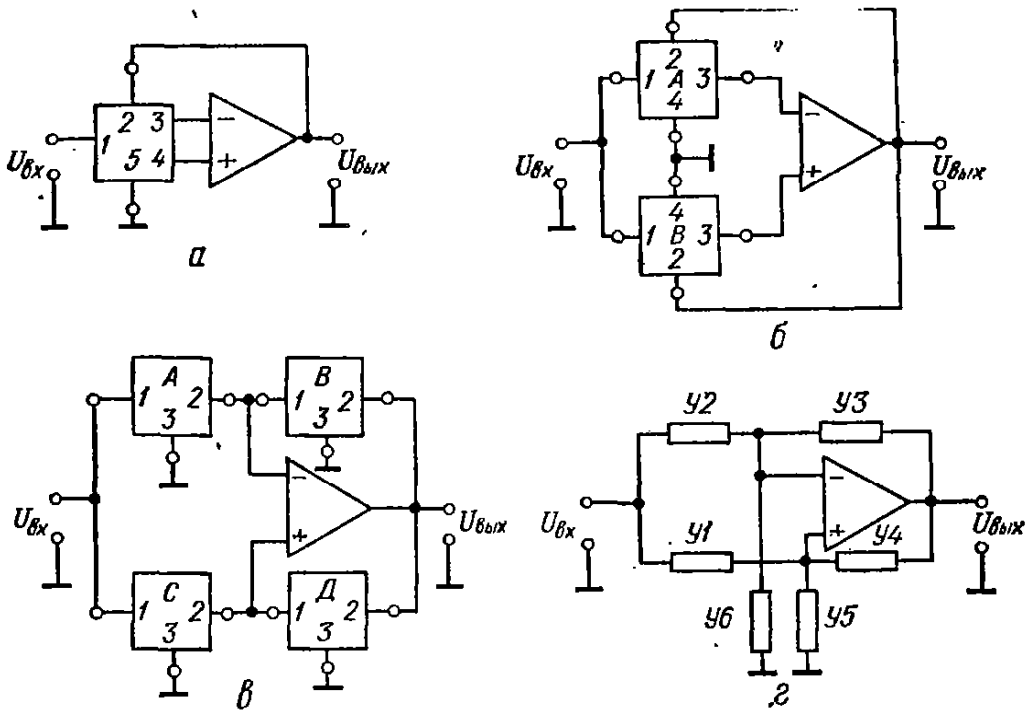


Рис. 1.7. Схемы включения ОУ с отрицательной и положительной обратными связями

На рис. 1.7, *а* показана структурная схема устройства, в котором ОУ работает с синфазными входными сигналами. Коэффициент передачи для данной схемы можно представить в виде

$$K(p) = \frac{Y_{41}(Y_{33} - Y_{34}) - Y_{31}(Y_{44} - Y_{43})}{Y_{32}(Y_{44} - Y_{43}) - Y_{42}(Y_{33} - Y_{34})}.$$

На рис. 1.7, *б*, *в*, *г* показаны схемы включения ОУ, представляющие частные случаи схемы рис. 1.7, *а*. Коэффициенты передачи для этих схем имеют следующий вид:

для схемы рис. 1.7, *б* $K(p) = (Y_{31}^{B}Y_{33}^{A} - Y_{31}^{A}Y_{33}^{B})/(Y_{32}^{A}Y_{33}^{B} - Y_{32}^{B}Y_{33}^{A})$,

для схемы рис. 1.7, *в* $K(p) = [Y_{21}^{C}(Y_{22}^{A} + Y_{11}^{B}) - Y_{21}^{A}(Y_{11}^{A} + Y_{22}^{C})]/[Y_{12}^{B}(Y_{22}^{C} + Y_{11}^{Д}) - Y_{12}^{Д}(Y_{11}^{Д} + Y_{11}^{B})]$,

для схемы рис. 1.7, *г* $K(p) = [Y_1(Y_3 + Y_6) - Y_2(Y_4 + Y_5)]/[Y_3(Y_1 + Y_5) - Y_4 \times (Y_2 + Y_6)]$.

Все вышеприведенные формулы для коэффициентов передач даны для линейного режима работы ОУ. Определение Y-параметров многополюсников и оценку погрешностей функциональных узлов проводят по известным методикам [19, 21].

4. УСТОЙЧИВОСТЬ К САМОВОЗБУЖДЕНИЮ ОУ

Для инвертирующего усилителя (рис. 1.8, *а*) коэффициент передачи можно представить в следующем виде:

$$K_{и}(p) = \frac{1 - 1/\beta(p)}{1 + 1/K_{у}(p)\,\beta(p)},$$

где $\beta(p)$ — коэффициент передачи цепи ООС; $K_{у}(p)\,\beta(p)$ — петлевое усиление.

Коэффициент передачи неинвертирующего усилителя (рис. 1.8, *б*)

$$K_{и}(p) = \frac{1/\beta(p)}{1 + 1/K_{у}(p)\,\beta(p)}.$$

Для обеих схем усилителей условие самовозбуждения характеризуется балансом амплитуд и балансом фаз:

$$|K_{у}(p)| = |1/\beta(p)|, \quad \varphi_{\alpha} - \varphi_{\beta} \geqslant 180°,$$

где φ_{α} — фазовый сдвиг, создаваемый ОУ; φ_{β} — фазовый сдвиг, создаваемый внешней цепью.

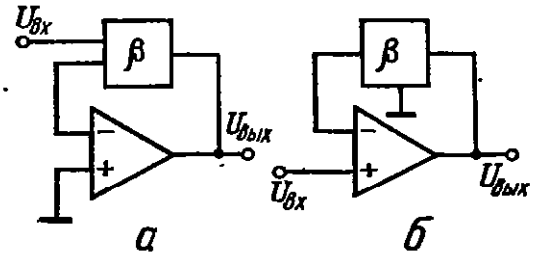
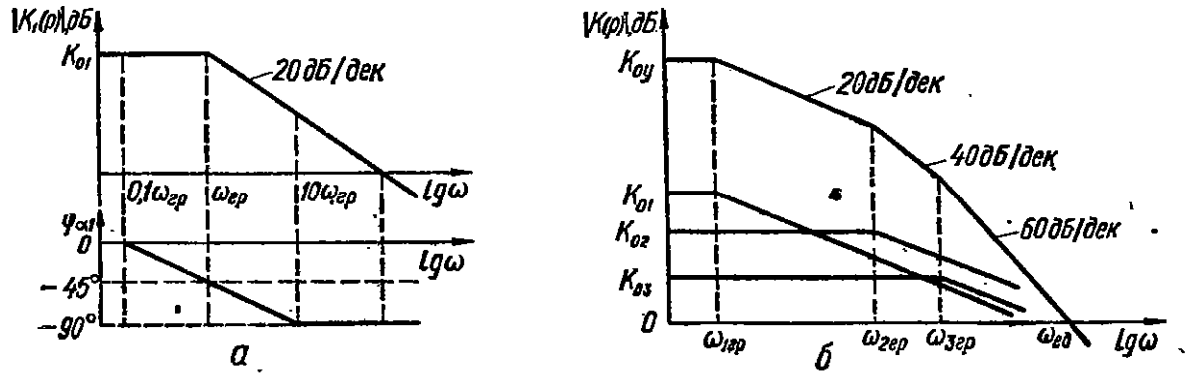


Рис. 1.8. Схемы инвертирующего (*а*) и неинвертирующего (*б*) усилителей

Рис. 1.9. Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристика каскада 1-го порядка (*а*) и амплитудно-частотная характеристика трехкаскадного ОУ (*б*)



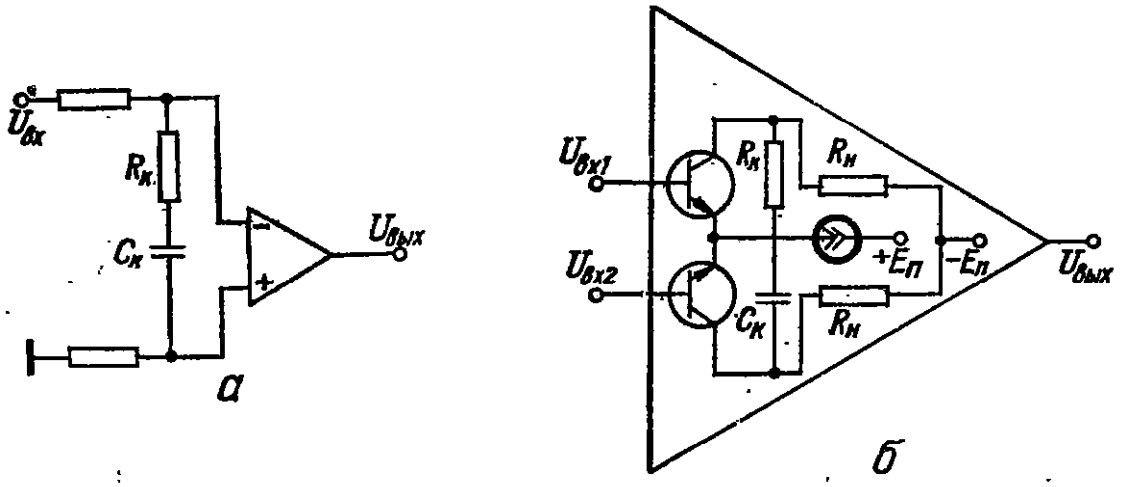


Рис. 1.10. Схема коррекции АЧХ путем включения *RC*-цепи на входе (*а*) и на выходе (*б*) 1-го каскада ОУ

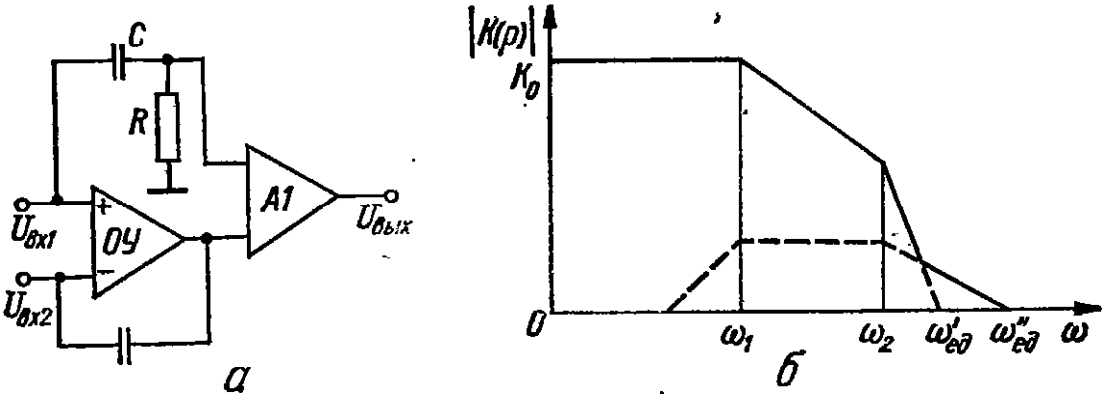


Рис. 1.11. Схема коррекции АЧХ ОУ с помощью высокочастотного параллельного канала усиления (*а*) и ЛАЧХ скорректированного усилителя (*б*)

Рассмотрим устойчивость ОУ в замкнутой системе для случая $\varphi_\beta = 0$. Фазовый сдвиг φ_α определяется числом элементарных каскадов, входящих в усилительный тракт. Под элементарным каскадом будем понимать каскад, имеющий функцию передачи 1-го порядка

$$K_1(p) = K_{01}/(1 + p/\omega_{1гр}),$$

где K_{01} — коэффициент передачи элемеитарного каскада на постоянном токе; $\omega_{1гр}$ — верхняя граничная частота полосы пропускаиия элементариого каскада (по уровню $0{,}7K_{01}$).

Схема ОУ, как правило, включает в себя два-три элементарных каскада. Функцию передачи такого ОУ можно представить в следующем виде:

$$K_у(p) = K_1(p)\,K_2(p)\,K_3(p) = \frac{K_{ОУ}}{(1 + p/\omega_{1гр})(1 + p/\omega_{2гр})(1 + p/\omega_{3гр})},$$

где $K_{ОУ}$ — коэффициент передачи ОУ на постоянном токе.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики элементарного каскада и трехкаскадного ОУ показаиы иа рис. 1.9. Для упрощения АЧХ и ФЧХ на данном рисунке аппроксимированы прямыми линиями, при этом погрешность аппроксимации АЧХ на частоте $\omega_{гр}$ не превышает 3 дБ, а погрешность ФЧХ на частотах $0{,}1\omega_{гр}$ и $10\omega_{гр}$ не превышает соответствеино 5,7° и минус 5,7°.

Замкнутая система с ОУ устойчива, если наклон логарифмической АЧХ (ЛАЧХ) на частоте едииичного усиления меньше —40 дБ/дек или —12 дБ/окт (декада — десятикратное, октава — двукратное изменение частоты). Наклои ЛАЧХ двухкаскадного ОУ на любой частоте не превышает —40 дБ/дек, т. е. устойчивость такого ОУ обеспечивается во всем частотном диапазоне.

Максимальный наклон ЛАЧХ трехкаскадного ОУ равеи —60 дБ/дек. Поэтому в данном случае необходимо сместить ЛАЧХ таким образом, чтобы участок, имеющий наклон —60 дБ/дек, оказался в области, где модуль коэффициента передачи меньше единицы. Это достигается расширением полосы пропускания двух элементарных каскадов (например, на рис. 1.9, *б* $\omega_{2гр}$, $\omega_{3гр}$) или сужением соответствующих полос пропускания.

Основные способы коррекции частотных характеристик ОУ можно разделить на три типа: коррекция с помощью шунтирующих *RC*-цепей; коррекция с помощью высокочастотного канала, включенного параллельно ОУ; коррекция с помощью ООС.

Коррекция АЧХ с помощью шунтирующих RC-цепей предполагает изменение сопротивления между соответствующими точками схемы на высоких частотах. Как правило, такая коррекция осуществляется либо изменением характера входного импеданса ОУ, либо изменеинем функции передачи одного из элементарных каскадов. Как в первом (рис. 1.10, *а*), так и во втором (рис. 1.10, *б*) случаях в передаточную функцию ОУ вносятся иизкочастотные полюса или полюса и нули. Из двух схем, показанных на рис. 1.10, предпочтение следует отдать схеме рис. 1.10, *б*, так как в этом случае скорость иарастания выходиого сигнала уменьшается незначительно (из-за малого размаха амплитуды напряжеиия на конденсаторе $C_к$ корректирующей *RC*-цепи) [20]. Однако многие микросхемы ОУ не имеют выводов для подключеиия такой корректирующей цепи. Параметры *RC*-цепи для схемы рис. 10, *б* выбираются из условия $R_кC_к = 1/\omega_{1гр}$, $\omega_{2гр} \geqslant K_{01}/R_кC_к$.

Коррекция АЧХ ОУ с помощью высокочастотного параллельного канала обеспечивает устойчивость в определенном диапазоне изменения коэффициеита передачи замкнутой системы [26]. Высокочастотный канал при таком способе коррекции должен иметь наклон ЛАЧХ в области частоты единичного усилеиия не более —40 дБ/дек. В качестве примера на рис. 1.11 показаны схема двухканального усилителя (*а*) и его ЛАЧХ (*б*). Коэффициент передачи данного усилителя

$$K(p) = \left[K_у(p) + \frac{p\tau}{1 + p\tau}\right] K_{A1}(p),$$

где $\tau = RC$ — постоянная времени входной дифференцирующей цепи; $K_{A1}(p)$ — коэффициент передачи высокочастотного усилителя *A1*.

Диапазон изменения коэффициента усиления усилителя, в котором обеспечивается устойчивость, определяется величиной $K_{ед}$ на частоте единичного усиления ОУ $\omega_{ед}$ (рис. 1.11, *б*).

Коррекция АЧХ с помощью ООС обеспечивает устойчивость замкнутой системы при работе ОУ на емкостную нагрузку. При емкостной нагрузке $C_н$ выходное сопротивление ОУ $R_{вых}$ образует с $C_н$ фазосдвигающую цепь, вследствие чего возможно самовозбуждение даже в том случае, если ОУ имеет некоторый запас устойчивости по фазе. Для обеспечения устойчивости замкнутой системы в этом случае используется $R_к C_к$-цепь, образующая цепь ООС для ОУ на высоких частотах. В области частоты $\omega_{ед}$ нагрузкой для ОУ будет являться сопротивление $R_к$ (рис. 1.12, *а*).

Величины $R_к$ и $C_к$ выбираются из условия $C_к R_2 = R_к C_н$, $R_к \gg 1/\omega_{ед} C_н$.

Входная емкость $C_{вх}$ ОУ с сопротивлениями внешних цепей также образует фазосдвигающую цепь (рис. 1.12, *б*). Компенсация фазового сдвига в этом случае осуществ-

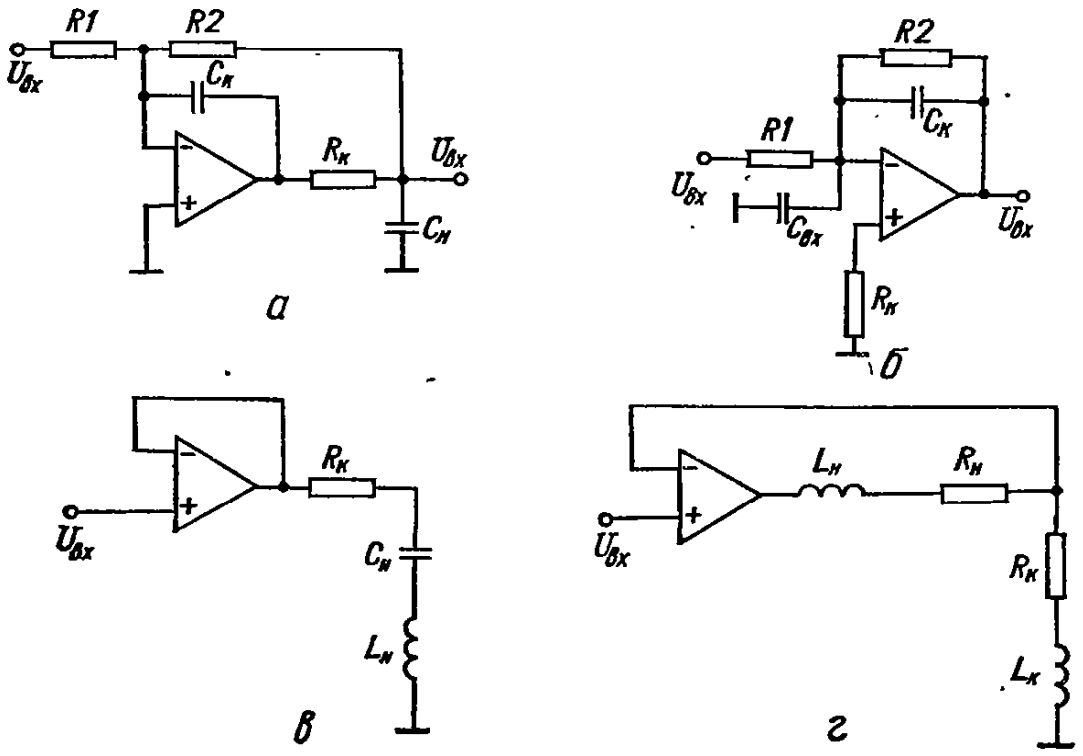


Рис. 1.12. Схема коррекции АЧХ ОУ при емкостной (*а*), индуктивной (*в*, *г*) нагрузках и при большом сопротивлении, включенном на входе ОУ (*б*)

вляется включением в цепь ООС корректирующей емкости $C_к$, величина которой выбирается из условия $R_1 C_{вх} = R_2 C_к$.

Включение на выходе замкнутой системы нагрузки, представляющей собой пассивный фильтр, длинную линию или какую-либо другую последовательную $L_н C_н$-цепь, может привести к самовозбуждению на низкой частоте, где выходное сопротивление ОУ, благодаря действию глубокой ООС, мало и, следовательно, добротность $L_н C_н$-контура велика. Устранение самовозбуждения в этом случае достигается включением последовательно с нагрузкой резистора $R_к$, значение которого выбирается из условия $R_к \approx \approx 3\sqrt{L_н/C_н}$, что обеспечивает запас устойчивости по фазе 45° (рис. 1.12, *в*).

Если индуктивная нагрузка не заземлена и входит в цепь ООС (рис. 1.12, *г*), то устойчивость усилителя обеспечивается включением дополнительной индуктивности $L_к$ и резистора $R_к$, значение которых выбирается из условия [16] $L_к = \sqrt{L_н R_к/\omega_{ед}}$.

5. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЗАМКНУТОЙ СИСТЕМЫ С ОУ

Время переходного процесса и величина перерегулирования в замкнутой системе с ОУ определяется величиной запаса устойчивости по фазе $\varphi_{зап} = 180 - \varphi_{ед}$, где $\varphi_{ед}$ — сдвиг по фазе выходного напряжения на частоте $\omega_{ед}$. Динамическая погрешность коэффициента передачи замкнутой системы определяется амплитудой выброса АЧХ в области граничной частоты. Амплитуда этих выбросов зависит от $\varphi_{зап}$ следующим образом [13]:

для инвертирующего включения ОУ

$$|K(p)|_{max} = \frac{1}{\beta}\frac{1}{\sin\varphi_{зап}}, \quad (1.3)$$

для неинвертирующего включения ОУ

$$|K(p)|_{max} = \left(1 - \frac{1}{\beta}\right)\frac{1}{\sin\varphi_{зап}}, \quad (1.4)$$

где β — коэффициент передачи активной цепи ООС.

Из выражений (1.3) и (1.4) следует, что динамическая погрешность коэффициента передачи будет равна нулю при $\varphi_{зап} = 90°$, что соответствует наклону ЛАЧХ замкнутой системы —20 дБ/дек

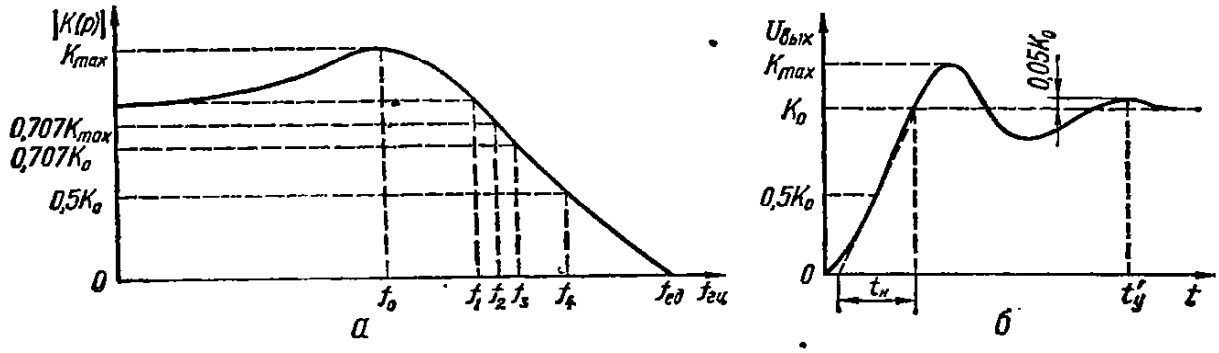


Рис. 1.13. АЧХ (*а*) и переходной процесс (*б*) в системе 2-го порядка

На практике переходные процессы в замкнутых системах часто характеризуют декрементом затухания колебаний, при этом функцию передачи усилителя аппроксимируют функцией вида

$$K(p) = \frac{K_\beta}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2} + 2\xi j\frac{\omega}{\omega_0}}, \quad (1,5)$$

где $K_\beta = \left(1 - \frac{1}{\beta}\right)$, $K_\beta = \frac{1}{\beta}$ — для инвертирующего и неинвертирующего включения ОУ соответственно; $\omega_0 = \sqrt{K_{ОУ}\beta\omega_{1гр}\omega_{2гр}}$ — частота собственных колебаний замкнутой системы; $\xi = (\omega_{1гр} + \omega_{2гр})/2\omega_0$ — декремент затухания колебаний.

При воздействии на вход замкнутой системы, имеющей функцию передачи (1.5), переходной процесс можно охарактеризовать величиной декремента затухания ξ, который связан с $\varphi_{зап}$ следующей зависимостью:

$$\varphi_{зап} = \operatorname{arctg}\{2\xi(4\xi^4 + 1)^{\frac{1}{2}} - 2\xi]^{-\frac{1}{2}}\}. \quad (1.6)$$

Если запас устойчивости по фазе находится в пределах 0—40°, то зависимость (1.6) можно аппроксимировать следующей функцией: $\xi = \frac{\pi}{360}\varphi_{зап}$,

где $\varphi_{зап}$ в градусах.

Погрешность модуля коэффициента преобразования (1.5) можно выразить через декремент затухания следующим образом [21]:

для низкого уровня входного сигнала

$$\delta_{kн} = \exp\left(-\frac{\xi\pi}{\sqrt{1-\xi^2}}\right),$$

для высокого уровня входного сигнала

$$\delta_{kв} = \frac{1}{2\xi\sqrt{1-\xi^2}},$$

где $\xi < 0{,}707$.

На рис. 1.13 показаны графики, иллюстрирующие выброс АЧХ в области граничной частоты (для $\xi < 0{,}2$) и переходной процесс в замкнутой системе при ступенчатом воздействии напряжения на входе.

На практике динамические параметры замкнутой системы удобно оценивать с помощью следующих эмпирических формул [13]:

время нарастания колебаний $t_н = 0{,}45/f_4$,

время установления колебаний $t_{уст} = (2{,}16F - 0{,}4)/f_4$,

период колебаний $T = 1{,}22/f_2$,

перерегулирование $\sigma = [41 \ln(NF) + 17]\,\%$,

где N — параметр, характеризующий величину модуля на частоте $f_1/4$; f_2, f_3, f_4 — частоты, соответствующие $0{,}707K_{max}$, $0{,}707K_0$, $0{,}5K_0$; K_0 — модуль коэффициента передачи на частоте $\omega = 0$ в натуральных числах; K_{max} — максимальное значение модуля коэффициента передачи замкнутой системы в натуральных числах.

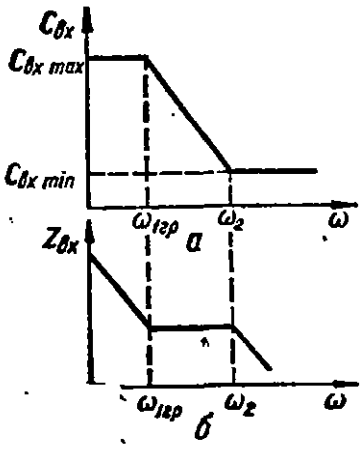


Рис. 1.14. Зависимость входной емкости (*а*) и входного импеданса (*б*) ОУ от частоты входного сигнала

Данные формулы тем точнее, чем ближе замкнутая система к системе 2-го порядка.

При гармонических входных воздействиях основным параметром, характеризующим динамические свойства ОУ в режиме «большого сигнала», является граничная частота, т. е. максимальная частота, при которой сохраняется гарантированный эффективный диапазон $U^{ном}_{вых\,ОУ}$ синусоидального выходного сигнала. Граничная частота связана с максимальной скоростью нарастания выходного напряжения ОУ соотношением [25]

$$v_{ОУ} = \omega_{грОУ} U^{ном}_{вых\,ОУ}.$$

Связь граничной частоты ОУ с граничной частотой замкнутой системы можно записать в следующем виде:

для инвертирующего включения ОУ

$$\omega_{гр.и} = \omega_{грОУ}(1 + K_у(p)\,\beta_н(p)) = \omega_{грОУ}\left(1 + \frac{K_у(p)}{1 - K_н(p)}\right), \quad (1.7)$$

для неинвертирующего включения ОУ

$$\omega_{гр.н} = \omega_{грОУ}(1 + K_у(p)\,\beta_н(p)) = \omega_{грОУ}\left(1 + \frac{K_у(p)}{K_н(p)}\right). \quad (1.8)$$

Из выражений (1.7) и (1.8) следует, что при одинаковых коэффициентах передачи замкнутой системы ($K_и = K_н$) граничная частота схемы с инвертирующим включением ОУ существенно меньше граничной частоты схемы с неинвертирующим включением ОУ.

К динамическим характеристикам ОУ относятся также зависимости напряжения смещения и входной емкости ОУ от частоты. Зависимость напряжения смещения ОУ от частоты входного сигнала объясняется двумя факторами: различием скорости нарастания для разнополярных входных сигналов и взаимосвязью нелинейной емкости p-n-переходов входных транзисторов с паразитными постоянными емкостями входного каскада.

Зависимость напряжения смещения от частоты входного сигнала проявляется сильнее при больших уровнях входного сигнала, причем с увеличением частоты и амплитуды напряжение смещения нелинейно возрастает [23].

На рис. 1.14, *а* показан график, иллюстрирующий изменение входной емкости ОУ от частоты. Примерные значения $C_{вх\,max}$ и $C_{вх\,min}$ соответственно равны 500 и 3 пФ. Бо́льшая величина $C_{вх\,max}$, обусловленная эффектом Миллера, не оказывает существенного влияния на работу замкнутой системы, так как с повышением частоты величина $C_{вх}$ резко уменьшается.

Зависимость входного импеданса от частоты показана на рис. 1.14, *б*.

Входную емкость ОУ можно определить следующим образом:

$$C_{вх} = \frac{1}{2}(K_{01}C_к + C_{эб}),$$

где $C_к$, $C_{эб}$ — емкости соответствующих переходов входного транзистора; K_{0i} — коэффициент передачи входного каскада.

6. РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ ОУ

Современные интегральные ОУ имеют динамический диапазон выходиого напряжеиия ±(10...15) В. На практике нередко возникает задача — увеличить этот диапазон в иесколько раз.

Схемы усилителей для иезаземленной нагрузки. Напряжение на нагрузке $R_н$, включеиной в цепь ООС усилителя (рис. 1.15, *а*),

$$U_{R_н} = U_{вых\ ОУ} + \beta U_{вх} = KU_{вх}, \qquad (1.9)$$

где $U_{вых\ ОУ} = -U_{вх}[\beta_2 - \beta_1(1+\beta_2)]$; $\beta_1 = R_2/(R_2+R_3)$; $\beta_2 = R_н/R_1$; $K = R_н \times (1-\beta)/R_1$.

Из выражения (1.9) следует, что максимальное напряжение на нагрузке определяется максимально возможным выходным напряжением и максимально допустимым синфазным

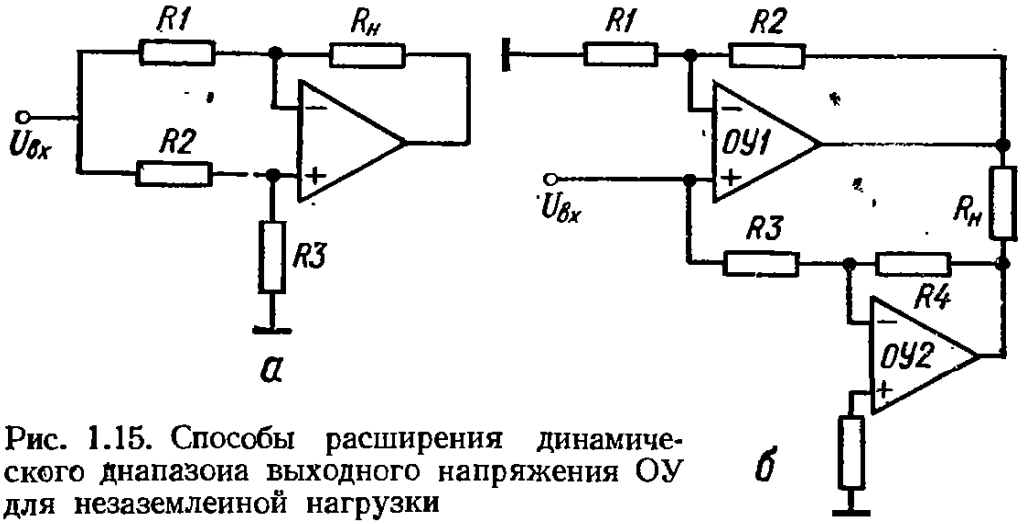


Рис. 1.15. Способы расширения динамического диапазоиа выходного напряжения ОУ для незаземлеиной нагрузки

напряжением ОУ. Например, при $\beta_1 = 0{,}3$, $\beta_2 = 1$, $U_{вх} = 30$ В, $U_{вых ОУ} = -12$ В, $K = 0{,}7$ получим $U_{R_н} = 21$ В.

Данная схема имеет ограничения по выбору коэффициента передачи и мнимальному сопротивлению иагрузки.

На рис. 1.15, *б* показаиа схема усилителя, в котором нагрузка включена между выходами инвертирующего и неинвертирующего усилителей. Напряжение на $R_н$ в данном случае

$$U_{R_н} = U_{вх}(1 + R_2/R_1 + R_4/R_3). \qquad (1.10)$$

Из выражеиия (1.10) следует, что максимальное выходиое напряжение равно сумме максимально возможных выходиых напряжений *ОУ1*, *ОУ2*.

Схемы усилителей для заземленной нагрузки можио разделить иа два типа: схемы со «следящим» питанием; схемы с дополиительным высоковольтным каскадом.

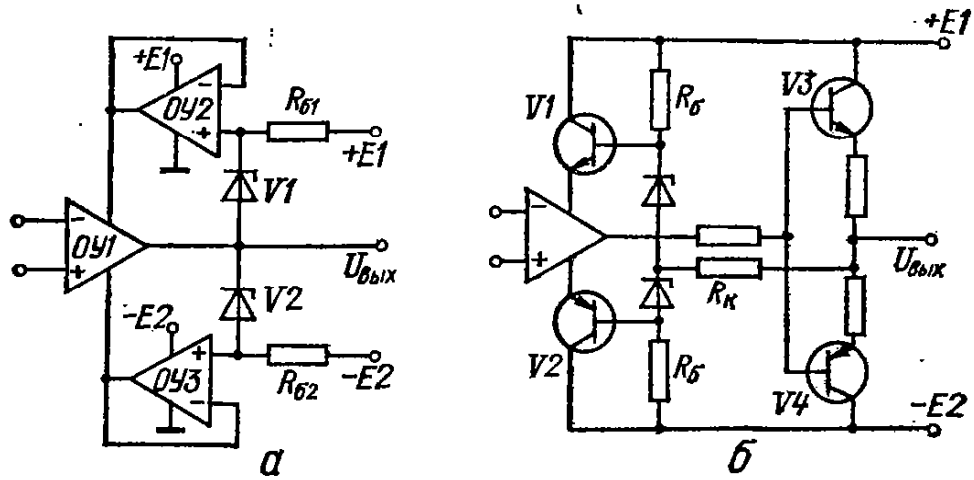


Рис. 1.16. Схемы усилителей со «следящими» источниками питания

На рис. 1.16, *а* показана схема усилителя со «следящим» питанием, диапазон изменения выходного напряжения которого примерно в два раза больше диапазона изменения выходного напряжения *ОУ1*. Здесь основной усилитель *ОУ1* запитан от повторителей напряжения, построенных на *ОУ2*, *ОУ3*. Питание повторителей напряжения осуществляется от заземленных источников, напряжение которых равно удвоенному напряжению питания *ОУ1*. При $U_{вых} = 0$ напряжение на выходе *ОУ2*, *ОУ3* определяется напряжением стабилитронов *V1* и *V2* соответственно. С увеличением напряжения на выходе *ОУ1* напряжение на выходе *ОУ2* будет линейно возрастать, при этом на выходе *ОУ3* напряжение будет линейно падать. Разность напряжений на выходах *ОУ2*, *ОУ3* остается постоянной. Максимальное выходное напряжение *ОУ1* ограничивается напряжением насыщения *ОУ2* или *ОУ3* в зависимости от полярности. Для повышения быстродействия необходимо обеспечить линейный режим работы *ОУ2*, *ОУ3* во всем рабочем диапазоне изменения выходного напряжения *ОУ1*. Для этого на входы повторителей напряжения можно подавать только часть выходного напряжения *ОУ1*, т. е. общую точку соединения стабилитронов *V1* и *V2* необходимо подключать к выходу *ОУ1* через резистор, образующий с $R_{б1}$, $R_{б2}$ делитель напряжения. Модификация рассмотренной схемы показана на рис. 1.16, *б*, где повторители напряжения построены на транзисторах *V1*, *V2*. Для повышения мощности на выходе *ОУ1* в данной схеме включен двухтактный усилитель мощности, построенный на транзисторах *V3*, *V4*.

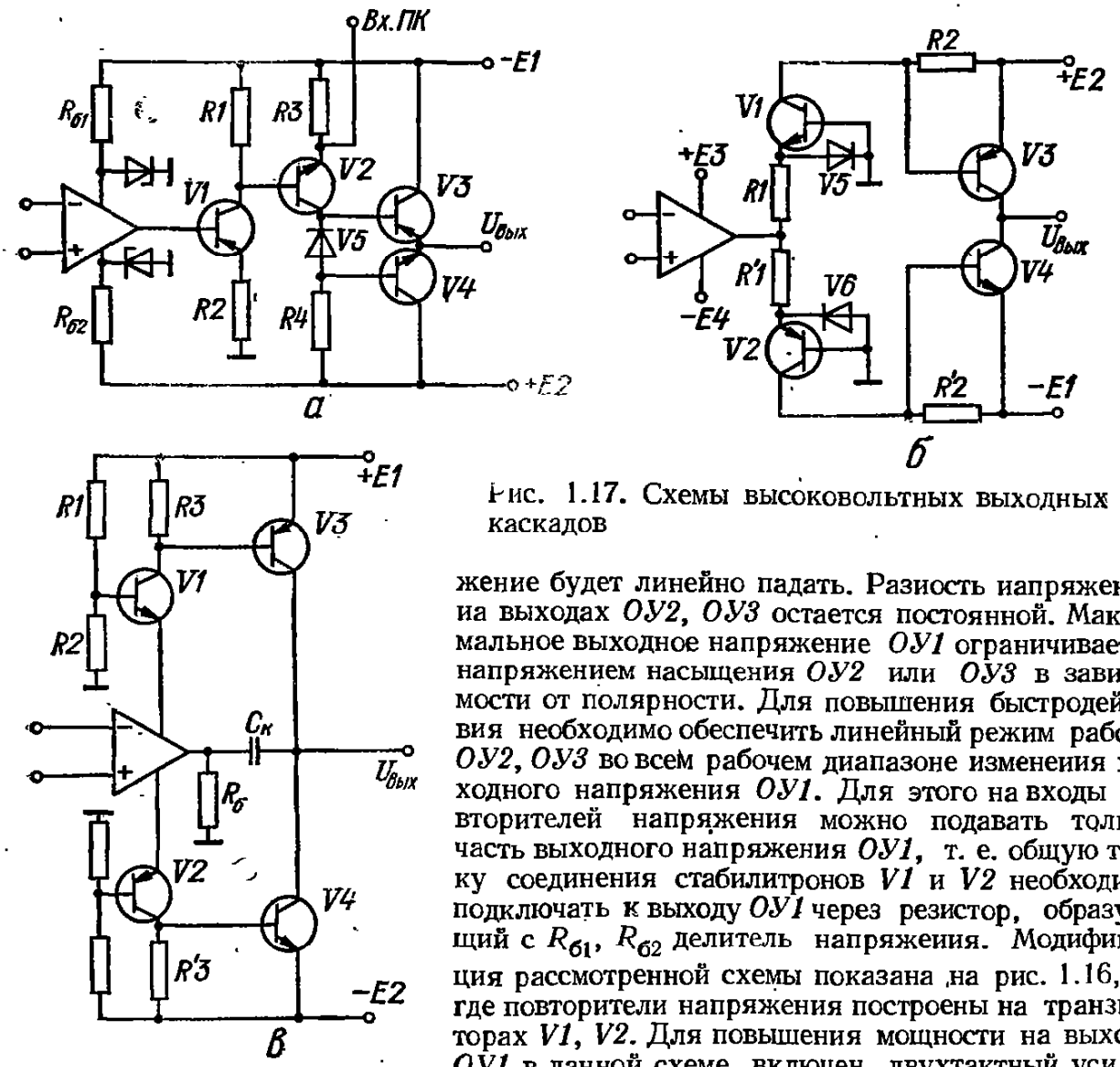


Рис. 1.17. Схемы высоковольтных выходных каскадов

При использовании схем со «следящим» питанием следует учитывать дополнительные погрешности, обусловленные перекосом напряжений питания *ОУ1*. Абсолютное значение этой погрешности $\Delta_п = K_п \Delta U_п$, где $\Delta U_п$ — разность напряжений питания *ОУ1*.

Схемы усилителей с дополнительным высоковольтным выходным каскадом. Такие схемы отличаются друг от друга числом элементов, потребляемой мощностью, динамическими характеристиками. Типовая схема дополнительного усилителя показана на рис. 1.17, *а*. В схему входят три каскада: согласующий каскад на транзисторе *V1*, усилитель напряжения на транзисторе *V2* и усилитель мощности на *V3*, *V4*. Коэффициент усиления согласующего каскада равен единице. Сопротивления резисторов *R1* и *R2* равны по величине и выбираются из условия обеспечения номинального тока через *V1*. Усилитель напряжения имеет коэффициент усиления, обеспечивающий требуемый размах амплитуды на выходе. Диод *V5*, включенный в коллекторную цепь *V2*, уменьшает зону нечувствительности усилителя мощности в области перехода выходного напряжения через нуль. Питание ОУ осуществляется с помощью параметрических стабилизаторов.

Улучшить динамические характеристики данного усилителя можно включением источника тока вместо *R4*.

Другой вариант схемы дополнительного усилителя показан на рис. 1.17, *б*. Здесь транзисторы *V1*, *V3* образуют усилитель сигналов положительной полярности, а транзисторы *V2*, *V4* — усилитель сигналов отрицательной полярности. Первые каскады усилителя построены по схеме с общей базой и имеют коэффициент усиления, примерно равный R_2/R_1. Диоды *V5*, *V6* включены для защиты переходов база — эмиттер *V1*, *V2* от обратных напряжений. Резисторы *R1* выбираются из условия $R_1/2 > R_{\text{нОУ}}^{\min}$, где $R_{\text{нОУ}}^{\min}$ — минимально допустимое сопротивление нагрузки ОУ. Выходные каскады на транзисторах *V3*, *V4* представляют собой усилители напряжения, коэффициент усиления которых зависит от сопротивления нагрузки и коэффициента усиления транзисторов по току $\beta_т$. Для стабилизации коэффициента усиления в эмиттерные цепи *V3*, *V4* можно включить сопротивления 50—200 Ом. Отличительной особенностью данной схемы

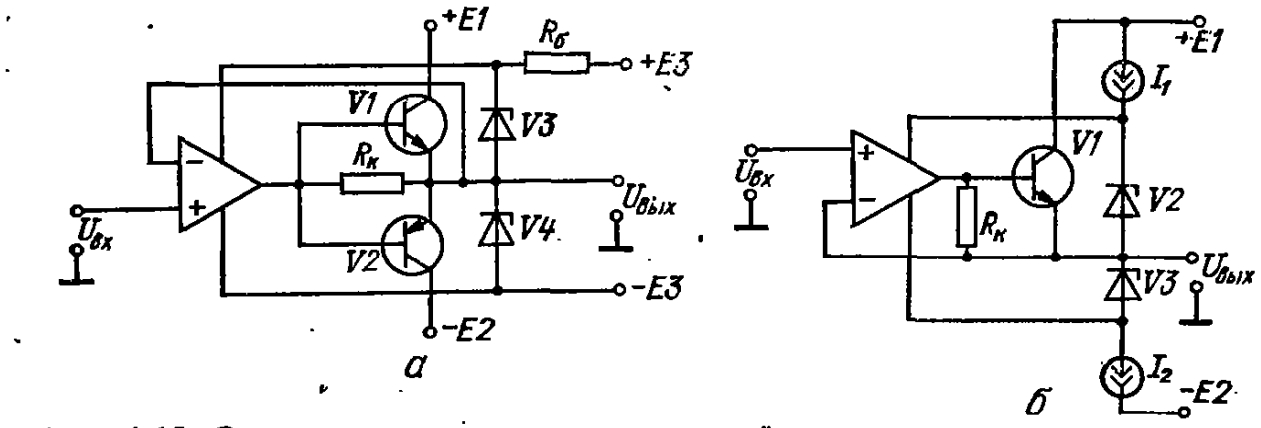


Рис. 1.18. Схемы высоковольтных повторителей напряжения

является то, что мощность рассеяния *V1*, *V2* значительно меньше мощности рассеяния *V2* в рассмотреной схеме рис. 1.17, *а*. Однако обеспечить устойчивость замкнутой системы с таким дополнительным усилителем сложнее, так как коэффициент усиления выходного каскада здесь зависит от величины и характеристики нагрузки.

Еще один вариант дополнительного усилителя показан на рис. 1.17, *в*. Питание ОУ здесь осуществляется от стабилизаторов напряжения, построенных на транзисторах *V1*, *V2*. Высоковольтный выходной каскад выполнен на транзисторах *V3*, *V4*. Управление высоковольтным каскадом осуществляется напряжениями, снимаемыми с резисторов *R3*, *R'3*. Напряжение на *R3*, *R'3* изменяется пропорционально изменению тока в балластном низкоомном резисторе $R_б$, минимальное значение которого выбирается из условия $R_б^{\min} \approx U_{\text{ОУ}}^{\max}/I_{\text{ОУ}}^{\max}$, где $U_{\text{ОУ}}^{\max}$, $I_{\text{ОУ}}^{\max}$ — максимально допустимые выходные напряжения и ток ОУ.

Схемы высоковольтных повторителей напряжения не могут быть построены на основе рассмотреных схем дополнительных высоковольтных усилителей, так как в повторителях максимальное входное (выходное) напряжение определяется допустимым синфазным входным напряжением ОУ. Наиболее просто построить высоковольтные повторители на основе схем с «взвешенным» ОУ.

На рис. 1.18, *а* показана схема повторителя, в которой ОУ «взвешен» относительно перехода база — эмиттер двухтактного высоковольтного эмиттерного повторителя, построенного на транзисторах *V1*, *V2*. Питание ОУ осуществляется от параметрических стабилизаторов *V3*, *V4*, которые, в свою очередь, питаются от «взвешенного» * источника *E3*. Поскольку инвертирующий вход ОУ подключен к эмиттерам *V1*, *V2*, а неинвертирующий вход подключен к источнику сигнала, то напряжение на переходе база — эмиттер транзисторов $U_{бэ} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}})\,K_у$, при этом напряжение на выходе повторителя отслеживает напряжение на его входе. Резистор $R_К$ включен для образования цепи ООС в области $U_{\text{вых}} \approx 0$, где транзисторы *V1*, *V2* заперты. Легко убедиться, что разность напряжений между любыми электродами ОУ не превышает напряжения стабилитрона *V3* или *V4* при любом уровне входного сигнала. Динамический диапазон выходного (входного) напряжения в данной схеме ограничен допустимым напряжением коллектор — база транзисторов *V1*, *V2*. Наличие «взвешенного» источника питания *E3* вызывает

* Термин «взвешенный» означает отсутствие точки соединения цепей ОУ и *E3* с общим проводом (землей).

сложность обеспечения минимальной монтажной емкости между *E3* и *E1*, *E2*. Эта емкость существенно влияет на частотные характеристики повторителя напряжения.

На рис. 1.18, *б* показана схема повторителя напряжений с двумя заземленными высоковольтными источниками питания *E1*, *E2* [17]. В отличие от рассмотренной схемы (рис. 1.18, *а*) здесь питание стабилитронов *V2*, *V3* осуществляется от источников тока I_1, I_2, кроме того, выходной каскад (в качестве примера) показан одиотактным. В дан-

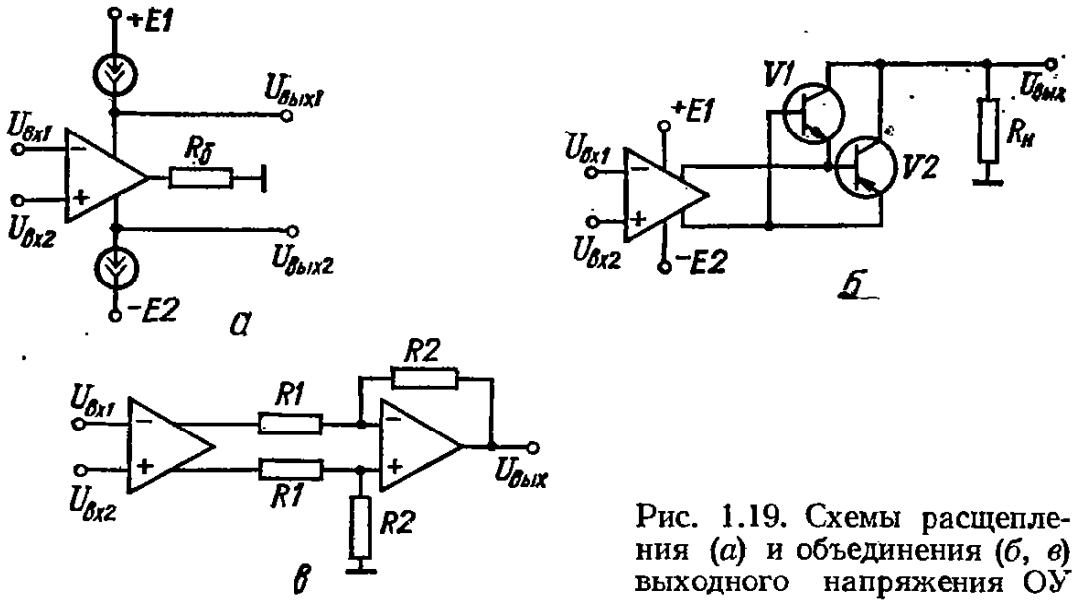


Рис. 1.19. Схемы расщепления (*а*) и объединения (*б*, *в*) выходного напряжения ОУ

ной схеме отсутствует «взвешенный» источник питания, однако это упрощение приводит к необходимости иметь два источника тока, мощность рассеяния которых сравнительно велика.

В обеих рассмотренных схемах высоковольтных повторителей при быстром изменении входного сигнала могут возникать на электродах ОУ высоковольтные импульсы, обусловленные ограничеиным быстродействием повторителя. Поэтому для защиты входа ОУ целесообразно использовать диодную защиту, включенную между инвертирующим и неинвертирующим входами ОУ.

Схемы расщепления и объединения выходных напряжений ОУ. На практике часто возникает задача получения парафазного выходного сигнала на выходе ОУ или, наоборот, объединеиие двух парафазных сигналов. Для получения парафазного выходного напряжения в цепи источников питания ОУ включаются источники тока (рис. 1.19, *а*), при этом выход ОУ нагружается на иизкоомное сопротивление $R_б$. Объединение дифференциального выхода ОУ можно осуществить либо с помощью двух транзисторов разной проводимости (рис. 1.19, *б*), либо с помощью дифференциального усилителя (рис. 1.19, *в*).

7. УВЕЛИЧЕНИЕ ВЫХОДНОГО ТОКА ОУ

Максимальный выходной ток современных ОУ не превышает 5—10 мА. Для увеличения выходного тока ОУ на его выходе включается усилитель мощности (например, повторитель напряжения). Зона иечувствительности повторителей напряжеиия, построенных на транзисторах, определяется напряжениями переходов база — эмиттер (если отсутствует ООС), при которых транзисторы оказываются запертыми. В замкнутой системе с ОУ эта зона нечувствительности уменьшается на величину петлевого усиления. На низких частотах, где петлевое усилеиие обычно велико, зоной нечувствительности можно пренебречь. На высоких частотах, где петлевое усиление падает, зоиа иечувствительности может оказывать существенное влияние на точность коэффициента передачи замкнутой системы.

На рис. 1.20, *а* показана схема трехкаскадного повторителя, в котором зона нечувствительности регулируется с помощью транзистора *V6*, и резисторов *R1*, *R2*.

Ток $I_к$ и сопротивления резисторов *R1*, *R2* выбираются такой величины, чтобы напряжение на резисторах было достаточным для компенсации зоны нечувствительиости. Стабилизация этого напряжения осуществляется с помощью транзистора *V6*, включенного параллельно *R1*, *R2*. В качестве источника тока в данной схеме можно использовать полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом, работающий в режиме $U_{GS} = 0$.

Другой вариант повторителя напряжения показан на рис. 1.20, *б*. Здесь зона нечувствительности компеисируется напряжением на диодах *V1*, *V2*, значение которого

задается источником тока $I_к$. Транзисторы *V3*, *V4* и резисторы $R_{б1}$, $R_{б2}$ образуют схему защиты выхода от короткого замыкания. Сопротивление $R_{б1}$ выбирается из условия $R_{б1} = R_{б2} = U_{эбV3}/I_{ог}$, где $I_{ог}$ — заданный ток ограничения; $U_{эбV3}$ — напряжение перехода эмиттер — база *V3* (или *V4*) при $I_{вых} = I_{ог}$.

На рис. 1.20, *в* показана схема усилителя, в котором зона нечувствительности выходного каскада не влияет на коэффициент передачи, так как при малом выходном токе

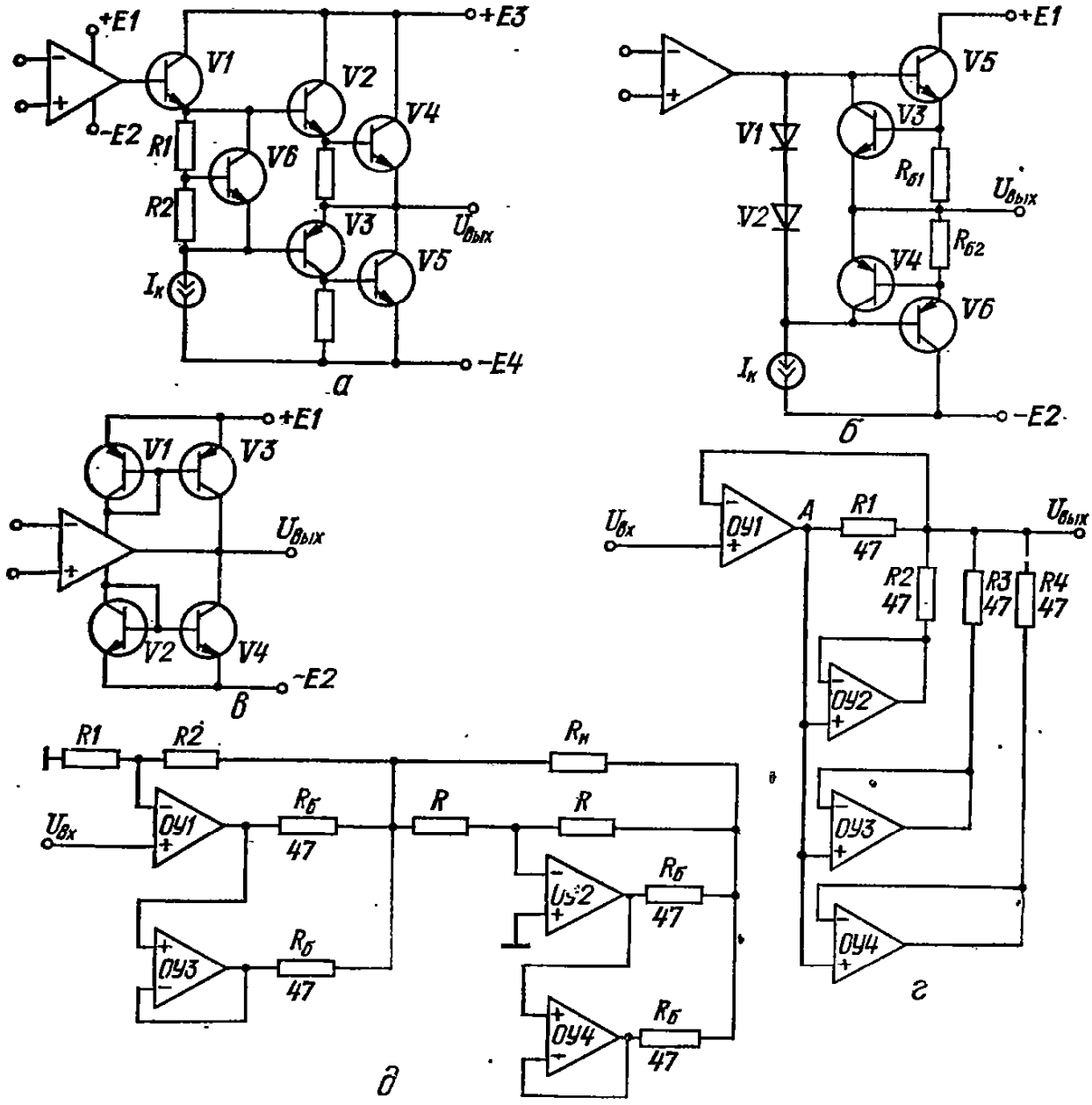


Рис. 1.20. Схемы усилителей мощности

транзисторы *V3*, *V4* заперты. С увеличением выходного тока напряжение на переходах эмиттер — база транзисторов *V1*, *V2*, работающих в диодном включении, возрастает, и дальнейший рост выходного тока осуществляется с помощью открывающихся транзисторов *V3*, *V4*.

Использование сдвоенных и счетверенных ОУ для расширения динамического диапазона выходного тока ОУ. Для увеличения максимального выходного тока ОУ в 2—4 раза целесообразно использовать микросхемы сдвоенных или счетверенных ОУ, работающих в режиме повторителей напряжения параллельно на общую нагрузку [28]. Пример построения повторителя напряжения на счетверенном ОУ показан на рис. 1.20, *г*. В данной схеме основной повторитель напряжения построен на *ОУ1*. Остальные (дополнительные) повторители напряжения, включенные для увеличения выходного тока, построены на *ОУ2—ОУ4* соответственно. Входом дополнительных повторителей является выход *ОУ1* (точка *А*). Выходы дополнительных повторителей напряжения через

резисторы *R2—R4* включены на общую нагрузку (на выходную клемму). Если пренебречь входными токами *ОУ2—ОУ4*, то можно записать, что

$$U_{R1} = U_{R2} = U_{R3} = U_{R4},$$

где U_{R1}, U_{R2}, U_{R3}, U_{R4} — напряжения на резисторах R_1—R_4 соответственно. Если $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, то токи, протекающие через эти резисторы, будут равны, т. е. $I_{R1} = I_{R2} = I_{R3} = I_{R4} = I_{ОУ}$, где $I_{ОУ}$ — выходной ток одного ОУ, и, следовательно, $I_{вых} = 4I_{ОУ}$.

Аналогично можно увеличить динамический диапазон выходного тока масштабирующего усилителя. В качестве примера на рис. 1.20, *д* показана схема усилителя, работающего на незаземленную нагрузку $R_н$. В схему входят неинвертирующий усилитель, построенный на *ОУ1* и имеющий коэффициент передачи $K = 1 + R_2/R_1$, инвертирующий усилитель, построенный на *ОУ2* и имеющий коэффициент передачи $K = -1$, и два повторителя напряжения, построенные на *ОУ3* и *ОУ4* соответственно. Расширение динамического диапазона по выходному току *ОУ1* и *ОУ2* осуществляется с помощью повторителей напряжения, включенных аналогично схеме рис. 1.20, *г*. Если, например, динамические диапазоны *ОУ1—ОУ4* по выходным напряжению и току равны ±10 В и ±10 мА, то данная схема позволяет получить на нагрузке ±20 В при максимальном токе ±20 мА.

8. ПОВЫШЕНИЕ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ ОУ

Одним из наиболее эффективных способов повышения быстродействия является способ введения параллельного высокочастотного канала. Типовая схема двухканального усилителя с высокочастотным каналом показана на рис. 1.21, *а*. В схему входят параллельно включенные усилители низких (УНЧ) и высоких (УВЧ) частот, а также выходной широкополосный усилитель (УШП). Коэффициенты передачи этих усилителей обо-

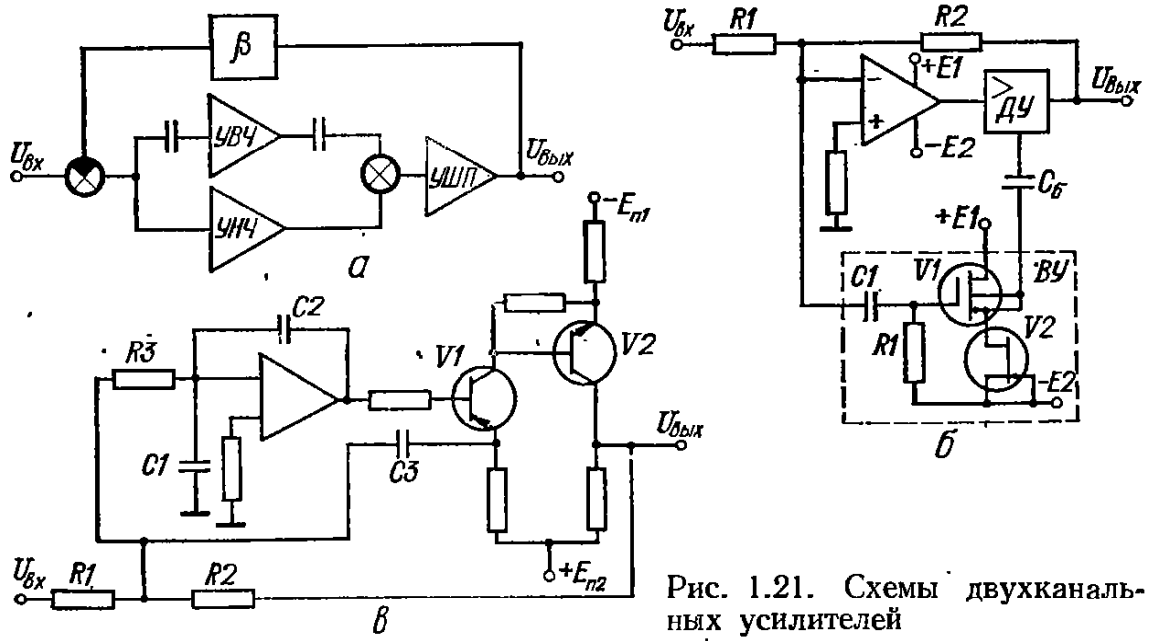


Рис. 1.21. Схемы двухканальных усилителей

значим соответственно *К1*, *К2*, *К3*. Различают две разновидности данной структуры: усилитель Гольдберга [24], когда $K2 = 1$, и усилитель Баккерфильда [22], когда $K2 \approx K1$.

На рис. 1.21, *б* показана схема усилителя Гольдберга, в которую входят УНЧ, построенный на ОУ; УВЧ, представляющий собой повторитель напряжения (*ВУ*); *УШП*, представляющий собой дифференциальный усилитель (*ДУ*). Коэффициент передачи данного усилителя можно представить в следующем виде:

$$K(p) = \left(K_у(p) + \frac{p\tau}{1 + p\tau}\right) K_1(p),$$

где $K_1(p)$ — коэффициент усиления высокочастотного тракта *ВУ*, *ДУ*.

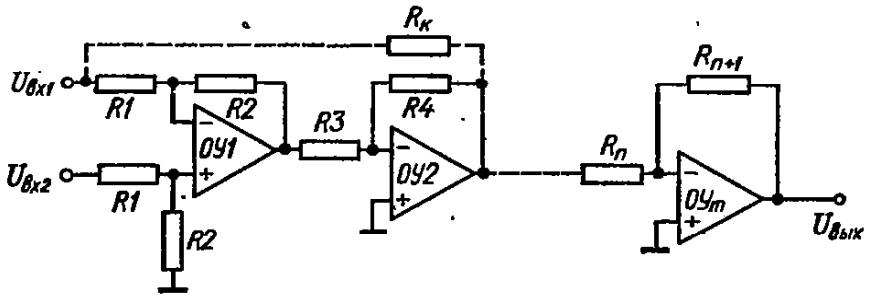
Повторитель напряжения *ВУ* в данной схеме построен на высокочастотном полевом транзисторе *V1* (например, 2П305А), у которого в цепи истока включен источник тока

на полевом транзисторе *V2* (например, 2П303). Если резисторы *R1*, *R2* сравнительно низкоомные, то повторитель *ВУ* можно исключить.

На рис. 1.21, *в* показана модифицированная схема усилителя, где отсутствует повторитель *ВУ*, а дифференциальный усилитель ДУ выполнен на транзисторах *V1*, *V2*.

Расширить полосу пропускания усилителя можно также путем каскадного включения масштабирующих усилителей на ОУ. Максимальная полоса пропускания при кас-

Рис. 1.22. Схема каскадного включения усилителей



кадном соединении обеспечивается в случае идентичности частотных и амплитудных характеристик каскадов.

На рис. 1.22 показана схема усилителя, построенного на основе n масштабирующих усилителей. Для получения максимальной полосы пропускания в данной схеме необходимо выполнить условие

$$K_1 = K_2 = \cdots = K_n = R_2 / R_1 = R_4 / R_3 = \cdots = R_{n+1} / R_n = \frac{K_у + 1}{(K_у \sqrt[n]{K_\Sigma}) - 1},$$

где $K_\Sigma = K_1 K_2$, ..., $K_n = K_1^n$ — коэффициент передачи составного усилителя.

Граничная частота такого усилителя (по уровню $0{,}707K_\Sigma$)

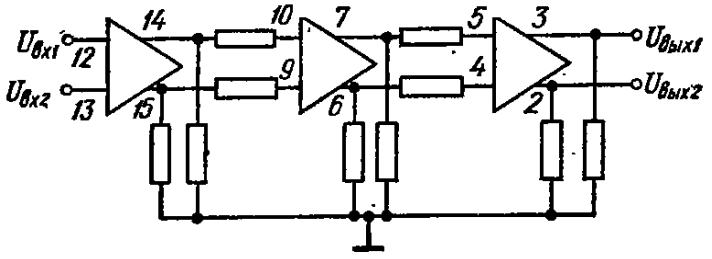
$$\omega_{гр} = \omega_{гр1} \frac{K_у + 1}{\sqrt[n]{K_\Sigma} + 1},$$

где $\omega_{гр1}$ — полоса пропускания каскада без ООС.

Время установления выходного напряжения составного усилителя в $\sqrt{n}$ раз больше времени установления одного каскада ($t_{уст1} \approx 2K_1 / K_у \omega_{гр1}$).

Входное сопротивление составного усилителя определяется резисторами входного каскада. Для увеличения входного сопротивления в схему можно ввести резистор $R_к$,

Рис. 1.23. Схема быстродействующего дифференциального усилителя, построенного на микросхеме 100ЛП16



с помощью которого компенсируется входной ток составного усилителя. Величина этого резистора определяется по формуле $R_к = (R_2 R_4 / R_3 - R_1) r_с / (R_1 + r_с)$, где $r_с$ — внутреннее сопротивление источника сигнала. Очевидно, что такой способ повышения входного сопротивления возможен только в случае постоянства $r_с$.

Для построения быстродействующих ОУ можно использовать микросхемы дифференциальных усилителей серии 100. На рис. 1.23 показана схема ОУ с дифференциальным выходом, построенная на основе микросхем типа 100ЛП16 [7]. Данный усилитель имеет частоту единичного усиления 100 МГц и коэффициент усиления 350. Коэффициент подавления синфазного сигнала в данной схеме равен 42 дБ.

9. УЛУЧШЕНИЕ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОУ

Повышение входного сопротивления. Для ОУ, имеющих сравнительно большие входные токи (единицы микроампер), повторитель напряжения может быть выполнен на основе согласованной пары биполярных транзисторов (рис. 1.24, *а*). Учитывая, что коэффициент усиления по току транзисторов зависит от коллекторного тока, тип

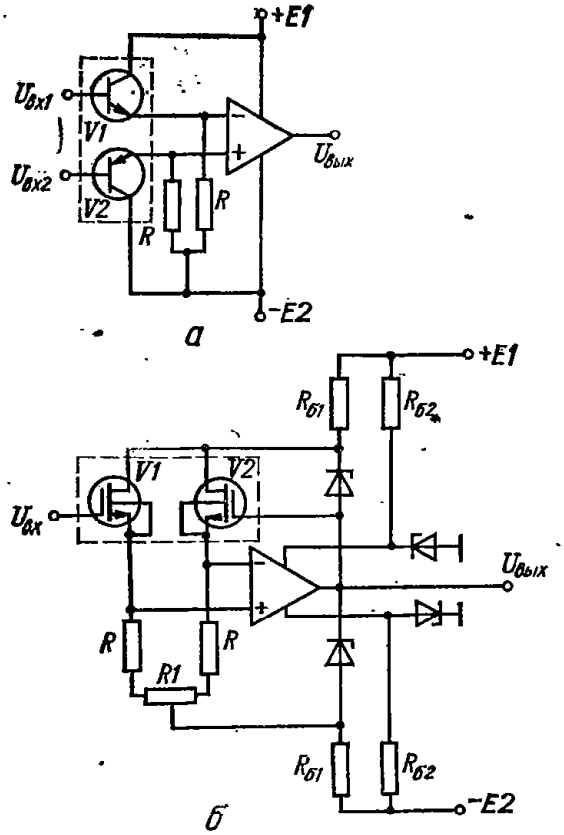


Рис. 1.24. Способы включения повторителей напряжения на входе ОУ

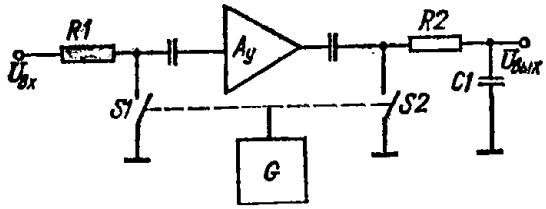


Рис. 1.25. Структурная схема усилителя МДМ

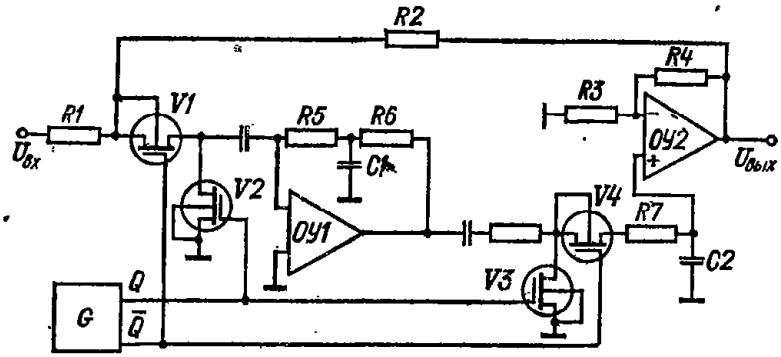


Рис. 1.26. Типовая схема усилителя МДМ

транзисторов *V1* и *V2* в данной схеме необходимо выбирать, исходя из условий работы транзисторов в режиме микротоков. На рис. 1.24, *б* показана схема повторителя напряжения, построенного на полевых транзисторах [18]. В данной схеме используется «следящее» питание повторителя, что позволяет получить повышенное значение коэффициента подавления синфазного напряжения и повышенную стабильность дифференциального входного каскада.

Уменьшение дрейфа напряжения смещения. Для повышения температурной и временной стабильности и компенсации напряжения смещения ОУ используют два метода: метод, основанный на введении вспомогательного бездрейфового усилителя; метод, основанный на периодической коррекции напряжения смещения, путем его измерения и введения соответствующего корректирующего напряжения.

Бездрейфовый усилитель, используемый в первом методе, как правило, представляет собой усилитель с модулятором — демодулятором (МДМ). Структурная схема типового усилителя МДМ показана на рис. 1.25. В схему входят усилитель переменного напряжения $A_у$, ключи *S1*, *S2*, генератор прямоугольного напряжения *G* и выходной *R2C1*-

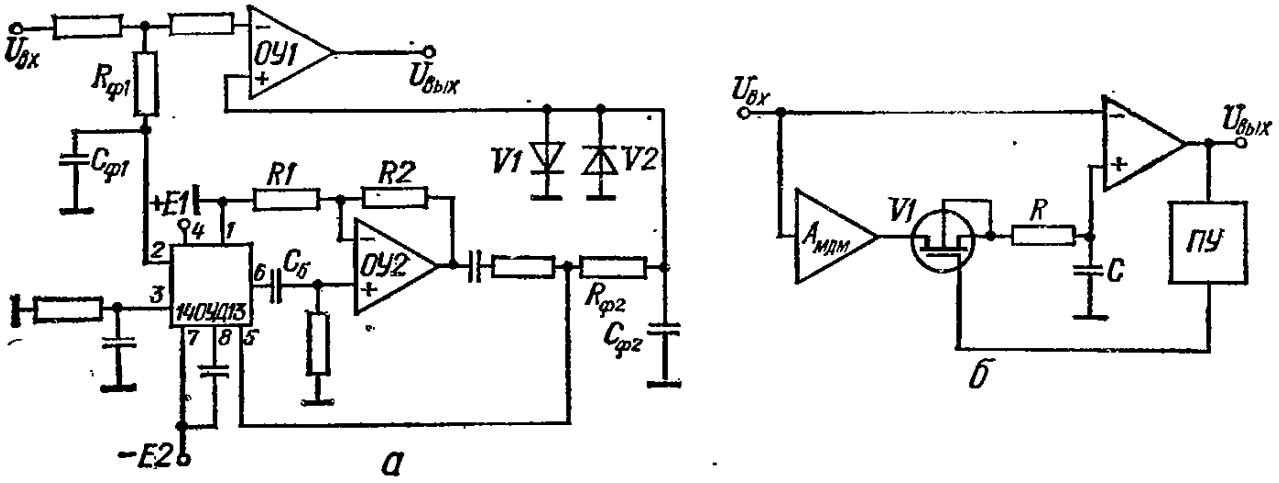


Рис. 1.27. Схемы включения усилителей МДМ в двухканальных усилителях

фильтр. Ключ *S1* выполняет функцию модулятора, преобразующего низкочастотную составляющую входного напряжения в высокочастотную с амплитудой, пропорциональной входному сигналу. Модулированный входной сигнал усиливается усилителем переменного напряжения и затем демодулируется с помощью ключа *S2*, работающего синхронно и в противофазе с ключом *S1*. Демодулированный сигнал фильтруется с помощью *R2C1*-фильтра.

Схема усилителя МДМ, построенная на ОУ, показана на рис. 1.26. Здесь в качестве ключей используют полевые транзисторы с изолированным затвором (*V1*—*V4*). Для подавления низкочастотных коммутационных помех усилитель переменного напряжения, выполненный на *ОУ1*, имеет в цепи ООС фильтр низких частот, вследствие чего АЧХ усилителя аналогична АЧХ активного фильтра высоких частот. Постоянное напряжение, пропорциональное входному сигналу, получаемое на выходе *R7C2*-фильтра, усиливается с помощью неинвертирующего усилителя, построенного на *ОУ2*. Коэффициент передачи данного усилителя определяется сопротивлениями *R2*, *R1*: $K = R_2/R_1$.

Для более эффективного подавления коммутационных помех используют балансные схемы модуляторов, где осуществляется взаимная компенсация помех с помощью дифференциального усилителя [10]. На рис. 1.27 показаны две схемы двухканальных усилителей, где в качестве бездрейфового усилителя используют усилитель МДМ.

На рис. 1.27, *а* показан усилитель с МДМ типа 140УД13. Уровень напряжения смещения и его дрейф н данном случае определяются в основном параметрами усилителя 140УД13. Для уменьшения времени восстановления выходного сигнала после перегрузки на выходе усилителя МДМ целесообразно включить устройство выборки-хранения, работающее совместно с пороговым устройством [3]. На рис. 1.27, *б* показана схема усилителя с устройством выборки-хранения, включенном на выходе усилителя МДМ. При большом уровне входного напряжения (перегрузке) выходной *RC*-фильтр усилителя МДМ отключается с помощью ключа *V1* и порогового устройства *ПУ*. Для уменьшения времени восстановления выходного сигнала можно включить между выходом усилителя переменного тока и демодулятором преобразователь «переменное напряжение — переменный ток».

Метод, основанный на периодической коррекции напряжения смещения, позволяет реализовать в усилителе минимальное время восстановления после перегрузки усилителя. Схема усилителя с периодической коррекцией показана на рис. 1.28, *а*. В режиме усиления ключи *S1*, *S3* замкнуты (вход усилителя подключен к источнику сигнала), а ключ *S2* разомкнут. В режиме автоматической коррекции вход усилителя с помощью ключа *S1* закорачивается, при этом на выходе *ОУ1* с помощью первой схемы «выбор-

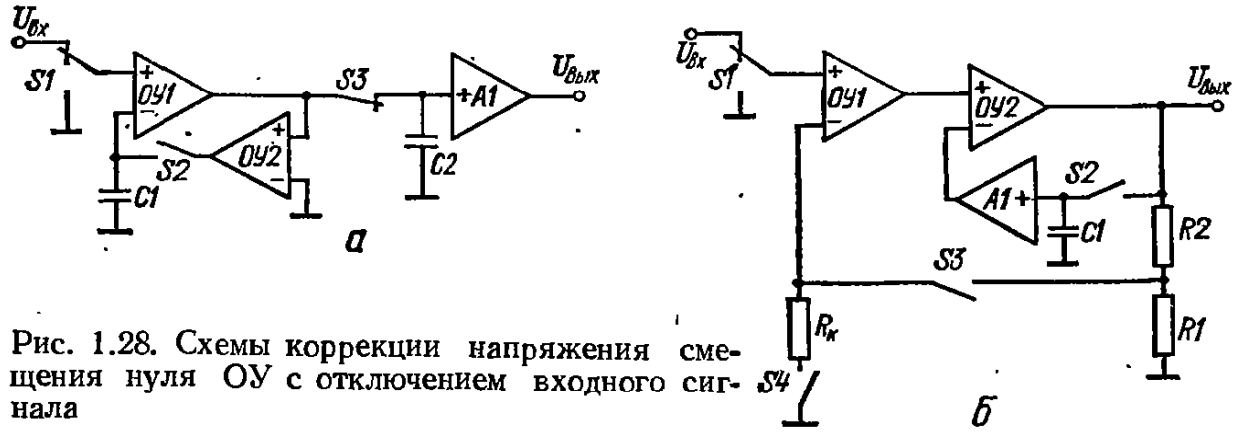


Рис. 1.28. Схемы коррекции напряжения смещения нуля ОУ с отключением входного сигнала

ки-хранения» (*ОУ2*, *S2*, *C1*) устанавливается напряжение, равное напряжению смещения *ОУ2*. Вторая схема «выборки-хранения» (*S3*, *C2*, *A1*) в течение времени коррекции хранит значение выходного напряжения *ОУ1*. Точность компенсации напряжения смещения в данной схеме определяется точностью первой схемы «выборки-хранения».

На рис. 1.28, *б* показана схема усилителя, в которой погрешности схемы «выборки-хранения» несущественно влияют на точность коррекции [6]. В данной схеме цикл запоминания напряжения смещения начинается с того, что ключи *S1*, *S3* размыкаются (закорачивается вход *ОУ1*), а ключи *S2*, *S4* замыкаются. При этом выходное напряжение усилителя (выход *ОУ2*) устанавливается равным напряжению смещения усилителя *A1*, имеющего коэффициент передачи, примерно равный единице. Поскольку компенсирующее

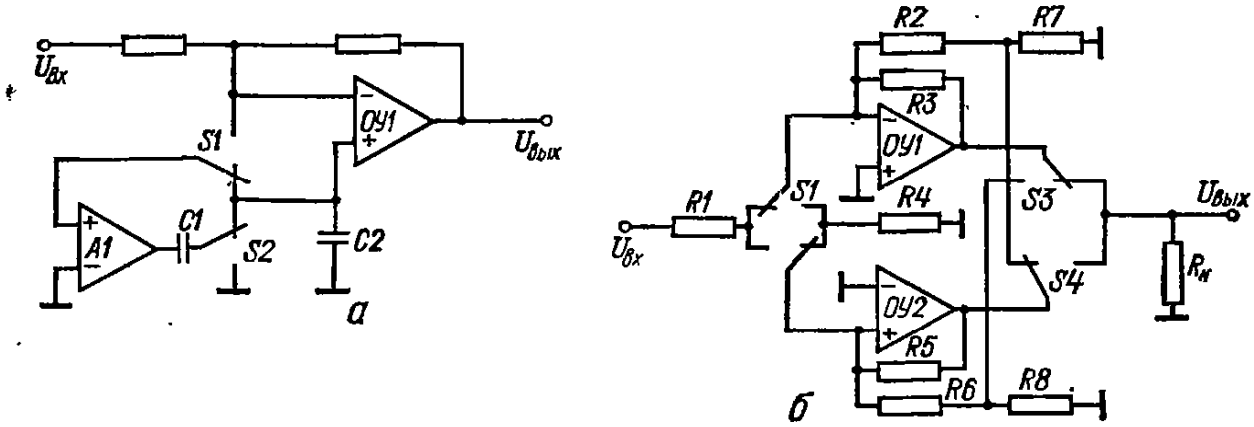


Рис. 1.29. Схемы коррекции напряжения смещения ОУ без отключения входного сигнала

напряжение прикладывается ко входу *ОУ2*, то результирующее напряжение смещения нуля уменьшается в K_{y2} раз, где K_{y2} — коэффициент усиления *ОУ2*. При этом напряжение на конденсаторе $U_{C1} = [K_{y1}K_{y2}U_{см1}/(1 + K_{y2})] + U_{см3}$, где $U_{см1}$, $U_{см3}$ — напряжения смещения *ОУ1* и *A1* соответственно. Поскольку компенсирующее напряжение вводится после первого каскада усиления (*ОУ1*), влияние погрешностей, вносимых схемой «выборки-хранения», уменьшается.

В рассмотренных схемах информация о входном сигнале во время коррекции теряется, так как вход усилителя отключается от источника входного сигнала. В схеме усилителя с периодической коррекцией напряжения смещения без отключения входного сигнала [15], показанной на рис. 1.29, *а*, коррекция осуществляется с помощью неинвертирующего усилителя с единичным коэффициентом усиления *A1*, ключей *S1*, *S2* и двух запоминающих конденсаторов *C1*, *C2*. В первом такте ключ *S1* подключает вход *A1* к инвертирующему входу *ОУ1*, а *S2* подключает конденсатор *C1* к общей шине. При этом конденсатор *C1* заряжается до потенциала, равного потенциалу инвертирующего

входа *ОУ1*, с погрешностью, вносимой усилителем *А1*. Во втором такте ключ *S1* подключает вход *А1* к конденсатору *С2*, а ключ *S2* подключает *С1* ко входу *А1*. При этом происходит перераспределение заряда конденсатора *С1* между *С1* и *С2*. Периодическое переключение ключей *S1* и *S2* приведет к тому, что напряжение на конденсаторе *С2* будет равно напряжению на инвертирующем входе *ОУ1* по абсолютной величине и противоположным по полярности. При этом погрешности, вносимые усилителем *А1* в первом такте, полностью компенсируются во втором такте, так как во втором такте *С1* переключается из прямого тракта усиления *А1* в цепь ООС *А1*.

Другой вариант усилителя с периодической коррекцией без отключения входного сигнала (точнее, с отключением на время переключения ключей) показан на рис. 1.29, *б*. Данный усилитель [5] предназначен для работы совместно с аналого-цифровым преобразователем. Коррекция аддитивной погрешности здесь производится в два такта. В первом такте (положение ключей соответствует положению, показанному на рисунке) выходное напряжение

$$U^{\mathrm{I}}_{\text{вых}} = -K_1 U_{\text{вх}} + U_{\text{см1}} - K_2 U'_{\text{см2}} = K_1 U_{\text{вх}} + (U_{\text{см1}} - U'_{\text{см2}}),$$

где $K_1 = R_3/R_1 = R_5/R_1$, $K_2 = R_3/R_2 = R_5/R_6 = 1$, $R_2 = R_3 = R_5 = R_6$; $U_{\text{см1}}$, $U'_{\text{см2}}$ — напряжения смещения *ОУ1*, *ОУ2*, соответствующие положению ключей в первом такте.

Во втором такте (положение ключей противоположное) выходное напряжение

$$U^{\mathrm{II}}_{\text{вых}} = -K_1 U_{\text{вх}} + U_{\text{см2}} - K_2 U'_{\text{см1}} = K_1 U_{\text{вх}} - (U'_{\text{см1}} - U_{\text{см2}}),$$

$U'_{\text{см1}}$, $U_{\text{см2}}$ — напряжения смещения *ОУ1*, *ОУ2*, соответствующие положению ключей во втором такте.

Если $R_1 = R_4$, то $U'_{\text{см1}} = U_{\text{см1}}$, $U'_{\text{см2}} = U_{\text{см2}}$. В результате сумму напряжений $U_{\text{вых}}$ первого и второго тактов можно определить следующим образом: $U_{\text{вых}} = -K_1 U_{\text{вх}}$, т. е. погрешности, вносимые *ОУ1*, *ОУ2*, полностью компенсируются.

10. УЛУЧШЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

Дисперсия выходного шума в усилителях зависит не только от шумовых свойств ОУ, но и от схемотехнического решения. Если (для упрощения) функцию передачи усилителя аппроксимировать функцией первого порядка, то дисперсию выходного шума для типовых структурных схем усилителей можно выразить следующим образом [9].

Для усилителей переменного напряжения

$$D_{\text{б}} = \frac{\pi K S_0 T_{\text{н}}}{2(T_{\text{н}} + T_{\text{в}}) T_{\text{в}}}, \quad D_{\text{р}} = \frac{K^2 S_0 T_{\text{н}}^2}{T_{\text{н}}^2 - T_{\text{в}}^2} \ln \frac{T_{\text{н}}}{T_{\text{в}}}, \tag{1.11}$$

где $D_{\text{б}}$, $D_{\text{р}}$ — дисперсия белого и розового (фликкер) шума; K — коэффициент передачи усилителя в области частот, где $K \approx \text{const}$; $T_{\text{н}} = 1/\omega_{\text{н}}$, $T_{\text{в}} = 1/\omega_{\text{в}}$ — постоянные времени, соответствующие нижней $\omega_{\text{н}}$ и верхней $\omega_{\text{в}}$ граничным частотам полосы пропускания; S_0 — спектральная плотность белого шума, приведенная ко входу усилителя.

Из выражения (1.11) следует, что с уменьшением полосы пропускания дисперсии $D_{\text{б}}$ и $D_{\text{р}}$ уменьшаются.

Для усилителей постоянного тока

$$D_{\text{б}} = \pi S_0 K^2 / 2 T_{\text{в}}. \tag{1.12}$$

Дисперсия $D_{\text{р}}$ усилителя постоянного тока теоретически равна бесконечности, так как $S_{\text{р}}(\omega) = S_0 \omega_0 / \omega$. Однако практически $D_{\text{р}}$ ограничена, так как усилитель работает конечное время, и, следовательно, его полоса пропускания начинается не с нуля, а с некоторой начальной частоты.

Для усилителей постоянного напряжения с периодической коррекцией напряжения смещения (с отключением источника сигнала)

$$D_{\text{б}} = \frac{\pi K^2 S_0}{T_{\text{в}}} (1 - e^{-t/T_{\text{в}}}), \quad D_{\text{р}} = 2K^2 S_0 \omega_0 \left(\ln \frac{t}{T_{\text{в}}} + C \right), \tag{1.13}$$

где $C = 0{,}5772$; $t \gg T_{\text{в}}$.

Из выражения (1.13) следует, что дисперсия белого шума при увеличении времени работы между коррекциями t стремится к постоянному уровню, равному $D_{\text{б}} = \pi S_0 K^2 / T_{\text{в}}$, а розовый шум возрастает от нуля и не имеет установившегося значения. Очевидно,

что введение коррекции в усилителях постояниого напряжеиия удваивает дисперсию шума на его выходе. Это объясняется запоминанием уровня шума в устройстве коррекции и его накоплением при последующих коррекциях. Рост дисперсии розового шума также объясняется накоплением его в устройстве коррекции, так как корреляция между текущими и запомненными уровнями розового шума с увеличением времени между циклами коррекции уменьшается. При $D_р(t) \leqslant D_б$ период циклов коррекции иеобходимо выбирать из условия $t \leqslant T_в e^{\frac{\pi}{2\omega_0 T_в}} - C$.

Для усилителей МДМ

$$D_б = \frac{\pi K^2 S_0}{2T}, \quad D_р \approx \frac{4K^2 S_0 \omega_0 T_к}{\pi^2 T}, \tag{1.14}$$

где T — постоянная времени выходного фильтра; $T_к$ — длительность периода коммутации модулятора, демодулятора, $T_к(T \leqslant 0{,}1)$.

Сравиивая выражения (1.14) и (1.12), видим, что дисперсия белого шума в усилителе МДМ и усилителе постоянного напряжения одинакова при $T = T_в$. Это объясняется тем, что в усилителе МДМ при работе демодулятора происходит перенос полосы пропускаиия шума в области, примыкающие к частотам $\omega_1 = \pi/T_к$, $\omega_2 = 3\pi/T_к$ и так далее, но эквивалентная полоса пропускания при этом для белого шума остается постоянной. Дисперсия розового шума в усилителе МДМ зависит от $T_к$. Следовательно, повышая частоту коммутации, можно уменьшить дисперсию ныходного сигнала, обусловленную розовым шумом. При $T_к < 10^{-3}$ с розовым шумом можно пренебречь, так как $D_р \ll D_б$.

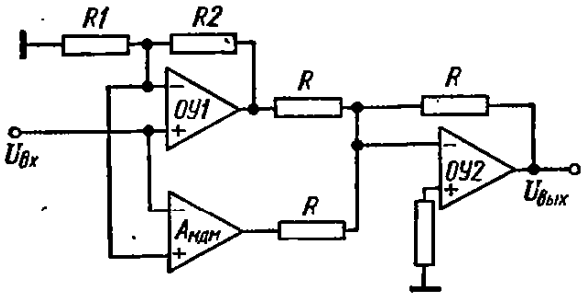


Рис. 1.30. Способ подавления низкочастотных шумов с помощью усилителя МДМ

Не изменяя уровень шума, в усилителях МДМ можно увеличить отношение сигнал/шум включением между модулятором и усилителем переменного напряжения малошумящего умножителя ключевого типа, работающего синхронно с модулятором [4].

Шум миогокаиального усилителя можно скорректировать (перенести из области низких частот в область высоких частот) с помощью усилителя МДМ. На рис. 1.30 показана схема двухканального усилителя, в котором с целью подавления низкочастотных шумов параллельно входу *ОУ1* включен усилитель МДМ $A_{МДМ}$ с дифференциальным входом [5]. Объединение каналов осуществляется с помощью сумматора, построенного на *ОУ2* и имеющего коэффициент передачи, равиый единице.

Так как $A_{МДМ}$ и *ОУ1* по отношению к эквивалентному источнику шума $U_н$ включены параллельно, то эффективное значение выходного напряжения шума

$$U_{вых.ш} = U_ш \frac{K_у}{1 + K_у \beta_1} + U_A \frac{K_{МДМ}(p)}{1 + K_{МДМ}(p)\beta_2},$$

где $\beta_i = R_1/(R_i + R_2)$; $\beta_2 = R_3/(R_3 + R_4)$; $K_{МДМ}(p) = K_{МДМ}/(1 + pT_{МДМ})$ — коэффициент передачи $A_{МДМ}$; $T_{МДМ}$ — постоянная времени разомкнутого $A_{МДМ}$.

Поскольку полоса пропускания $A_{МДМ}$ значительно меньше полосы пропускания *ОУ1*, то в низкочастотиой области примем $K_у = \text{const}$.

Если $K_{МДМ} = K_у = K$ и $\beta_1 = \beta_2 = \beta$, то

$$U_{вых} = U_ш K_з p T_з/(1 + pT_з), \tag{1.15}$$

где $K_з = K/(1 + K\beta)$ — коэффициент передачи неинвертирующего усилителя, построенного на *ОУ1*; $T_з = T_{МДМ}/(1 + K\beta)$.

Из выражения (1.15) видно, что включение $A_{МДМ}$ на входе *ОУ1* эквивалентно включению (для шумового напряжения) последовательно с *ОУ1* фильтра верхних частот, граничная частота полосы пропускания которого равна $1/T_з$. При этом полоса подавления иизкочастотных шумов $\Delta\omega_п$ достаточно велика ($\Delta\omega_п = 0 - 1/T_з$).

В данной схеме одновременно с подавлением низкочастотного шума достигается уменьшение аддитивной погрешности усилителя.

11. ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ И ЗАЩИТА ОУ ОТ ПЕРЕГРУЗОК

Выходной сигнал усилителя может быть искажен из-за действия помех. Различают помехи общего вида (синфазные, продольные), которые действуют между каждым из входов ОУ и общей шиной, и помехи нормального вида (дифференциальные, поперечные), которые действуют между входами ОУ. Схема воздействия помех показана на рис. 1.31.

Напряжение помехи общего вида $U_{сф}$ обычно возникает из-за наличия разности потенциалов между точками заземления источника сигнала и ОУ. Иногда оно обусловлено гальванической связью источника сигнала с какой-либо точкой схемы, находящейся под потенциалом относительно общего провода, в других случаях эта связь может носить емкостной характер. На практике $U_{сф}$ часто имеет как постоянную, так и переменную составляющие.

Напряжение помехи нормального вида $U_{дф}$ возникает главным образом в результате асимметрии входных цепей ОУ и линий связи ОУ с источником сигнала, т. е. помеха общего вида переходит в помеху нормального вида. Действительно, если полные сопротивления линий связи и входов ОУ не равны, т. е. $Z_{вх1} \neq Z_{вх2}$, $Z_{св1} \neq Z_{св2}$ и при условии $Z_{св1} \ll Z_{вх1}$, $Z_{св2} \ll Z_{вх2}$, получим

$$U_{эф} \approx U_{сф} (Z_{св1} Z_{вх2} - Z_{св2} Z_{вх1}) / Z_{вх1} Z_{вх2}.$$

Отсюда следует, что для подавления напряжения помехи $U_{дф}$, вызванного напряжением помехи $U_{сф}$, необходимо тщательно симметрировать входные цепи на рабочей частоте.

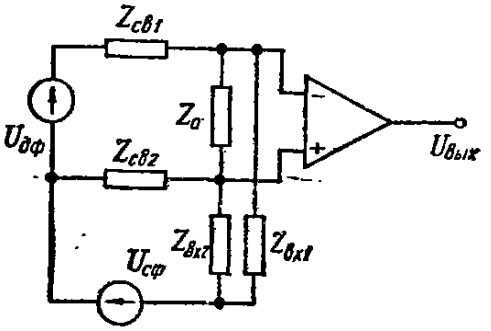


Рис. 1.31. Схема воздействия помех на ОУ

Дополнительными источниками помех нормального вида могут быть термоэлектрические потенциалы в местах соединения разнородных проводников, а также электромагнитные наводки. Для подавления этих помех необходимо выполнить баланс термоЭДС и обеспечить идентичность температур источников термоЭДС, а также использовать специальные меры по экранированию входных цепей.

Эффективность подавления помех общего вида оценивают коэффициентом ослабления синфазной составляющей $K_{ОСС}$, представляющим собой отношение напряжения помехи общего вида к напряжению помехи нормального вида, дБ:

$$K_{ОСС} = 20 \lg \frac{U_{сф}}{U_{дф}} \approx 20 \lg \left| \frac{Z_{вх1} Z_{вх2}}{Z_{св1} Z_{вх2} - Z_{св2} Z_{вх1}} \right|. \qquad (1.16)$$

Из формулы (1.16) следует, что на коэффициент $K_{ОСС}$ оказывает влияние главным образом разбаланс, вызванный неравенством $Z_{вх1} \neq Z_{вх2}$ и $Z_{св1} \neq Z_{св2}$.

Схемы экранирования входных цепей ОУ показаны на рис. 1.32. Для уменьшения утечек по входным цепям экраны подсоединяются к точкам, имеющим потенциал, равный потенциалу входа ОУ: в инвертирующем усилителе (рис. 1.32, *а*) к общей шине, в неинвертирующем усилителе (рис. 1.32, *б*) к инвертирующему входу ОУ, в повторителе напряжения (рис. 1.32, *в*) к выходу ОУ. На рис. 1.32, *г* показана схема экранирования цепей линии связи между двумя ОУ. Для подавления синфазных помех, вызванных наличием двух точек заземления (Земля 1, Земля 2), в линию связи вводится дополнительный кабель. Экраны основного и дополнительного кабелей подключаются к Земле 2. Сопротивления $Z_{вых}$, Z, $Z_{вх1}$, $Z_{вх2}$($Z_{вых}$ — выходной импеданс *ОУ1*, $Z_{вх1}$, $Z_{вх2}$ — входные импедансы *ОУ2* на частоте помехи) совместно с сопротивлениями кабелей $Z_{св1}$, $Z_{св2}$ образуют мостовую уравновешенную схему (рис. 1.32, *д*).

Схемы защиты ОУ от перегрузок по входу и выходу показаны на рис. 1.33. Защита ОУ от неправильного включения источников питания осуществляется включением в прямом направлении в цепях питания диодов (рис. 1.33, *а*). Защита ОУ от опасных дифференциального и синфазного напряжений также осуществляется с помощью диодов (рис. 1.33, *б*, *в*, *г*). Защита выхода ОУ от короткого замыкания осуществляется с помощью резистора, включенного последовательно с выходом ОУ, либо включением на выходе ограничителя тока (рис. 1.33, *д*, *е*). В качестве ограничителя тока можно использовать полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом, работающий в режиме $U_{GS} \approx$

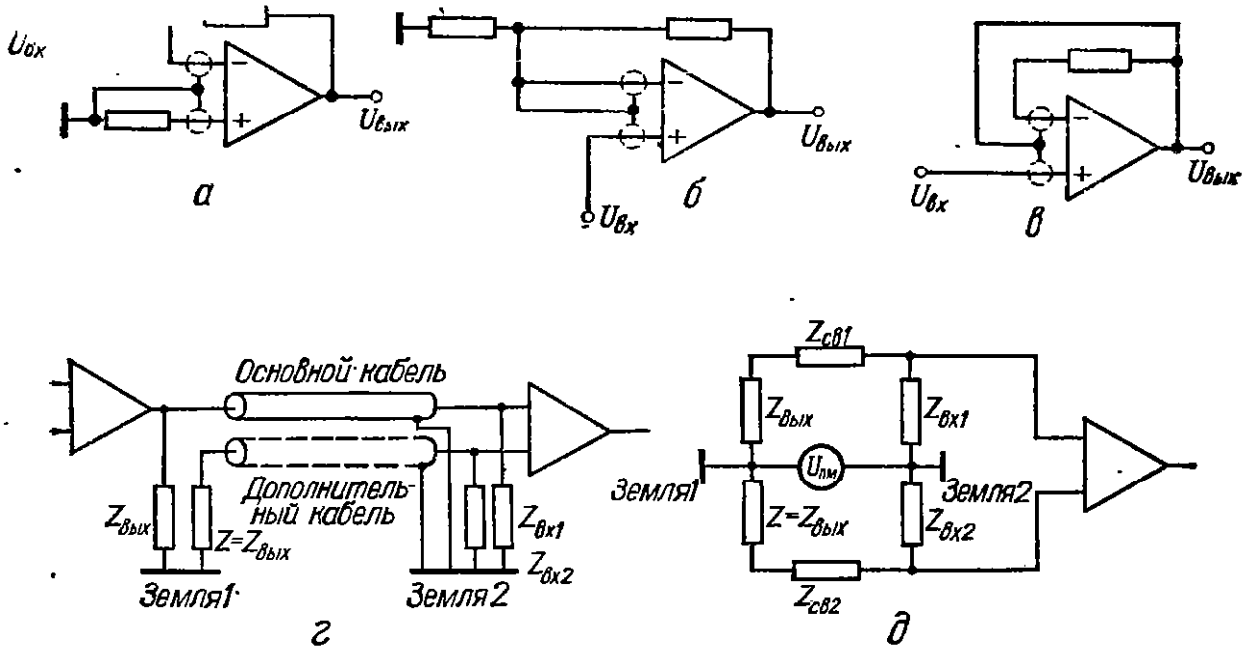


Рис. 1.32. Экранирование цепей:

а — в инвертирующем усилителе; б — в неинвертирующем усилителе; *в* — в повторителе напряжения; *г*, *д* — линии связи

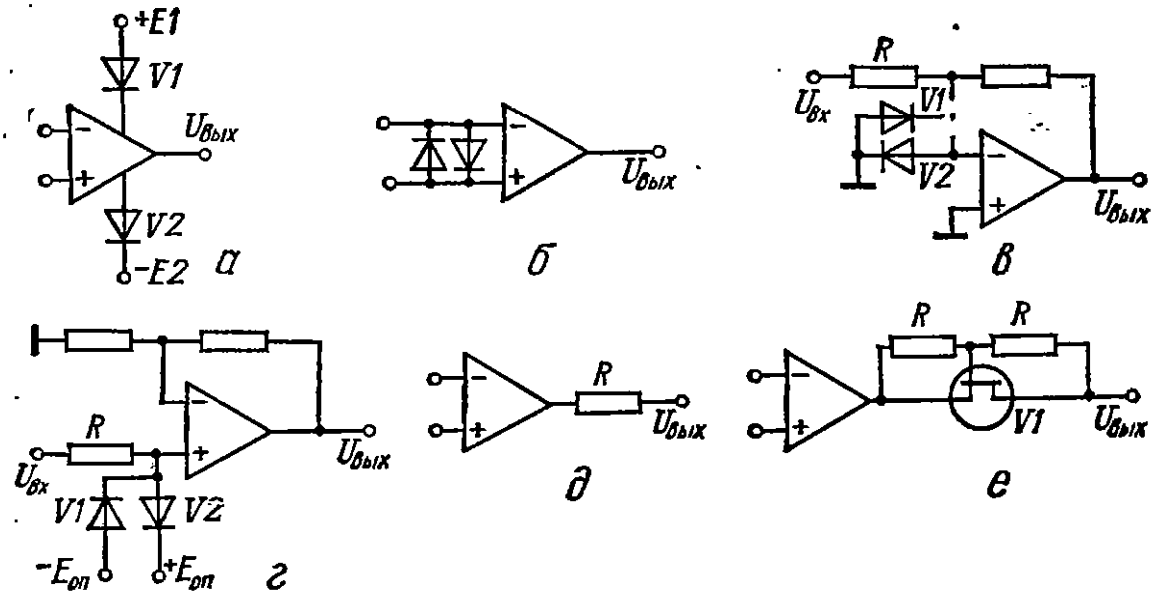


Рис. 1.33. Схемы защиты ОУ:

а — по цепям питания; *б*, *в*, *г* — по входу; *д*, *е* — по выходу

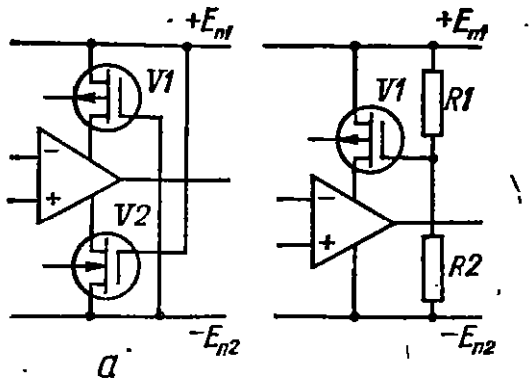


Рис. 1.34. Способы одновременного (*а*) и неодновременного (*б*) включения напряжений питания ОУ

≈ 0. Выбор типа транзистора осуществляется по току стока I_D при $U_{GS} = 0$. Ограничение выходного тока ОУ наступает при $I_{вых} \geqslant I_D$. В ряде случаев требуется источники питания ОУ включить одновременно или, наоборот, не одновременно. В этом случае можно использовать **схемы одновременного и разновременного включения питания ОУ**, показанные на рис. 1.34 [8]. Для одновременного включения напряжений питания в цепи питания включаются p-канальный и n-канальный обогащенные МОП-транзисторы *V1*, *V2* (рис. 1.34, *а*). Например, если включено $+E_{п1}$ и выключено $-E_{п2}$, то транзистор *V2* открыт, а *V1* заперт. Но поскольку $-E_{п2} = 0$, то напряжение питания ОУ также будет равно нулю. Для согласования уровней включения *V1*, *V2* в цепях затворов можно включать делители напряжения. На рис. 1.34, *б* показана схема разновременного включения напряжения питания.

Глава 2

УСИЛИТЕЛИ НАПРЯЖЕНИЯ

1. ИНВЕРТИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Типовая схема инвертирующего усилителя показана на рис. 2.1, *а*. Передаточная функция усилителя

$$U_{вых} = -K(p)\,U_{вх} \pm U_{0\,вых},$$

где в первом приближении

$$K(p) = \frac{R_2}{R_1}\,\frac{K_у\beta}{1 + K_у\beta}; \tag{2.1}$$

$$\beta = \frac{1}{1 + \dfrac{R_2}{R_1} + \dfrac{R_2}{z_{вх\,ОУ}}}; \tag{2.2}$$

$$U_{0\,вых} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{см} + \Delta I_{вх\,ОУ} R_2, \tag{2.3}$$

во втором приближении [6]

$$K(p) = \frac{R_2/(R_1 + R_с) - Z_{вых\,ОУ}/K_у\,(R_1 + R_с)}{1 + 1/K_у\beta};$$

$$\beta = \frac{1}{(1 + R_2/(R_1 + R_с) + R_2/Z_{вх\,ОУ})\,(1 + Z_{вых\,ОУ}/Z_н + Z_{вых\,ОУ}/R_2) - Z_{вых\,ОУ}/R_2};$$

$$U_{0вых} = \frac{1}{1 + 1/K_у}\,[U_{см} + \Delta I_{вх\,ОУ} R_3 + I_{вх\,ОУ}\,(R_3 - R_2 \| R_1 \| Z_{вх\,ОУ}) + K_п \Delta E_п + U_ш],$$

где $K_п$, $U_ш$, $K_у$, $U_{см}$, $I_{вх\,ОУ}$, $\Delta I_{вх\,ОУ}$, $Z_{вх\,ОУ}$, $Z_{вых\,ОУ}$ — параметры ОУ; $\Delta E_п$ — девиация напряжения питания ОУ; $\|$ — знак параллельного соединения элементов; $R_с$ — выходное сопротивление источника сигнала.

Входное сопротивление $R_{вх} = R_1$.

Выходной импеданс

$$Z_{вых} = Z_{вых\,ОУ}/(1 + K_у\beta), \tag{2.4}$$

где

$$K_у \approx K_{у0}/(1 + j\omega/\omega_{гр}); \tag{2.5}$$

$\omega_{гр}$ — граничная частота ОУ по уровню $0{,}7K_{у0}$; $Z_{вых\,ОУ}$ — выходное сопротивление разомкнутого ОУ; $K_{у0}$ — коэффициент усиления ОУ на частоте $\omega = 0$.

Поскольку сопротивление резистора $R2$ и дрейф нуля усилителя находятся в прямо пропорциональной зависимости, что следует из выражения (2.3), то при расчете усилителя при всех равных условиях необходимо стремиться к выбору минимальной величины резистора $R2$, которая ограничена снизу максимально допустимым выходным током ОУ. Для большинства случаев можно принять $R_2^{min} \approx \approx 10U_{вых}^{max}/I_{вых}^{max}$, где $U_{вых}^{max}$, $I_{вых}^{max}$ — максимально допустимые значения выходного напряжения и тока ОУ. Максимальное значение резистора $R2$ ограничено допустимым значением напряжения смещения нуля. Для большинства современных ОУ эта величина находится в диапазоне $R_2^{max} \approx 100$ кОм...1 МОм. При увеличении сопротивлений резисторов $R1$ и $R2$ ухудшаются динамические характеристики и помехоустойчивость усилителя.

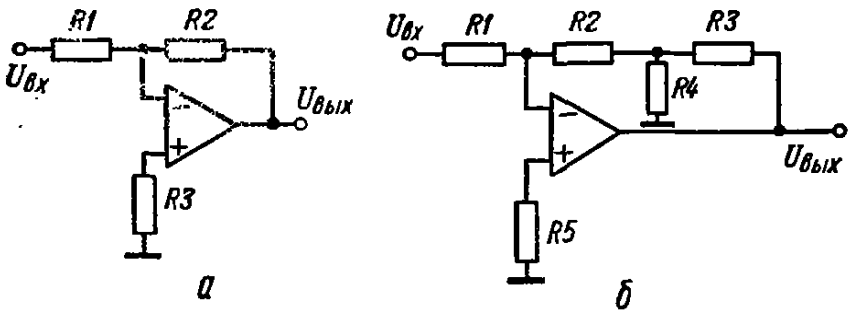


Рис. 2.1. Схемы инвертирующих усилителей

В некоторых случаях для повышения входного сопротивления требуется высокоомный резистор $R1$. Тогда вместо резистора $R2$ можно включить делитель напряжения, эквивалентное сопротивление которого $R_э = R_2 + R_3 + R_2R_3/R_4$ по схеме, показанной на рис. 2.1,*б* *.

2. НЕИНВЕРТИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Отличительной особенностью схемы неинвертирующего усилителя, показанной на рис. 2.2, *а*, является то, что здесь ОУ работает с синфазными сигналами, что вызывает дополнительные погрешности передаточной функции.

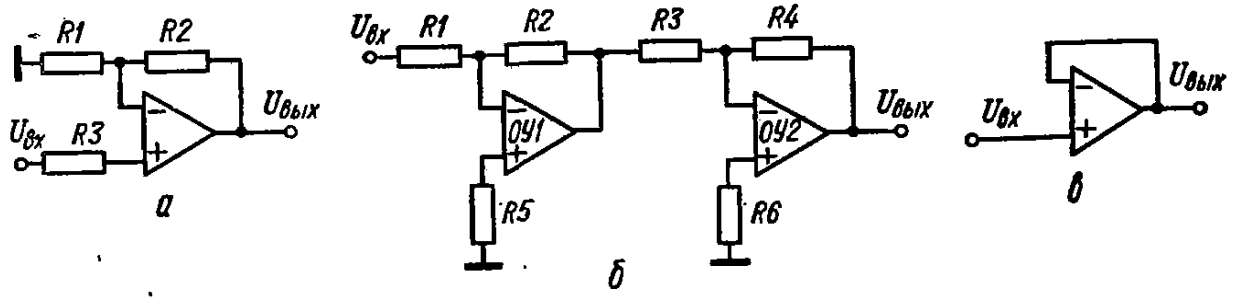


Рис. 2.2. Схемы неинвертирующих усилителей

Передаточная функция усилителя

$$U_{вых} = K(p)\,U_{вх} \pm U_{0вых},$$

где в первом приближении

$$\dot{K}(p) = (1 + R_2/R_1)\frac{K_у\beta}{1 + K_у\beta}; \qquad (2.6)$$

$$\beta = \frac{1}{1 + R_2/(R_1 \parallel (R_3 + Z_{вхОУ}))}; \qquad (2.7)$$

$$U_{0вых} = (1 + R_2/R_1)\,U_{см} + \Delta I_{вхОУ}R_2; \qquad (2.8)$$

во втором приближении

$$U_{0вых} = (1 + R_2/R_1)\frac{1}{1 + 1/K_у\beta}[U_{вх}/K_{сф} + U_{см} + \Delta I_{вхОУ}(R_3 + R_c) +$$

$$+ I_{вхОУ}(R_3 + R_c + R_1 \parallel R_2) + K_п\Delta E_п + U_ш].$$

* Все отношения, полученные для схемы рис. 2.1, *а*, будут справедливы и для данной схемы, если в них вместо $R2$ подставить $R_э$.

Из выражения (2.6) следует, что коэффициент передачи усилителя не может быть меньше единицы. Кроме того, согласно выражению (2.8), напряжение смещения нуля зависит от уровня входного сигнала.

Входной импеданс

$$Z_{вх} = R_3 + Z_{вхОУ}(1 + К_у\beta). \tag{2.9}$$

Выходной импеданс

$$Z_{вых} = Z_{выхОУ}/(1 + K_у\beta). \tag{2.10}$$

Максимальный уровень входного сигнала ограничен допустнмым синфазным напряжения ОУ.

При одинаковых коэффициентах передачи K полоса пропускания неинвертирующего усилителя примерно в $(1—K)\ K$ раз больше полосы пропускания инвертирующего усилителя.

Схему неинвертирующего усилителя можно также построить путем последовательного включения двух инвертирующих усилителей (рнс. 2.2, *б*). Основным преимуществом такого усилителя является работа ОУ без синфазных снгналов.

Передаточная функция такого усилителя

$$U_{вых} = K_1K_2U_{вх} \pm \sqrt{|K_2U_{0вых1}|^2 + |U_{0вых2}|^2},$$

где K_1, K_2 — коэффициенты передачи 1-го и 2-го инвертирующего усилителя соответственно; $U_{0вых1}$, $U_{0вых2}$ — напряжения смещения нуля 1-го и 2-го инвертирующего усилителя соответственно.

Если коэффициенты передачи обоих усилителей равны, то полоса пропускания рассчитывается по следующей формуле [5]:

$$f_{0,7} = f'_{0,7у}(1 + K_у)/(1 + \sqrt{K}), \tag{2.11}$$

где $f'_{0,7у}$ — полоса пропускания одного усилителя без ООС; $K = K_1K_2$ — коэффициент передачи составного усилителя.

Частным случаем неинвертирующего усилителя (при $R_2 = 0$ н $R_1 = \infty$) является повторитель напряжения, схема которого показана на рис. 2.2, *в*.

Коэффициент передачи повторителя напряжения

$$K = 1/(1 + 1/K_у).$$

Напряжение смещения нуля повторителя напряження

$$U_{0вых} = U_{см} + K_п\Delta E_п + U_{вх}/K_{сф} + I_{вхОУ}R_с + U_ш.$$

Входной и выходной импедансы

$$Z_{вх} = Z_{вхОУ}K_у; \quad Z_{вых} = Z_{выхОУ}/К_у.$$

Поскольку входное сопротивление повторителя напряжения весьма велико, то для предотвращения пробоя ОУ по входу необходимо исключить возможность обрыва входной цепи (даже при коммутации входа с помощью релейного переключателя). При работе с высокоомными источниками сигнала в цепь ООС повторителя целесообразно включить резистор, сопротивление которого равно выходному сопротивлению источника сигнала. При этом напряжение смещения нуля можно рассчитать по следующей формуле:

$$U_{0вых} = U_{см} + \Delta I_{вхОУ}R_с + K_п\Delta E_п + U_{вх}/K_{сф} + U_ш.$$

3. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Типовая схема дифференциального усилителя показана на рис. 2.3, *а*.

Передаточную функцню для данной схемы можно представить в виде

$$U_{вых} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)U_{вх2} - \frac{R_2}{R_1}U_{вх1}. \tag{2.12}$$

При выполнении условия $R_1R_4 = R_2R_3$ получим

$$U_{вых} = \frac{R_2}{R_1}(U_{вх2} - U_{вх1}).$$

Входное сопротивление по каждому из входов определится из выражений

$$R_{вх1} = R_1 + R_1R_4/R_3; \quad R_{вх2} = R_3 + R_4$$

Выходной импеданс

$$Z_{вых} = Z_{выхОУ}/(1 + K_у\beta),$$

где $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$.

Максимально допустимый сигнал на входе 2

$$U_{вх2}^{max} \leqslant (1 + R_3/R_4)\, U_{сфОУ}^{max}.$$

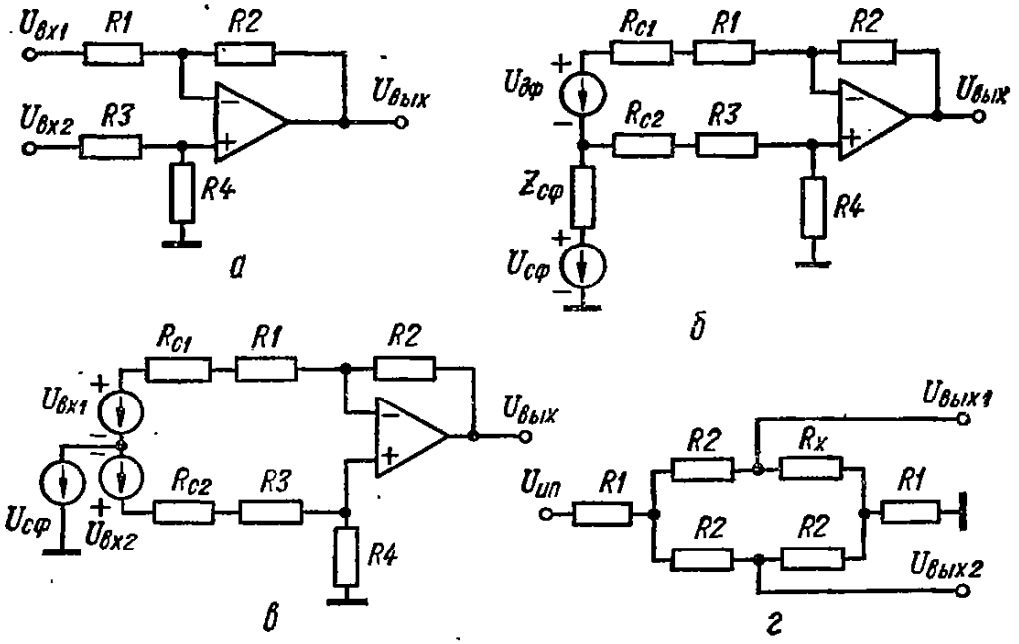


Рис. 2.3. Схема дифференциального усилителя на одном ОУ (*а*) и эквивалентные схемы источников входных сигналов (*б*, *в*, *г*)

Существенное влияние на функцию передачи дифференциального усилителя оказывают выходные сопротивления источников сигналов. На рис. 2.3, *б*, *в* показаны схемы, отличающиеся способом включения источников сигналов.

Передаточная функция для схемы рис. 2.3, *б*

$$U_{вых} = -\frac{R_2}{R_1 + R_{с1}}\, U_{дф} + U_A\left(1 - \frac{R_2}{R_1 + R_{с1}}\,\frac{R_3 + R_{с2}}{R_4}\right),$$

где $U_A = \dfrac{R_4\,[(R_1 + R_{с1})\,U_{сф} - Z_{сф}U_{дф}}{(R_1 + R_{с1})\,(R_3 + R_4 + R_{с2}) + Z_{сф}\,(R_1 + R_3 + R_{с1} + R_{с2})}$;

$U_{сф}$, $U_{дф}$ — синфазное и дифференциальное напряжения соответственно; $R_{с1}$, $R_{с2}$ — выходные сопротивления источников сигнала.

При условии

$$(R_1 + R_{с1})\,R_4 = R_2\,(R_3 + R_{с2}) \tag{2.13}$$

$$U_{вых} = -U_{дф}R_2/(R_1 + R_{с1}).$$

Передаточная функция усилителя, выполненного по схеме рис. 2.3, *в*,

$$U_{вых} = U_{сф}\,\frac{R_2\,(R_{с1} - R_{с2})}{(R_1 + R_{с1})\,(R_3 + R_4 + R_{с2})} + \frac{R_2}{R_1 + R_{с2}} \times$$

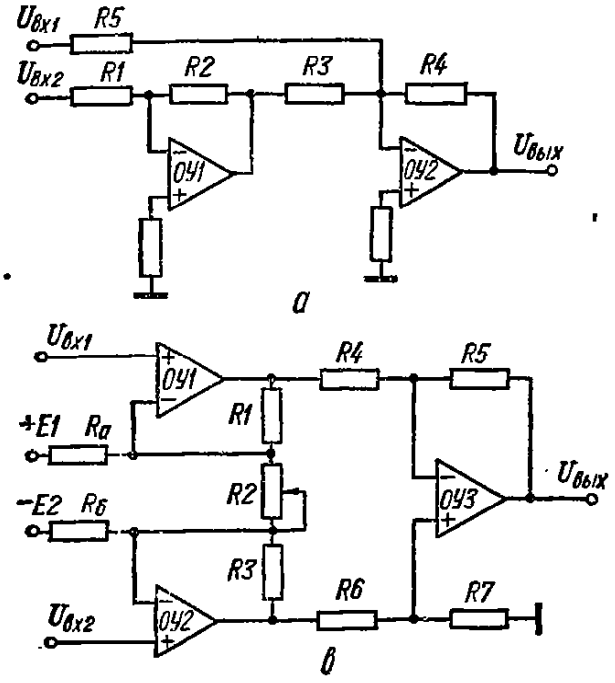
$$\times\left[\frac{1 + (R_1 + R_{с1})/R_2}{1 + (R_3 + R_{с2})/R_4}\,U_{вх2} - U_{вх1}\right]. \tag{2.14}$$

В данной функции учитывается помеха, возникающая между общей точкой источников сигналов $U_{вх1}$, $U_{вх2}$ и общей точкой дифференциального усилителя.

При выполнении условия (2.13) и при $R_{c1} = R_{c2}$ передаточная функция (2.14) примет вид

$$U_{вых} = (U_{вх2} - U_{вх1})\, R_2/(R_1 + R_{c1}),$$

т. е. синфазная помеха $U_{сф}$ полностью подавляется. Предельное значение коэффициента подавления синфазной помехи для данного усилителя $K_{сф.уд}$ определяется $K_{сф}$ ОУ



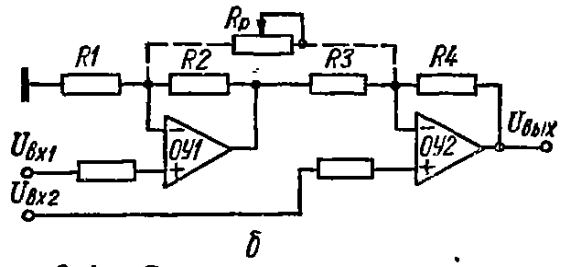


Рис. 2.4. Схемы дифференциальных усилителей с инвертирующими (*а*) и неинвертирующими (*б*, *в*) усилителями

и классом точности резисторов *R1—R4*. При использовании прецизионных резисторов класса точности 0,01—0,03 разбалансы, вносимые резисторами и ОУ, оказываются соизмеримыми, и общий достижимый $K_{сф.уд} \approx 60$ дБ.

Если источник сигнала представляет собой мостовую схему рис. 2.3, *г*, то в вышеприведенные формулы необходимо подставить эквивалентные параметры, которые вычисляют по следующим формулам:

$$U_{дф} = U_{ип}\delta/4\,(2R_1 + R_2); \quad U_{сф} = U_{ип}/2 + U_{пм};$$

$$R_{c1} = R_{c2} = R_2/2; \quad Z_{сф} = R_1/2; \quad R_x = R_2 + \delta, \ |\delta| \ll R_2,$$

где $U_{ип}$ — напряжение питания моста; $U_{пм}$ — напряжение помехи.

Более высокую точность можно получить, используя схему рис. 2.4, *а*, представляющую собой последовательное соединение инвертирующего усилителя и инвертирующего сумматора. В схеме ОУ работают без синфазных сигналов.

Передаточная функция такой схемы

$$U_{вых} = U_{вх2}R_2R_4/R_3(R_1 + R_{c2}) - U_{вх1}R_4/(R_5 + R_{c1}).$$

При условии $R_2\,(R_5 + R_{c1}) = R_3\,(R_1 + R_{c2})$

$$U_{вых} = (U_{вх2} - U_{вх1})\, R_4/(R_5 + R_{c2}). \qquad (2.15)$$

Напряжение смещения нуля

$$U_{0вых} = \sqrt{(K_2U_{0вых1})^2 + U^2_{0вых2}},$$

где $K2 = R_4/R_3$; $U_{0вых1}U_{0вых2}$ — напряжения смещения на выходах *ОУ1* и *ОУ2* соответственно.

Для данной схемы $K_{сф.уд}$ практически не зависит от $K_{сф}$ ОУ и полностью определяется точностью выполнения условия (2.15).

Схема дифференциального усилителя, имеющего большое входное сопротивление, показана на рис. 2.4, *б*.

Передаточная функция такой схемы

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) U_{вх2} - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} U_{вх1}.$$

При условии $R_2R_4 = R_1R_3$ получим

$$U_{вых} = (1 + R_4/R_3)\,(U_{вх2} - U_{вх1}). \qquad (2.16)$$

Точность выполнения условия (2.16) определяет $K_{сф.уд}$:

$$K_{сф.уд} \approx -20 \lg \delta,$$

где δ — относительная погрешность выполнения условия (2.16).

Для регулирования коэффициента передачи между инвертирующими входами *ОУ1* и *ОУ2* включено переменное сопротивление $R_р$ [4]. Отличительной особенностью такой регулировки является независимость $K_{сф.уд}$ от $R_р$. При использовании прецизионных резисторов в данной схеме можно получить $K_{сф.уд} \approx 60$—80 дБ.

Если синфазная помеха имеет один порядок с входным сигналом, то для получения относительной погрешности коэффициента передачи менее 0,1 % требуется точность выполнения условия (2.16) на порядок выше. При анализе погрешностей, вызванных синфазной помехой, следует учитывать неравенство входных сопротивлений неинвертирующих усилителей на *ОУ1* и *ОУ2*. Это неравенство обусловлено большой разницей коэффициентов ООС (β) данных усилителей.

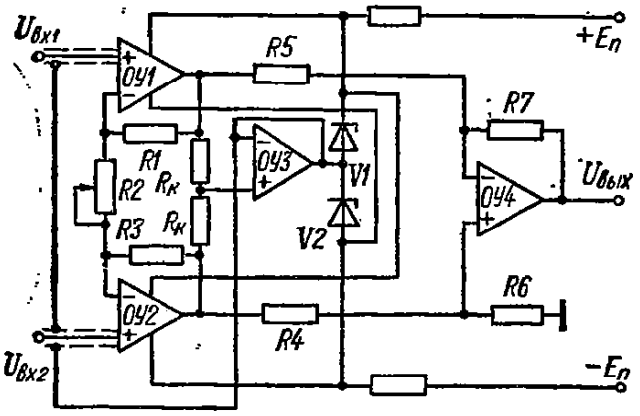


Рис. 2.5. Схема дифференциального усилителя со следящим питанием

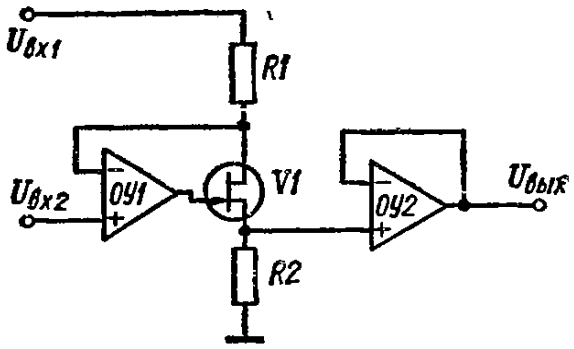


Рис. 2.6. Схема дифференциального усилителя для однополярных смещенных сигналов

Значительно повысить коэффициент подавления синфазных помех можно в схеме, показанной на рис. 2.4, *в*.

В данной схеме коэффициент передачи можно изменить с помощью переменного сопротивления *R2*. При этом глубина ООС неинвертирующих усилителей, построенных на *ОУ1*, *ОУ2*, остается постоянной.

При условии $R_4R_7 = R_5R_6$ передаточную функцию можно представить в виде

$$U_{вых} = \frac{R_5}{R_4}\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_2}\right)(U_{вх2} - U_{вх1}). \qquad (2.17)$$

Отличительной особенностью рассмотренной схемы является полная независимость регулировки коэффициента усиления от выполнения условия (2.17).

На практике часто необходимо ввести в выходной сигнал дифференциального усилителя постоянную составляющую. Наиболее просто ввести постоянную составляющую можно путем подключения источников смещения *E1*, *E2* к инвертирующим входам *ОУ1*, *ОУ2* (рис. 2.4, *в*) через резисторы $R_а$, $R_б$. Можно показать, что при $R_1 = R_3 = R$ и $R_а = R_б$ постоянная составляющая в выходном сигнале не зависит от уровней входного сигнала и от регулировки коэффициента передачи:

$$U_{вых} = K(U_{вх2} - U_{вх1}) - \frac{R}{R_а}(E_1 + E_2),$$

где $K = \frac{R_5}{R_4}\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{R_3}{R_2}\right)$.

На рис. 2.5 показана схема дифференциального усилителя со следящим питанием ОУ [7]. В этой схеме, как и в схеме рис. 2.4, *в*, синфазная помеха независимо от значений сопротивлений резисторов *R1*—*R3* повторяется на выходах *ОУ1*, *ОУ2*, в то время как разность входных напряжений усиливается в $K_Δ = [1 + (R_1 + R_3)/R_2]\frac{R_7}{R_5}$ раз.

Коэффициент подавления синфазной помехи, равный $K_{сф.уд} = -20\ \lg\delta$, в данном случае определяется относительной погрешностью δ при выполнении условия

$$R_5R_6 = R_4R_7. \qquad (2.18)$$

Благодаря следящей связи через *ОУ3* напряжения питания *ОУ1*, *ОУ2* повторяет синфазный сигнал на входах, что позволяет работать с гораздо бо́льшими уровнями синфазных помех, чем при использовании схемы рис. 2.4, *в*. При идеальном выполнении условия (2.18) имеем $K_{сф.уд} \approx K_{сфОУ1} + K_{сфОУ4}$,

где $K_{сфОУ1}$ — коэффициент подавления синфазного сигнала *ОУ1* или *ОУ2* (выбирается меньший); $K_{сфОУ4}$ — коэффициент подавления синфазного сигнала *ОУ4*.

В данной схеме возникает дополнительная погрешность передаточной функции, связанная с перекосом напряжений питания ОУ,

$$\Delta U_{вых} = 2K_{п}\Delta E_{п}K_{\Delta},$$

где $\Delta E_{п}$ — диапазон изменения питающих напряжений *ОУ1* (*ОУ2*).

Если входные сигналы имеют некоторый постоянный уровень смещения напряжения, то можно использовать сравнительно простую схему дифференциального усилителя, показанную на рис. 2.6. Основным преимуществом данной схемы является то, что здесь не требуется выполнять соотношения для получения высокого коэффициента подавления синфазного сигнала. Этот коэффициент в данном случае определяется $K_{сф}$ *ОУ1*.

Принцип действия усилителя легко уяснить, если рассматривать цепь *V1*, *R1*, *R2* как каскад дополнительного усилителя, включенного на выходе *ОУ1*. Учитывая, что ток, протекающий через резистор *R1*, равен току, протекающему через резистор *R2*, можно записать следующие соотношения:

$$I_{R1} = (U_{вх2} - U_{вх1})/R_1; \quad U_{R2} = I_{R1}R_2;$$

$$U_{вых} = (U_{вх1} - U_{вх2})\,R_2/R_1 + U_{0вых}.$$

Изменяя *R1* и *R2*, можно плавно регулировать коэффициент передачи.

Напряжение смещения выходного сигнала, приведенное к выходу,

$$U_{0вых} = \sqrt{\left(U_{0вых1}\frac{R_2}{R_1}\right)^2 + U_{0вых2}^2},$$

где $U_{0вых1}$, $U_{0вых2}$ — напряжения смещения нуля соответствующего ОУ.

Для работы с сигналами отрицательной полярности необходимо изменить проводимость *V1*.

4. УСИЛИТЕЛИ С ГАЛЬВАНИЧЕСКИ РАЗВЯЗАННЫМИ ЦЕПЯМИ

Рассмотренные выше схемы дифференциальных усилителей имеют коэффициент подавления синфазного сигнала, ограниченный либо $K_{сф}$ ОУ, либо точностью применяемых масштабирующих резисторов. Для получения коэффициента подавления синфазного сигнала больше 80—100 дБ используются схемы усилителей с гальваническим разделением цепей. Принцип всякого гальванического разделения заключается в создании очень большого сопротивления, включенного последовательно с источником синфазного сигнала. Почти идеальным устройством гальванического разделения цепей являются оптроны, которые обладают весьма большим коэффициентом подавления синфазного сигнала в большом диапазоне частот [14, 19].

Типовые схемы усилителей с оптронной развязкой входных и выходных цепей показаны на рис. 2.7. В схеме рис. 2.7, *а* используются оптроны D_1, D_2 с идентичными характеристиками, работающие в фотодиодном режиме. Усилитель *ОУ1* преобразует входное напряжение в ток, протекающий через светодиоды оптронов. Оптрон *D1* образует цепь ООС усилителя *ОУ1*. С помощью оптрона *D2* формируется входной сигнал усилителя *ОУ2*.

Коэффициент передачи усилителя по постоянному напряжению

$$K = \frac{\gamma_2}{\gamma_1}\frac{R_2}{R_1} - \frac{\frac{\gamma_2}{\gamma_1}(I_{т1} - I_{т2})}{U_{вх}}R_2,$$

где $I_{т1}$, $I_{т2}$ — темновые токи фотодиодов соответствующих оптронов; γ_1, γ_2 — коэффициенты передачи по току соответствующих оптронов.

При $I_{т1} = I_{т2}$, $\gamma_1 = \gamma_2$ получим $K = R_2/R_1$.

В схеме рис. 2.7, *б* используется дифференциальный оптрон, работающий в фотодиодном режиме. Работа данной схемы аналогична предыдущей схеме с той лишь раз-

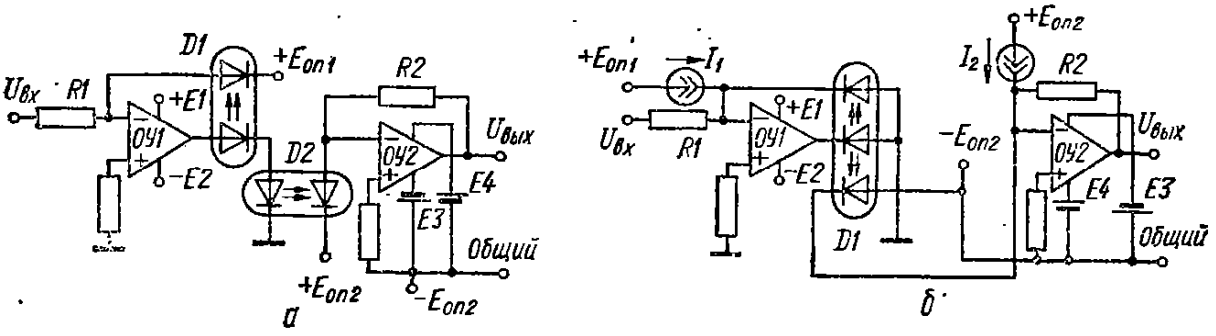


Рис. 2.7. Схемы усилителей с оптронной гальванической развязкой цепей

ницей, что смещение характеристик светодиода здесь осуществляется с помощью источников тока I_1, I_2, что повышает термостабильность усилителя.

В некоторых случаях целесообразно разделение осуществить по цепям питания. На рис. 2.8, *а* показана схема неинвертирующего усилителя на одном ОУ, коэффициент передачи которого может быть меньше единицы, что невозможно в классической схеме,

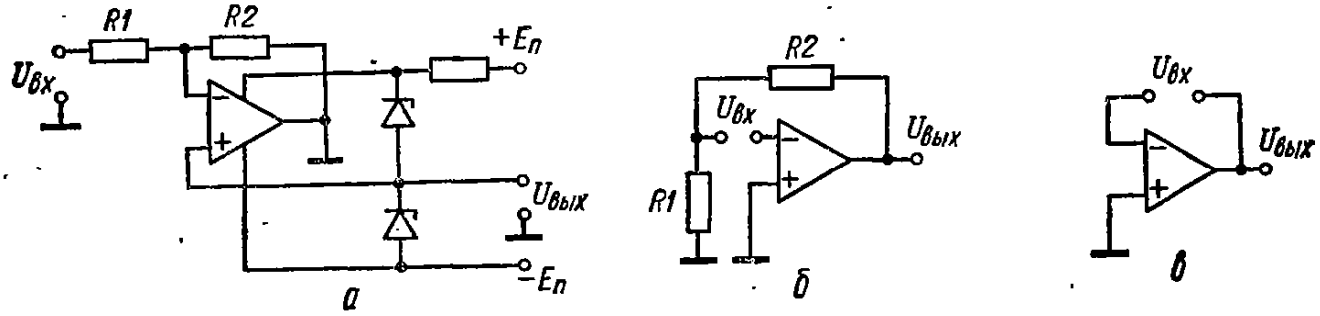


Рис. 2.8. Схемы усилителей с «взвешенными» источниками питания (*а*) и входного сигнала (*б*, *в*)

где источники питания имеют общую точку с входной и выходной цепями. Для данной схемы коэффициент передачи можно записать в следующем виде:

$$K = R_2/(R_1 + R_2).$$

Входное сопротивление данного усилителя $R_{вх} = R_1 + R_2$.

Схема неинвертирующего усилителя, где используется развязка входных цепей, показана на рис. 2.8, *б*.

Коэффициент передачи в данном случае $K = 1 + R_2/R_1$, а входное сопротивление определяется значением коэффициента ООС, равного $\beta = R_1/(R_1 + R_2)$:

$$R_{вх} = R_{вхОУ}(1 + K_у\beta),$$

где $R_{вхОУ}$, $K_у$ — параметры ОУ.

Основным достоинством данного усилителя является отсутствие синфазных сигналов на входах ОУ, что важно, например, при использовании МДМ-усилителей.

Схему повторителя напряжения, показанную на рис. 2.8, *в*, можно использовать в том случае, если источник сигнала не может иметь общей точки с источниками питания ОУ.

5. УСИЛИТЕЛИ ПЕРЕМЕННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Типовая схема усилителя переменного напряжения, для которого при $x_{c1} \ll R_3$, $x_{c2} \ll R_н$ (x_{c1}, x_{c2} — сопротивление конденсаторов *C1*, *C2* на минимальной рабочей частоте), показана на рис. 2.9. Передаточная функция имеет следующий вид:

$$U_{вых} = KU_{вх},$$

где $K = 1 + R_2/R_1$.

Входное сопротивление данного усилителя в основном определяется сопротивлением резистора *R3*.

В усилителях переменного напряжения ООС по постоянному току, как правило, выполняется 100 %-ной. Так, в схеме рис. 2.9, *б* коэффициент передачи по постоянному току равен единице, а по переменному — $K = 1 + R_2/R_1$. Входное сопротивление в данном усилителе значительно больше, чем в схеме рис. 2.9, *а*, так как здесь осуществля-

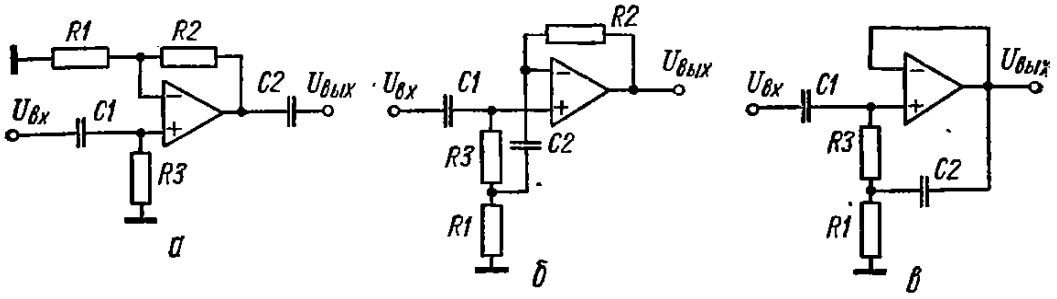


Рис. 2.9. Схемы усилителей переменного напряжения

ется компенсация входного тока: $R_{вх} \approx R_3 K_у/K$. При $R_2 = 0$ схема рис. 2.9, *б* преобразуется в повторитель напряжения с высоким входным сопротивлением (рис. 2.9, *в*).

В усилителях переменного напряжения целесообразно использовать только один источник питания положительной или отрицательной полярности. Однако при этом на входе ОУ необходимо включать цепь для формирования напряжения смещения, с помощью которой на выходе ОУ устанавливается напряжение, равное половине напряжения питания. Так, в схеме рис. 2.10, *а* напряжение смещения формируется делителем напря-

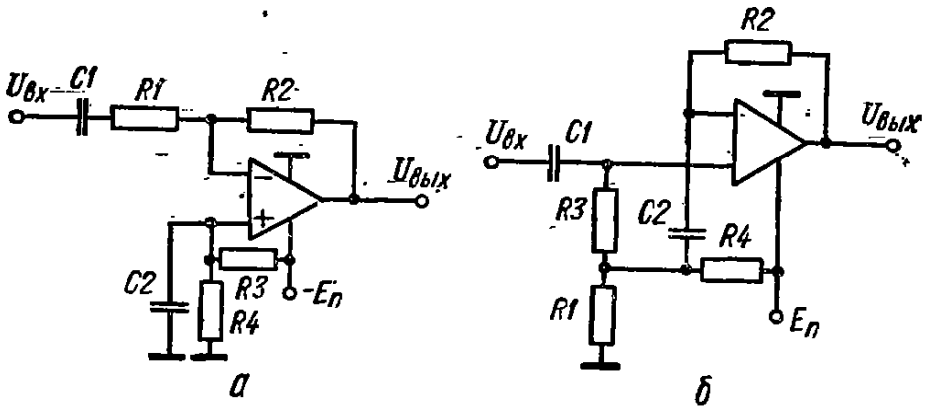


Рис. 2.10. Схемы усилителей переменного напряжения с одним источником питания

жения *R3*, *R4*, при этом $R_3 = R_4$. Коэффициент передачи для данной схемы при $x_{c1} \ll R_1$ $K = R2/R1$. Конденсатор *C2* предназначен для подавления пульсаций. В схеме рис. 2.10, *б* напряжение смещения формируется делителем *R1*, *R4*. Для данной схемы при $x_{c1} \ll R_3$, $x_{c2} \ll R_1 \| R_4$ $K = 1 + R_2/(R_1 \| R_4)$.

В рассмотренных схемах используется емкостная развязка входных цепей. Очевидно, что при подключении входного сигнала разделительный конденсатор *C1* будет заряжаться с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$ (рис. 2.10, *а*), что обусловливает большое время установления номинального режима работы *ОУ*.

Для усиления инфранизких частот можно использовать схемы усилителей, в которых постоянная составляющая вычитается с помощью пикового детектора и дифференциального усилителя. На рис. 2.11, *а* показана схема усилителя инфранизких частот, в которую входят пиковый детектор на *ОУ1*, *ОУ2*, усилитель-сумматор на *ОУ3* и экстрематор *Эк*. Амплитудное значение входного сигнала положительной полярности запоминается на конденсаторе *C1*. При этом выходное напряжение пикового детектора (выход *ОУ2*) будет иметь отрицательную полярность. Поскольку амплитудное значение входного сигнала представляет собой сумму переменной и постоянной составляющих, то при суммировании входного текущего сигнала и запомненного амплитудного значения (с инвертированной полярностью) на выходе усилителя будет сформирована переменная

составляющая сигнала (рис. 2.11, *в*). Для отслеживания изменения уровня максимального значения входного сигнала конденсатор *C1* кратковременно закорачивается с помощью транзистора *V1* в моменты изменения знака производной входного сигнала. Формирование импульсов, управляющих транзистором *V1*, осуществляется экстрематором *Эк*.

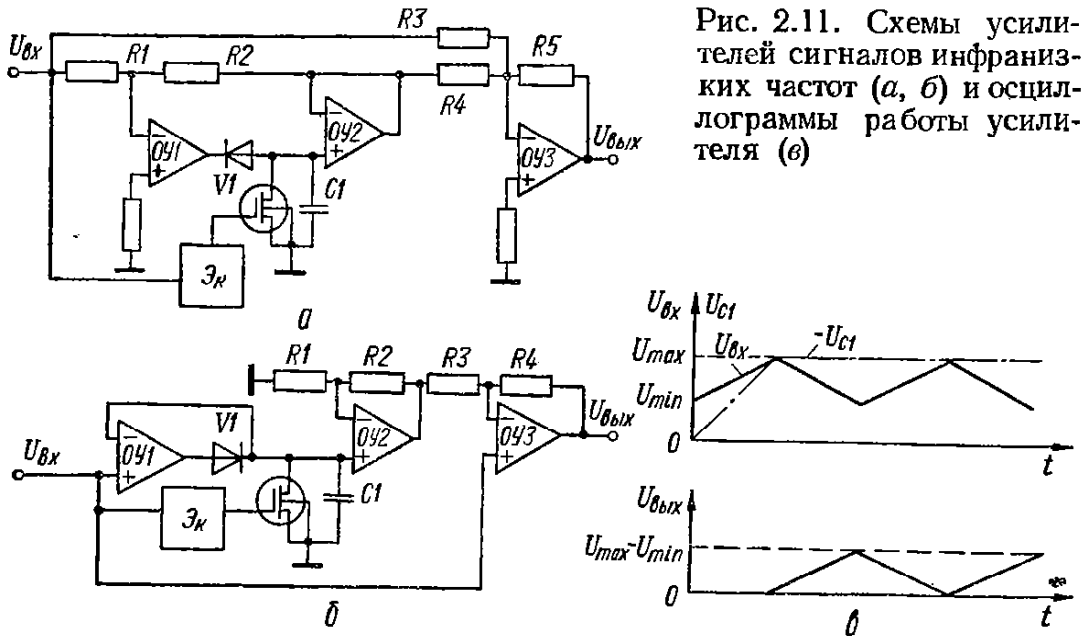


Рис. 2.11. Схемы усилителей сигналов инфранизких частот (*а*, *б*) и осциллограммы работы усилителя (*в*)

Передаточная функция усилителя при выполнении условия $R_1R_4 = R_2R_3$ имеет следующий вид:

$$U_{\text{вых}} = K\,(U_{\text{вх}}^{\max} - U_{\text{вх}}),$$

где $K = R_5/R_3$.

Переменные составляющие входного и выходного сигналов в данном усилителе находятся в противофазе. Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} \geqslant R_3 \parallel R_1.$$

В схеме усилителя инфранизкочастотных сигналов (рис. 2.11, *б*), имеющего высокое входное сопротивление, используют пиковый детектор на *ОУ1*, дифференциальный усилитель на *ОУ2*, *ОУ3* и экстрематор *Эк*.

Функция передачи усилителя при условии $R_2R_4 = R_1R_3$ имеет следующий вид

$$U_{\text{вых}} = (1 + R_4/R_3)\,(U_{\text{вх}} - U_{\text{вх}}^{\max}).$$

Входное сопротивление усилителя определяется входными сопротивлениями *ОУ1* и *ОУ3*.

6. УСИЛИТЕЛИ С РЕГУЛИРУЕМЫМ КОЭФФИЦИЕНТОМ ПЕРЕДАЧИ

Схемы усилителей с полевыми транзисторами в качестве регулирующих элементов. Использование полевых транзисторов в качестве переменных сопротивлений позволяет получить высокое быстродействие усилителей (по управляющему входу). Уровень нелинейных искажений в таких усилителях определяется не только уровнем переменной составляющей на полевом транзисторе, но и уровнем управляющего напряжения, так как зона триодного режима работы транзистора с изменением управляющего напряжения изменяется в больших пределах.

Канал полевого транзистора при малых напряжениях сток — исток эквивалентен линейному переменному сопротивлению, которое зависит от напряжения затвор — исток [12, 18]. Из различных типов полевых транзисторов в качестве управляемого линейного сопротивления наиболее широко используют транзисторы с управляющим *p-n*-переходом (ПТУП), так как их выходные характеристики на начальном участке имеют достаточно высокую симметрию относительно тока стока, т. е. $I_{\text{с}}\,(U_{\text{си}}) = -I_{\text{с}}\,(U_{\text{си}})$.

На выходных характеристиках полевого транзистора, приведенных на рис. 2.12, *а*, штриховой линией, проведенной через границу насыщения $U_{си} = U_{си0} - U_{зи}$, выделены два участка: участок триодного режима, где ПТУП можно рассматривать как управляемое сопротивление, и участок насыщенного режима, где ПТУП представляет собой источник тока (при $U_{зи} = \text{const}$). Аналитически оба режима можно выразить следующим образом [18]:

$$I_{с.иас} = I_{с0}(1 - U_{зи}/U_{си0})^2, \qquad (2.19)$$

где $U_{зи}$ — напряжение затвор — исток; $I_{с0}$ — начальный ток стока при $U_{зи} = 0$; $U_{си0}$ — напряжение насыщения при $U_{зи} = 0$.

Из выражения (2.19) следует, что ток стока в области насыщения квадратично зависит от управляющего напряжения затвор — исток (рис. 2.12, *б*). Это обстоятельство широко используется при построении различных квадратирующих устройств.

В области триодного режима при малых напряжениях затвор — исток выходная характеристика достаточно хорошо аппроксимируется отрезком синусоиды:

$$I_с = I_{с.нас} \sin\left(\pi \frac{U_{си}}{2U_{си.нас}}\right), \qquad (2.20)$$

где $I_{с.нас}$ — ток насыщения при данном напряжении затвор — исток; $U_{си.иас} = U_{си0} - U_{зи}$ — напряжение насыщения, соответствующее $I_{с.нас}$.

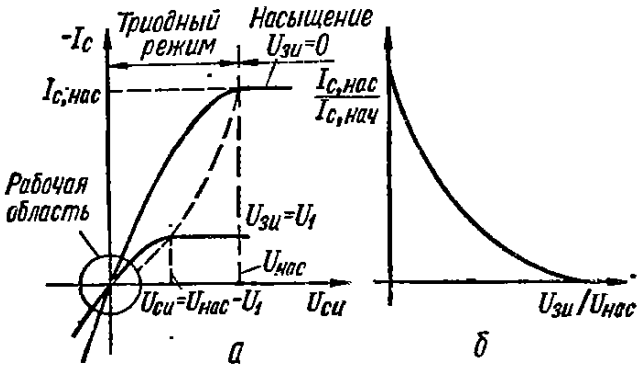


Рис. 2.12. Выходная (*а*) и входная (*б*) характеристики полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом

Зависимость (2.20) часто используется при построении устройств формирования синусоидального сигнала. Из этой зависимости следует, что зона триодного режима зависит от уровня напряжения затвор — исток, что необходимо учитывать при выборе допустимого значения переменного напряжения на регулирующем элементе.

Сопротивление канала ПТУП в насыщенном режиме есть величина, обратная крутизне выходной характеристики $I_с(U_{си})$, т. е.

$$R_{си} = \partial U_{си}/\partial I_с.$$

При использовании ПТУП в усилителях в качестве регулирующего элемента можно рекомендовать $U_{си} < 100$—200 мВ, при этом характеристику управления можно аппроксимировать следующей функцией:

$$R_{си} = R_{си0}/(1 - U_{зи}/U_{отс}), \qquad (2.21)$$

где $R_{си0} = 1/S_0$ — сопротивление канала при $U_{зи} = 0$ и $U_{си} = 0$; $U_{отс}$ — напряжение отсечки; S_0 — крутизна выходной характеристики при $U_{зи} = 0$.

Смещая в прямом направлении *p-n*-переход, сопротивление канала транзистора можно уменьшить до величины

$$R_{си}^{\min} = R_{си0}U_{отс}/(U_{отс} + \varphi_к),$$

где $\varphi_к$ — контактная разность потенциалов *p-n*-перехода.

Температурная зависимость сопротивления канала транзистора определяется температурным коэффициентом $U_{отс}$ и температурным коэффициентом проводимости канала, имеющим противоположные знаки. Однако температурная компенсация достигается только при больших значениях $R_{си}$. Температурный коэффициент $U_{отс}$ определяется температурным дрейфом *p-n*-перехода, равным 2—2,2 мВ/°С. Сопротивление канала транзистора при сравнительно низких $R_{си}$ растет приблизительно на 0,5—0,7 %/°С. Сопротивление запертого канала определяется током утечки, который и с повышением температуры удваивается на каждые 10 °С. При высоких температурах существенное влияние оказывает ток утечки переходов затвор — сток, затвор — исток.

2.1. Параметры полевых транзисторов с управляющим *p-n*-переходом

Тип транзистора	I_c, мА	S, мА/В	$U_{отс}$, В	Примечание
504НТ1А	0,1—0,7	$\geqslant$0,3	$\leqslant$4,5	Пара в одном корпусе
504НТ1Б	0,4—1,5	$\geqslant$0,5		$\Delta U_{зи} \leqslant 30$ мВ
504НТ1В	1—2	$\geqslant$0,8		$\Delta U_{зи}/\Delta t \leqslant 50$ мкВ/°С
504НТ3А	1,5—7,5	$\geqslant$1,5	$\leqslant$4,5	
504НТ3Б	5—15	$\geqslant$3		
504НТ3В	10—20	$\geqslant$5		
2П103А	0,55—1,2	0,7—2,1	0,5—2,2	Согласованные пары:
2П103Б	1—2,1	0,8—2,6	0,8—3	$\Delta U_{зи} \leqslant 10$ %
2П103В	1,7—3,8	1,4—3,5	1,4—4	$\Delta S \leqslant 10$ %
2П103Г	3—6,6	1,8—3,8	2—6	$\Delta I_c \leqslant 10$ %
2П103Д	5,4—12	2—4,4	2,8—7	
2П302А	3—24	$\geqslant$5	$\leqslant$5	$U_{си\ max} = 20$ В
2П302Б	18—43	$\geqslant$7	$\leqslant$7	
2П302В	$\geqslant$33	—	$\leqslant$10	
2П303Б	0,5—2,5	1—4	0,5—3	
2П303В	1,5—5	2—5	1,0—4	
2П303Г	3—13	3—7	$\leqslant$8	
2П303Д	3—9	$\geqslant$2,6	$\leqslant$8	$U_{си\ max} = 25$ В
2П303Е	5—20	$\geqslant$4	$\leqslant$8	
2П303Ж	0,3—3	1—4	0,3—3	
2П303И	1,5—5	2—6	0,5—2	

Параметры некоторых современных ПТУП, необходимые для расчета, приведены в табл. 2.1.

Если в паспорте на транзистор дана крутизна S_1 при $U_{зи} = U_{з1}$, то для расчета $R_{си0}$ можно привести эту крутизну к S_0 следующим образом:

$$S_0 = S_1/(1 - \sqrt{U_{з1}/U_{отс}}).$$

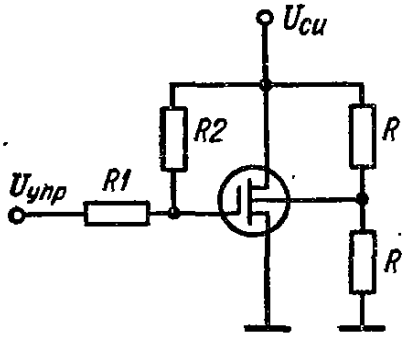


Рис. 2.13. Схема линеаризованного МОП-транзистора

В качестве регулирующего элемента можно также использовать МОП-транзисторы. В области триодного режима характеристики МОП-транзистора описываются уравнением [13, 17]

$$I_c = \beta_п U_{си}(U_{зи} - U_{отс} - 0{,}5U_{си}),$$

где $\beta_п$ — коэффициент пропорциональности, определяемый конструкцией транзистора.

Из данного выражения следует, что функция $I_c = f(U_{си})$ нелинейна и, чтобы ее линеаризировать, необходимо выполнить соотношение $U_{зи} = 0{,}5U_{си}$. Это условие выполняется в схеме, показанной на рис. 2.13. Если внутренние сопротивления источников напряжения $U_{си}$ и $U_{упр}$ равны нулю и $R_1 = R_2$, то $U_{зи} = 0{,}5(U_{упр} + U_{си})$. Следовательно, канал транзистора в этом случае имеет проводимость $\sigma_{си} = 1/R_{си} = I_c/U_{си} = \beta_п(0{,}5U_{упр} - U_{отс})$. Начальное значение проводимости канала $\sigma_{си0} = \beta_п U_{отс}$ можно скомпенсировать подачей на затвор напряжения смещения, равного напряжению отсечки $U_{отс}$. Для симметрирования функции управления $\sigma_{си} = f(U_{упр})$ при заданном $U_{си}$ на подложку транзистора через высокоомный делитель напряжения подается половина напряжения сток — исток.

Температурный коэффициент проводимости канала

$$\alpha_{T^\circ} = \frac{1}{\sigma_{си}} \partial\sigma_{си}/\partial T^\circ = \frac{\partial U_{отс}}{\partial T^\circ} \frac{1}{U_{отс} - 0{,}5U_{упр}},$$

где $\partial U_{отс}/\partial T^\circ \approx (2 - 3)\ 10^{-3}$ В/К.

Схемы включения полевых транзисторов в качестве регулирующих элементов показаны на рис. 2.14.

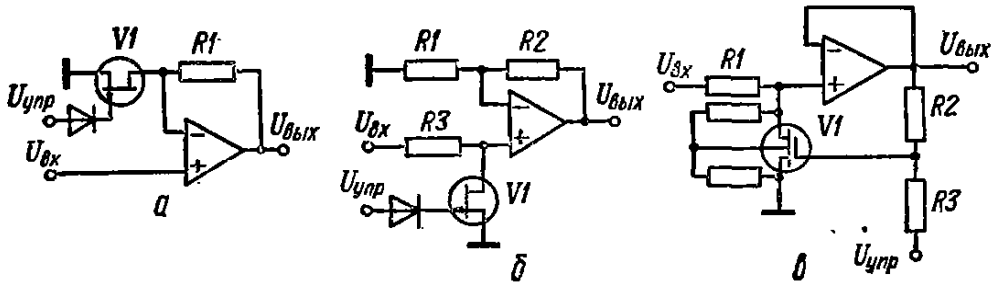


Рис. 2.14. Схемы усилителей напряжения с полевыми транзисторами в качестве регулирующих элементов

Для схемы рис. 2.14, *а* можно записать

$$K = 1 + (1 - U_{упр}/U_{отс})\, R_1/R_{си0}, \qquad (2.22)$$

где $U_{упр}$ — управляющее напряжение.

Из выражения (2.22) следует, что характеристика управления данного усилителя линейная (с точностью аппроксимации характеристики ПТУП функцией (2.21)).

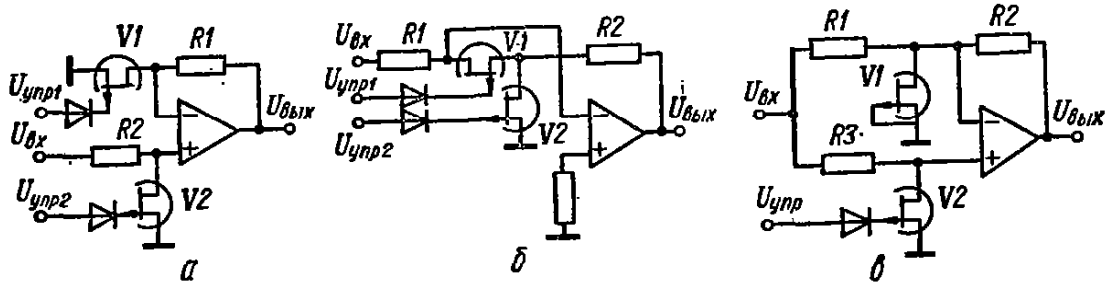


Рис. 21.5. Схемы усилителей напряжения с согласованной парой полевых транзисторов в качестве регулирующих элементов

Для схемы рис. 2.14, *б* имеем

$$K = (1 + R_2/R_1)\, R_{V_1}/(R_3 + R_т),$$

где $R_{V_1} = \dfrac{R_{си0}}{1 - U_{упр}/U_{отс}}$ — сопротивление канала транзистора $V1$.

В обеих схемах уровень переменного напряжения (амплитудное значение) ограничивается допустимым уровнем нелинейных искажений. Для однополярных переменных напряжений предельное значение амплитуды сигнала на транзисторе ограничено неравенством $U_{си} < U_{отс} - U_{упр}$. Очевидно, что ПТУП необходимо выбирать с большим напряжением $U_{отс}$.

На рис. 2.14, *в* показана схема управляемого активного делителя напряжения [1], где в качестве регулирующего элемента используется МОП-транзистор с линеаризированной характеристикой. Отличительной особенностью данной схемы является наличие полной развязки между управляющим и выходным напряжением. Эта развязка осуществляется с помощью повторителя напряжения, построенного на ОУ.

Значительно лучшие результаты в части уменьшения нелинейных искажений и температурной стабильности можно получить при использовании согласованных пар полевых транзисторов. Схема усилителя, где используется согласованная пара транзисторов, показана на рис. 2.15, *а*. В данной схеме управление коэффициентом передачи можно

осуществлять по двум входам. Коэффициент передачи усилителя

$$K = \frac{R_{V2}}{R_3 + R_{V2}}(1 + R_1/R_{V1}),$$

где R_{V1}, R_{V2} — сопротивления каналов соответствующих транзисторов.

Поскольку коэффициенты влияния сопротивлений R_{V1}, R_{V2} на коэффициент передачи усилителя противоположны по знаку, то в данной схеме возможна компенсация температурного дрейфа и нелинейных искажений, вызванных транзисторами *V1*, *V2*. Оптимальная компенсация достигается при $K = 1$, $R_1 = R_2$, $U_{упр1} = U_{упр2}$.

Для схемы рис. 2.15, *б* можно записать следующее выражение:

$$K = -R_э/R_1, \qquad (2.23)$$

где $R_э = R_{V1} + R_2 + R_{V1}R_2/R_{V2}$.

Из выражения (2.23) следует, что характеристика управления линейна по управляющему входу *2* (при $U_{упр1} = \text{const}$) и нелинейна (обратно пропорциональное регулирование) по управляющему входу *1* (при $U_{упр1} = U_{упр2}$).

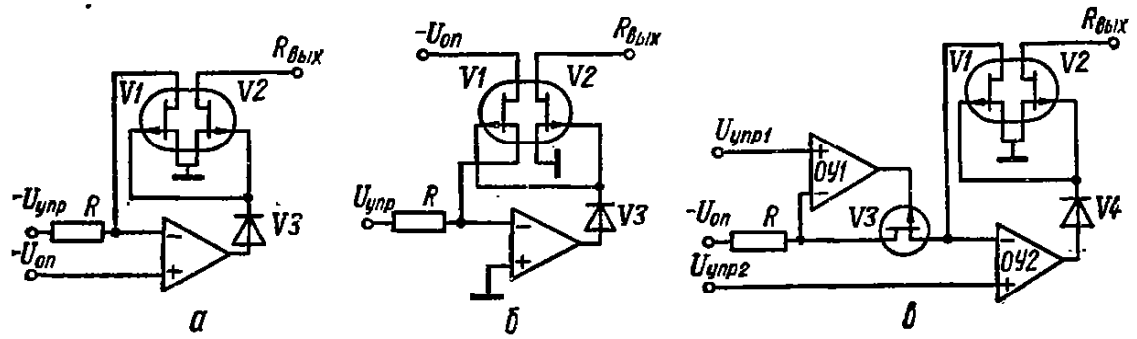


Рис. 2.16. Схемы управляемых сопротивлений, построенных на основе согласованной пары полевых транзисторов

Оптимальная компенсация температурного дрейфа и нелинейных искажений в данном случае достигается при выполнении условия

$$R_{V1} = R_{V2}(1 + n),$$

где $n = R_{V2}/R_2$.

Учитывая, что обычно $n \ll 1$, можно принять $R_{V1} = R_{V2}$. В этом случае при одновременном управлении по входам *1* и *2* осуществляется диапазонная компенсация нелинейных искажений.

Для получения знакопеременного коэффициента передачи в зависимости от уровня управляющего сигнала можно использовать балансные схемы, в которых при переходе через точку, где $K = 0$, фаза выходного напряжения изменяется дискретно на 180°. Вариант такого усилителя с термокомпенсацией при использовании согласованной пары ПТУП показан на рис. 2.15, *в*. Коэффициент передачи в данном случае

$$K = \frac{R_{V2}}{R_3 + R_{V2}}\left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_{V_1}}\right) - \frac{R_2}{R_1}.$$

Отсюда следует, что коэффициент передачи усилителя равен нулю при условии $R_2R_3 = R_1R_{V2} + R_1R_2R_{V1}/R_{V2}$.

Оптимальное условие для компенсации нелинейных искажений и температурного дрейфа, в данной схеме: $K = 1$, $R_{V1} = R_{V2}$, $R_3 = R_1 \| R_2$.

Для усилителей, где требуется повышенная точность и стабильность характеристик управления, можно использовать согласованные пары ПТУП с принудительным точным заданием сопротивления канала одного из ПТУП (рис. 2.16) [11].

В схеме рис. 2.16, *а* сопротивление канала *V1*

$$R_{V1} = R_{V2} = R/(1 - U_{упр}/U_{оп}),$$

т. е. параметры транзистора *V1* не оказывают влияния на R_{V1}. Следовательно, транзистор *V2* также будет иметь стабильное сопротивление канала как идентичный с *V1* и управляемый тем же напряжением.

Для схемы рис. 2.16. *б* можно записать

$$R_{V1} = R_{V2} = RU_{оп}/U_{упр}.$$

Данная характеристика управления представляет собой гиперболическую зависимость сопротивления канала от управляющего напряжения. Для получения линейной зависимости резистор необходимо заменить источником тока, управляемым входным напряжением.

На рис. 2.16, *в* показана схема управляемого сопротивления, где используется источник тока, построенный на элементах *ОУ1*, *R*, *V3*. Для данной схемы можно записать

$$R_{V1} = R_{V2} = RU_{упр2}/(U_{оп} - U_{упр1}).$$

Отсюда видно, что характеристика управления линейна по входу *2* и обратно пропорциональна по входу *1*.

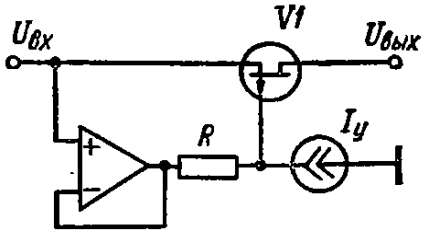


Рис. 2.17. Схема управляемого сопротивления, построенная на основе «взвешенного» полевого транзистора

В рассмотренных схемах управляемого сопротивления максимальное значение коэффициента перекрытия ($K_{R_V} = R_V^{max}/R_V^{min}$) определяется в основном качеством ОУ и для большинства современных ОУ не превышает 200—500.

Для усилителей, в которых не допускается заземления управляемого сопротивления, можно использовать схему управления полевым транзистором, показанную на рис. 2.17. В данной схеме управляющее напряжение затвор — исток не зависит от потенциала истока: $U_{зи} = I_у R$, где $I_у$ задается управляемым источником тока. Повторитель напряжения на ОУ включен для развязки входной цепи от цепи управления, что исключает влияние тока $I_у$ на ток канала *V1*.

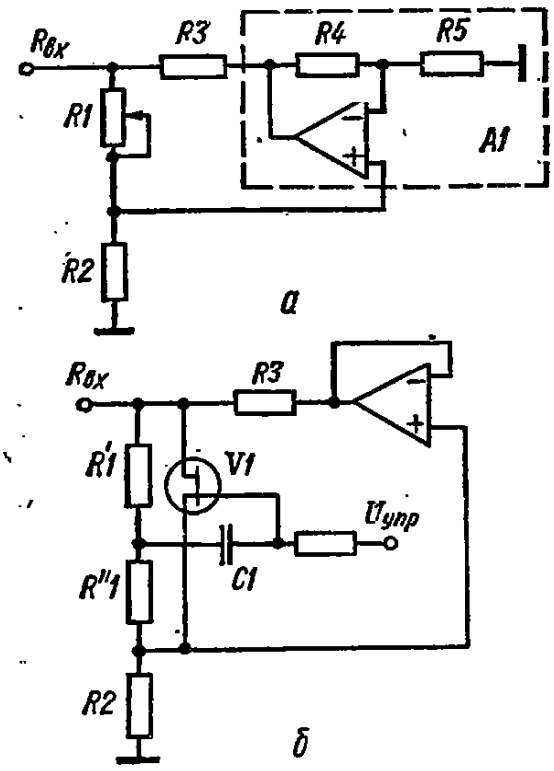


Рис. 2.18. Схемы управляемого электронного сопротивления

Другой вариант управляемого сопротивления показан на рис. 2.18 [15]. Рассмотрим упрощенную схему, показанную на рис. 2.18, *а*. В данной схеме вместо полевого транзистора включено переменное сопротивление *R1*. Запишем следующие очевидные равенства

$$I_{R3} = (U_{вх} - U_{вых\ ОУ})/R_3;$$

$$U_{выхОУ} = R_2 U_{вх} K/(R_1 + R_2); \quad K = 1 + R_4/R_5,$$

где K — коэффициент передачи усилителя *A1*.

Если обеспечить $R_3 \ll (R_1 + R_2)$, то при $I_{вх} \approx I_{R3}$ величина входного сопротивления

$$R_{вх} = R_3 \frac{1}{1 - KR_2/(R_1 + R_2)}.$$

Отсюда следует, что входное сопротивление данного устройства зависит от коэффициента передачи усилителя *A1* и величины переменного сопротивления *R1*. Если вместо *R1* включить полевой транзистор, то (рис. 2.18, *б*):

$$R_{вх} = R_3 \left(1 + \frac{R_2}{R_V \| R_1}\right),$$

где R_V — сопротивление канала транзистора *V1*.

Отсюда следует, что сопротивление $R_{вх}$ максимально при минимальном сопротивлении канала полевого транзистора. Резисторы *R1'*, *R1''* и конденсатор *C1* образуют цепь ООС для транзистора *V1*.

Схемы усилителей с резисторными оптронами в качестве регулирующих элементов. Наиболее перспективными элементами для усилителей с регулируемым коэффициентом усиления являются резисторные оптроны, имеющие линейную выходную характеристику в широком диапазоне изменения напряжения и гальваническую развязку цепей управления. Одним из первых резисторных оптронов, серийно выпускаемых отечественной промышленностью, является оптрон АОР104, состоящий из фосфидогаллиевого светодиода и фоторезистора из сернистого и селенистого кадмия. Выходные характеристики

2.2. Оптроны резисторные

Тип	$I_{вх\ max}$, мА	$P_{вых\ max}$, мВт	$I_{вых\ max}$, мА	$R_{св}$, Ом	$R_т$, Ом	$t_{вкл}$, мс	R для $t_{вкл}$, Ом	$t_{выкл}$ по уровню $0{,}5R_{вых}$, мс	Электрическая схема
АОР104А	11	25	0,3	$\leqslant 10^5$	$\geqslant 25 \cdot 10^7$	$\leqslant 10$	$22 \cdot 10^7$	$\leqslant 200$	
АОР104Б			0,7	$\leqslant 5 \cdot 10^4$				$\leqslant 100$	
ОЭП-3	15	40	3,5	$\leqslant 1{,}2 \cdot 10^3$	$\geqslant 3 \cdot 10^8$	$\leqslant 150$	$4 \cdot 10^6$	$\leqslant 100$	
ОЭП-6	10	10	0,2	$\leqslant 2 \cdot 10^3$	$\geqslant 10^6$	$\leqslant 120$	$2 \cdot 10^5$		
ОЭП-7									
ОЭП-16	10	5		$\leqslant 10^3$	$\geqslant 10^7$	$\leqslant 0.5$	10^5		

этого оптрона можно аппроксимировать следующими функциями [9]:

$$I_{вх} = 1{,}94\,(e^{0{,}3U_{вх}} - 1);$$

$$R_ф = 19{,}8 \ln (I_{вх} + 3{,}67). \qquad (2.24)$$

Температурная стабильность оптрона АОР104 весьма низкая. Так, при измененни температуры от —50 до 65 °С световое сопротивление возрастает в 4—5 раз.

Широкие возможности открывают спаренные оптроны типа ОЭП-6, ОЭП-7, ОЭП-16, параметры которых приведены в табл. 2.2.

Сопротивление электрической развязки входных и выходных цепей в современных оптронах достигает 10^{10} Ом при электрической прочности до 500 В.

Основным преимуществом резисторных оптронов перед полевыми транзисторами, используемыми в усилителях в качестве регулирующих элементов, является высокая линейность выходных характеристик и практически идеальная развязка цепей управления. Однако по температурной стабильности и по быстродействию оптроны уступают полевым транзисторам. Рассмотрим типовые схемы усилителей с автоматической регулировкой усилений (АРУ) [10, 14].

Типовая схема устройства, где резисторный оптрон используется в качестве переменного сопротивления, показана на рис. 2.19. Данное устройство, представляющее собой делитель переменного напряжения, имеет коэффициент передачи

$$K = R_2/(R_2 + R_ф),$$

где $R_ф$ — фотосопротивление оптрона $D1$.

Поскольку постоянное напряжение на резисторе $R2$ с помощью ООС через ОУ всегда устанавливается равным управляющему напряжению $U_{упр}$, то

$$R_ф = R_2 E/U_{упр} - R_1 + R_2.$$

В диапазоне частот, где выходной емкостью оптрона можно пренебречь, сопротивление $R_ф$ для переменной составляющей напряжения также определяется данным выражением, так как переменная составляющая напряжения фильтруется фильтром $R4$, $C1$, вследствие чего цепь ООС замкнута только по постоянному напряжению. Очевидно, что данная схема может использоваться в том случае, если сопротивление нагрузки есть величина постоянная.

На рис. 2.20, *а* показана схема усилителя, для которого

$$K = 1 + R_ф/R_1,$$

где $R_ф = U_{упр}R_1/E$.

Принцип действия данного усилителя легко уяснить, если рассматривать *ОУ2* как устройство сравнения управляющего напряжения с постоянной составляющей напряжения на выходе *ОУ1*, выделяемой фильтром *R4*, *С3*. Если к точности коэффициента передачи не предъявляется жестких требований, то данную схему можно упростить.

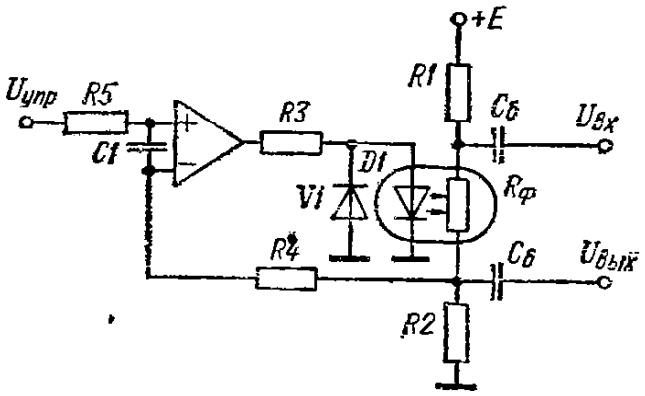


Рис. 2.19. Схема управляемого делителя переменного напряжения

На рис. 2.20, *б* показана упрощенная схема усилителя, в которой вместо ОУ в цепи ООС включен детектор выходного напряжения. Выходное напряжение детектируется светодиодом оптрона *D1*. При этом в результате большой инерционности фотосопротивление оптрона определяется средним значением светового потока. Для устранения заряда конденсатора постоянной составляющей тока светодиода параллельно и встречно ему включен диод *V1*. Коэффициент передачи данной схемы

$$K = 1 + R_ф/R_1,$$

где $R_ф = 19{,}8 \ln (I_{вх} + 3{,}67)$; $I_{вх}$ — интегральное значение тока, протекающего через светодиод оптрона *D1*. Автоматическая регулировка коэффициента передачи усилителя в данном случае осуществляется за счет эффекта усиления оптрона, имеющего большую

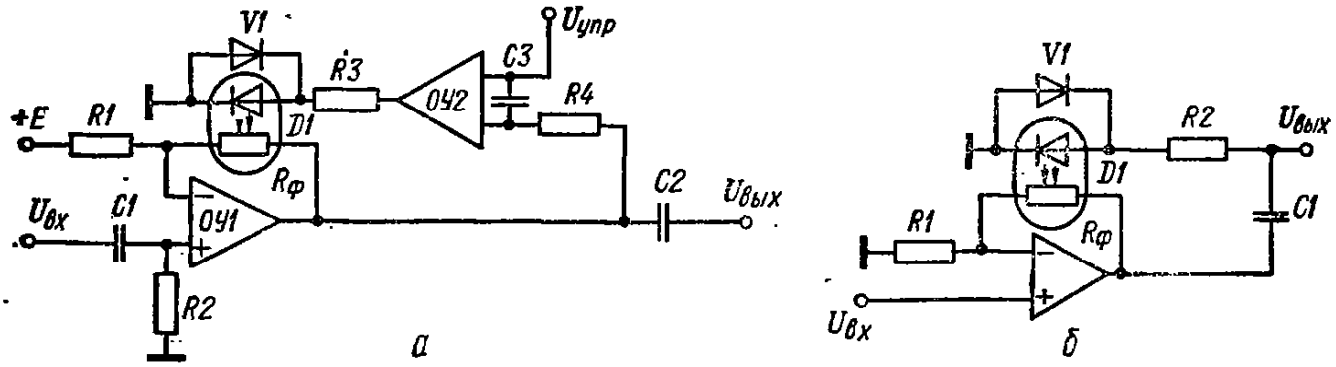


Рис. 2.20. Схемы усилителя переменного напряжения с АРУ

крутизну характеристики $R_ф$ ($I_{вх}$) в рабочем диапазоне входных токов. Схема пригодна для сигналов, период которых во много раз меньше постоянной времени оптрона.

Для получения высокой стабильности коэффициента передачи используются точные управляемые преобразователи переменного напряжения, включаемые в цепи ООС усилителя [8]. В качестве таких преобразователей можно использовать преобразователи среднего или эффективного значения напряжения. Схема усилителя с знакопеременным коэффициентом передачи показана на рис. 2.21. Коэффициент передачи данного усилителя

$$K = \frac{R_3}{R_3 + R_ф}(1 + R_2/R_1) - \frac{R_2}{R_1},$$

где $R_ф = 19{,}8 \ln (I_{вх} + 3{,}67)$; $I_{вх} \approx (U_{ППН} - U_{упр}) K_{ОУ2}/R_4$; $U_{ППН}$ — выходное напряжение преобразователя ППН; $K_{ОУ2}$ — коэффициент передачи дифференциального

усилителя *ОУ2*. Точность коэффициента передачи практически полностью определяется точностью ППН.

Усилители с дискретно регулируемым коэффициентом передачи.

В качестве регулирующего элемента в усилителях с дискретно регулируемым коэффициентом передачи можно использовать резистивные матрицы, управляемые кодом. Резистивная матрица может включаться как на входе, так и в цепи ООС усилителя. Схемы усилителей с матрицами типа $R = 2R$, включенными на входе, рассматриваются в разделе «цифроаналоговые преобразователи». Рассмотрим усилители с матрицей типа $R = 2R$, включенной в цепи ООС.

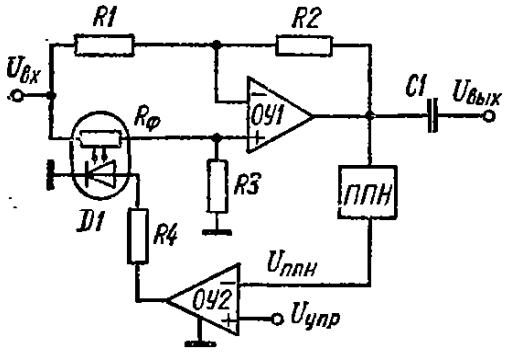


Рис. 2.21. Схема управляемого усилителя переменного напряжения с знакопеременным коэффициентом передачи

На рис. 2.22 показаны две схемы усилителей с резистивными матрицами типа $R = 2R$, включенными в цепь ООС. Для схемы усилителя (рис. 2.22, *а*) можно записать следующие соотношения:

$$I_{вх} = I_{ООС},\quad I_{вх} = U_{вх}/R_а;$$

$$I_{ООС} = \frac{U'_m}{2R} = \frac{U_{вых}}{3 \cdot 2R2^{m-1}} \sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i}.$$

Из данных соотношений находим коэффициент передачи

$$K = 3RN_0/R_аN,$$

где $N_0 = 2^m$; a_i — разрядные коэффициенты кода N; $N = \sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i}$ — числовое значение текущего кода.

Если $R_а = 3R$, то

$$K = N_0/N.$$

Основными требованиями к ключам $S1 — S_m$ в данной схеме является требование минимального сопротивления открытого канала транзистора (если используются транзисторные ключи) и коммутации сравнительно высоких напряжений (±15 В).

Для схемы усилителя (рис. 2.22, *б*) можно записать следующие соотношения:

$$I_{вх} = I_{ООС},\quad I_{вх} = U_{вх}/R_а,$$

$$I_{ООС} = U_{вых}N/RN_0.$$

Из данных соотношений находим коэффициент передачи

$$K = RN_0/R_аN.$$

Если $R_а = R$, то $K = N_0/N$.

Здесь основным требованием к ключам $S1 — S_m$ является требование коммутации сравнительно малых токов. Поэтому суммарный ток утечки по цепям управления ключами, поступающий в суммирующую точку усилителя, должен быть по крайней мере меньше $0{,}5I_m$, где I_m — ток m-го разряда.

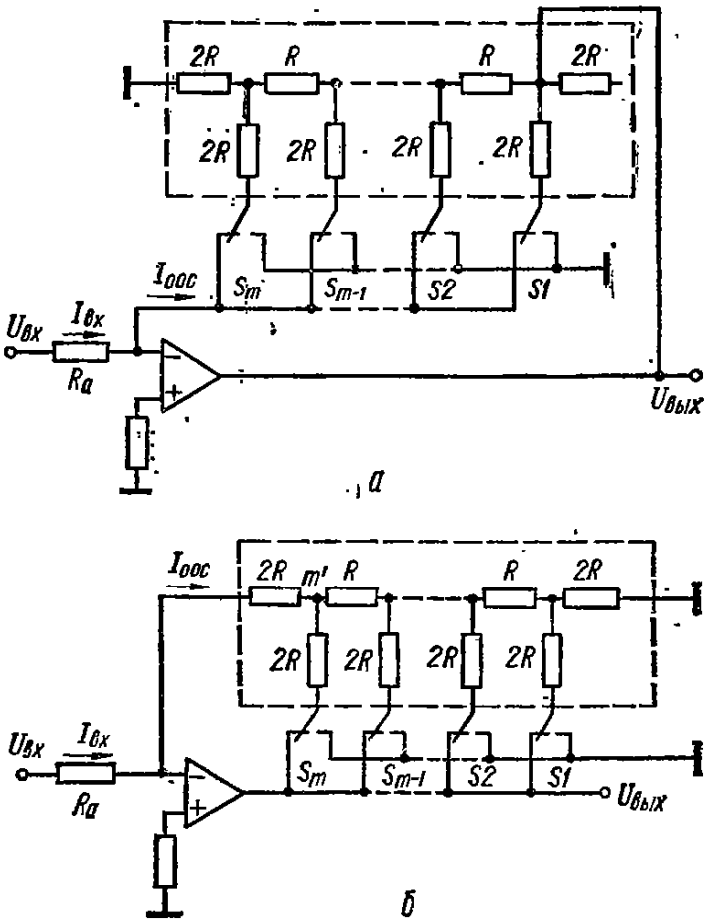


Рис. 2.22. Схемы усилителя с дискретно регулируемым коэффициентом передачи

7. УСИЛИТЕЛИ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В схеме усилителя смещенных импульсов (рис. 2.23 [16]) при отсутствии входных импульсов напряжение смещения (постоянное напряжение на выходе источника сигнала) компенсируется с помощью пикового детектора, включенного в цепь ООС. При этом выходное напряжение усилителя равно нулю (точнее напряжению смещения *ОУ2*). Вход-

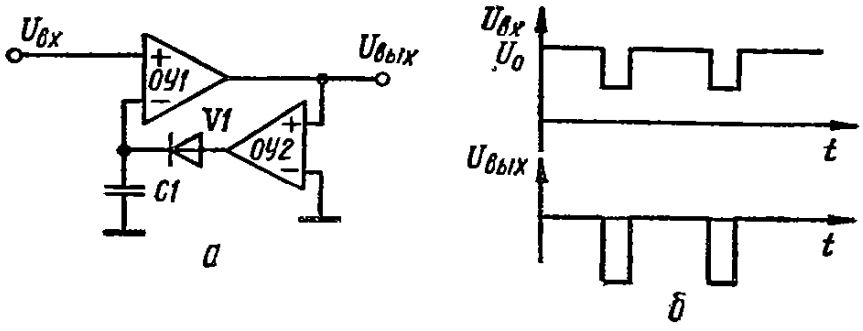


Рис. 2.23. Схема усилителя смещенных однополярных импульсов

ной импульс отрицательной полярности усиливается с помощью *ОУ1* (цепь ООС размыкается), при этом длительность выходного импульса будет равна длительности входного импульса, а амплитуда определяется напряжением ограничения или насыщения выходного напряжения *ОУ1*. Для положительной полярности входных импульсов необходимо изменить полярность включения диода *Д1*. Таким образом данный усилитель усиливает только переменную составляющую входного сигнала определенной полярности.

Схема усилителя смещениых двухполярных импульсов показана на рис. 2.24 [2]. На выходе данного усилителя формируются импульсы определенной полярности с ампли-

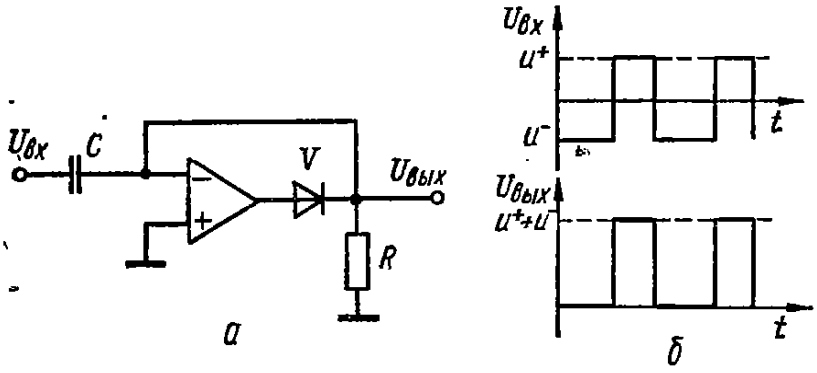


Рис. 2.24. Схема усилителя смещенных двухполярных импульсов

тудой, равной полному размаху входного разнополярного сигнала. При отрицательной полярности входного импульса конденсатор *С* заряжается с помощью ОУ до амплитудного значения ($U_C = U^+_{вх}$). При положительной полярности входного импульса выходное напряжение будет представлять собой сумму напряжений на конденсаторе и входного

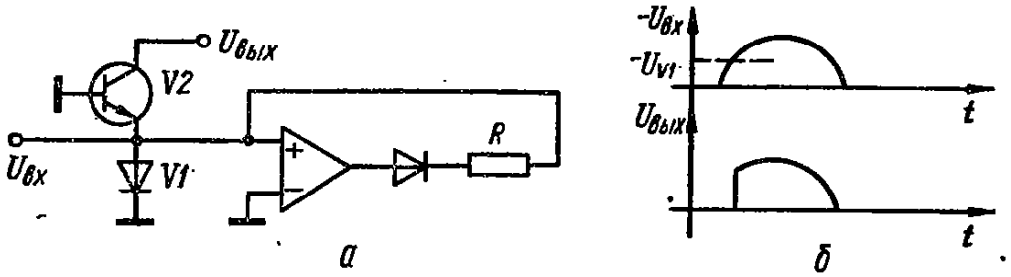


Рис. 2.25. Схема усилителя импульсов с переменной петлей гистерезиса

импульса, т. е. $U_{вых} = U^+_{вх} + U^-_{вх}$. Для умеиьшения выходного сопротивления усилителя на выходе целесообразно включить повторитель напряжения.

Схема усилителя импульсных сигналов с изменяемой петлей гистерезиса показана на рис. 2.25 [3]. В исходном состоянии диод *V1* удерживается в открытом состоянии с помощью ОУ, охваченного ПОС. Ток, протекающий через данный диод, $I_{V1} \approx U^+_{выхОУ}/R$, где $U^+_{выхОУ}$ — напряжение насыщения ОУ. Транзистор *V2* в исходном состоянии заперт,

поскольку на его переходе эмиттер — база присутствует напряжение, равное U_{V1}, где U_{V1} — напряжение на диоде *V1*. Таким образом, порог срабатывания данного усилителя определяется напряжением U_{V1}. При поступлении входного импульса отрицательной полярности, амплитуда которого достаточна для запирания диода *V1* (входной ток должен превысить ток I_{V1}), положительная обратная связь ОУ отключается, что приводит к скачкообразному изменению напряжения эмиттер — база транзистора *V2*. При этом транзистор *V2* открывается и передает на выход входной импульс. Поскольку в дальнейшем скачкообразное изменение напряжения на диоде *V1* происходит только при $U_{вх} \approx 0$ и $U_{V1} \approx 0$ (при включении ПОС ОУ), то задний фронт входного импульса полностью передается на выход (рис. 2.25, *б*). Порог включения усилителя, равный U_{V1}, после включения уменьшается до нуля. Данный усилитель может использоваться для усиления переменных сигналов любой формы.

Глава 3

ФИЛЬТРЫ И ФАЗОВЫЕ ЗВЕНЬЯ

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ФИЛЬТРАХ

Под электрическим фильтром понимается устройство, пропускающее электрические колебания одних частот и задерживающее колебания других частот. Область частот пропускаемых колебаний, для которых модуль коэффициента передачи не изменяется, точнее, равен некоторой величине с заданной точностью, называется полосой пропускания. Область частот задерживаемых колебаний, для которых модуль коэффициента передачи не превосходит некоторого заданного значения, называется полосой задерживания. В зависимости от формы полос пропускания и задерживания различают следующие типы фильтров: фильтры нижних частот (ФНЧ); фильтры верхних частот (ФВЧ); полосно-пропускающие фильтры (ПФ); полосно-задерживающие (режекторные) фильтры (ПЗФ).

Коэффициент передачи фильтра в общем случае можно записать в виде [15]

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \cdots + b_m p^m}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \cdots + a_n p^n},$$

где $b_0, b_1, \ldots, b_m$; $a_0, a_1, \ldots, a_n$ — вещественные числа; p — оператор Лапласа, для синусоидальных сигналов $p = j\omega$.

Порядок фильтра определяется наибольшей степенью оператора p в знаменателе. Если известны корни $z_1, z_2, \ldots, z_m$ числителя и корни $p_1, p_2, \ldots, p_n$ знаменателя, то коэффициент передачи можно записать в виде

$$K(p) = \frac{b_m}{a_n} \frac{(p - z_1)(p - z_2), \ldots, (p - z_m)}{(p - p_1)(p - p_2), \ldots, (p - p_n)}.$$

При $p = z_i$ коэффициент передачи равен нулю, поэтому корни $z_1, \ldots, z_m$ называют нулями. При $p = p_i$ коэффициент передачи равен бесконечности, поэтому корни $p_1, \ldots, p_n$ называют полюсами.

Коэффициент передачи фильтра полностью определяется значениями нулей и полюсов, а также постоянным сомножителем b_m/a_n.

Фильтры первого порядка. Коэффициент передачи фильтра первого порядка

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p}{a_0 + a_1 p}, \qquad (3.1)$$

где $\operatorname{sign} a_0 = \operatorname{sign} a_1$.

В соответствии с данным выражением коэффициенты передачи соответствующих фильтров можно записать в виде

для ФНЧ при $b_1 = 0$

$$K(p) = b_0/(a_0 + a_1 p);$$

для ФВЧ при $b_0 = 0$

$$K(p) = b_1 p/(a_0 + a_1 p);$$

для идеального интегратора при $a_0 = b_1 = 0$

$$K(p) = b_0/a_1 p;$$

для идеального дифференциатора при $b_0 = a_1 = 0$

$$K(p) = b_1 p / a_0;$$

для фазового контура при $b_0 = -a_0$, $b_1 = a_1$

$$K(p) = (a_1 p - a_0)/(a_1 p + a_0).$$

Фильтры второго порядка. Коэффициент передачи фильтра второго порядка

$$K(p) = \frac{b_0 + b_1 p + b_2 p^2}{a_0 + a_1 p + a_2 p^2}, \tag{3.2}$$

где $\operatorname{sign} a_0 = \operatorname{sign} a_1 = \operatorname{sign} a_2$.

Исходя из выражения (3.2), коэффициенты передачи соответствующих фильтров можно представить в виде:

для ФНЧ при $b_1 = b_2 = 0$

$$K(p) = b_0/(a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ФВЧ при $b_0 = b_1 = 0$

$$K(p) = b_2 p^2/(a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ПФ при $b_0 = b_2 = 0$

$$K(p) = b_1 p/(a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ПЗФ при $b_1 = 0$

$$K(p) = (b_0 + b_2 p^2)/(a_0 + a_1 p + a_2 p^2);$$

для ФК при $b_1 < 0$

$$K(p) = (b_0 - b_1 p + b_2 p^2)/(a_0 + a_1 p + a_2 p^2).$$

Фильтры второго порядка можно реализовать, соединяя соответствующим образом звенья первого и нулевого порядков. Способ такой реализацин вытекает из формы представления коэффициента передачи (3.2) в виде элементарных функций интегрирования, дифференцирования, суммирования. Поскольку способов представления выраженя (3.2) через элементарные функции может быть большое число, то и число возможных схемных решений фильтров второго порядка весьма велико. Если записать функцию передачи фильтра в виде

$$Y(p) = K(p) X(p),$$

где $Y(p)$, $X(p)$ — соответственно выходной и входной сигналы, то возможны следующие разложения [7, 12].

Вариант 1

$$\left.\begin{aligned} Y(p) &= C_0 X(p) + C_1 A_1(p) + C_2 A_2(p); \\ A_1(p) &= X(p)(a_2 p^2 + a_1 p + a_0)^{-1}; \\ A_2(p) &= \frac{1}{\sqrt{a_2}\, p}\,[X(p) - a_0 A_1(p)], \end{aligned}\right\} \tag{3.3}$$

где $C_0 = \frac{b_2}{a_2}$; $C_2 = \frac{b_1}{\sqrt{a_2}} - \frac{b_2}{a_2}\frac{a_1}{\sqrt{a_2}}$; $C_1 = b_0 - \frac{b_2}{a_2} a_0 - \frac{a_1 b_1}{a_2} - \frac{b_2 a_1^2}{a_2^2}$.

Вариант 2

$$\left.\begin{aligned} Y(p) &= \frac{b_2}{a_2} X(p) + A_1(p); \\ A_1(p) &= \frac{1}{p\sqrt{a_2}} A_2(p); \\ A_2(p) &= \frac{1}{\sqrt{a_2}}\left[X(p)\left(b_1 + \frac{b_0}{p}\right) - Y(p)\left(a_1 + \frac{a_0}{p}\right)\right] \end{aligned}\right\}. \tag{3.4}$$

На практике фильтр можно характеризовать тремя параметрами [5]:

ω_0 — характеристическая частота; K_0 — модуль коэффициента передачи на частоте ω, причем $\omega \ll \omega_0$ для ФНЧ, $\omega \gg \omega_0$ для ФВЧ, $\omega = \omega_0$ для ПФ, $\omega = \omega_0$ для ПЗФ; ξ — коэффициент затухания колебаний.

Полоса пропускания $\Delta\omega$ (для ПФ и ПЗФ) и добротность Q связаны с коэффициентом затухания соотношением

$$\xi = \Delta\omega/\omega_0 = 1/Q.$$

Коэффициент затухания (в децибеллах) можно также выразить через модуль коэффициента передачи $|K(p)|$ и коэффициент передачи K_0 на нулевой частоте

$$h = 20 \lg \frac{K_0}{|K(p)|} = 10 \lg [1 + \delta^2 \Phi(p)],$$

где $\Phi(p)$ — функция фильтрации; δ — неравномерность АХЧ в области пропускания колебаний.

В зависимости от требований к АЧХ различают следующие оптимальные фильтры [6, 9]: фильтр Баттерворта, позволяющий получить максимально плоскую АЧХ в полосе пропускания при заданном порядке фильтра (передает импульсы с малыми «всплесками»); фильтр Чебышева, позволяющий получить максимально возможную крутизну АЧХ в переходной области при заданном порядке фильтра (передает импульсы с значительными «всплесками»); фильтр Бесселя, позволяющий получить максимально линейную фазовую характеристику при заданном порядке фильтра (передает импульсы без «всплесков»).

Фильтр Баттерворта. Функция фильтрации $\Phi(p)$ в фильтрах Баттерворта аппроксимируется полиномом вида [6, 12] $\Phi(\Omega) = \Omega^{2n}$, где $\Omega = \omega/\omega_1$, ω_1 — частота, на которой модуль коэффициента передачи имеет затухание, равное заданной величине h_{max}.

Коэффициент передачи ФНЧ Баттерворта

$$K(p) = \frac{K_0 \frac{1}{\delta}}{\prod_{i=1}^{n} (p - p_i)},$$

где $\delta = \sqrt{10^{0,1h_{max}} - 1}$ — неравномерность АЧХ в полосе пропускания;

$$p = j\frac{\omega}{\omega_1} = j\Omega \text{ (при } \delta = 1 - h_{max} = 3 \text{ дБ)};$$

$p_i = \frac{1}{\sqrt[n]{\delta}} \left[\cos\frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{2i-1}{n}\right)\right] \pm j \sin\frac{\pi}{2}\left(1 + \frac{2i-1}{n}\right)\Big]$ — полюса функции;

$n \geqslant \frac{1}{2} \frac{\lg \frac{10^{0,1h_{min}} - 1}{10^{0,1h_{max}} - 1}}{\lg \Omega_2}$ — порядок фильтра (округляется до целого числа в сторону увеличения); $\Omega^2 = \frac{\omega_2}{\omega_1}$ — относительная частота, на которой затухание равно заданной величине h_{min}.

Полоса пропускания фильтров первого и второго порядков, входящих в фильтр Баттерворта, равна полосе пропускания ω_1.

Модуль коэффициента передачи фильтра

$$|K(p)| = K_0 / \sqrt{1 + (10^{0,1h_{max}} - 1)\,\Omega^{2n}}.$$

Фильтр Чебышева. Функция фильтрации в фильтрах Чебышева аппроксимируется полиномом вида $\Phi(\Omega) = T_i^2(\Omega)$, где $T_i(\Omega) = \cos(i \arccos \Omega)$ [6, 12].

Коэффициент передачи ФНЧ Чебышева

$$K(p) = K_0 A / \prod_{i=1}^{n} (p - p_i),$$

где $p = j\omega/\omega_1 = j\Omega$;

$$p_i = \pm \sin \pi \frac{2i-1}{2n} \operatorname{sh}\left(\frac{1}{n} \operatorname{Ar\,sh} \frac{1}{\delta}\right) \pm j \cos \pi \frac{2i-1}{2n} \operatorname{ch}\left(\frac{1}{n} \operatorname{Ar\,sh} \frac{1}{\delta}\right) = \operatorname{Re} \times$$

$\times (p_i) + \operatorname{Im}(p_i)$ — полюса функции (выбираются только в левой p-плоскости); $n \geqslant$

$$\geqslant \frac{\operatorname{Ar\,ch} \sqrt{\dfrac{10^{0,1h_{\min}} - 1}{10^{0,1h_{\max}} - 1}}}{\operatorname{Ar\,ch} \Omega_2}$$ — порядок фильтра (округляется до целого числа в сторону увеличения); $\Omega_2 = \omega_2/\omega_1$ — относительная частота, на которой затухание равно заданному значению $h_{\max}$; $\delta = \sqrt{10^{0,1h_{\max}} - 1}$ — неравномерность АЧХ в полосе пропускания;

$$A = \prod_{i=1}^{n} \sqrt{\operatorname{Re}^2(p_i) + \operatorname{Im}^2(p_i)}.$$

3.1. Сравнительная характеристика различных типов фильтров

Свойство	Метод построения				
	ОК ОС	МК ОС	ОгУс	Пр R	МПС
Минимальное число элементов	—	+	+	+	—
Простота перестройки характеристик	—	+,—	+,—	+	+
Стабильность характеристик	+	+	—	—	+
Возможность получения больших добротностей	+	—	+	+	+
Низкое выходное сопротивление	+	+	+	—	+
Большой коэффициент усиления	+	—	+	—	+
Возможность использования элементов R, C малых величин	+	—	+	+	+

Примечание. Знаками (+), (—) отмечены соответственно наличие и отсутствие данного свойства.

Расчет ФВЧ, ПФ, ПЗФ Баттерворта и Чебышева производится по соответствующим формулам ФНЧ с учетом следующих подстановок [17]:

для ФВЧ $p \to 1/p$;

для ПФ $p \to \dfrac{p^2 + 1}{p\omega_{ср}}$, $\Omega_2 = \dfrac{\omega_2' - \omega_2''}{\omega_1' - \omega_1''}$;

для ПЗФ $p \to \dfrac{p\omega_{ср}}{p^2 + 1}$, $\Omega_2 = \dfrac{\omega_1' - \omega_1''}{\omega_2' - \omega_2''}$,

где ω_1', ω_1'' — граничные частоты, на которых затухание равно заданному значению $h_{\max}$; ω_2', ω_2'' — граничные частоты, на которых затухание равно заданному значению $h_{\min}$; $\omega_{ср} = (\omega_1' - \omega_1'')/\sqrt{\omega_1' - \omega_1''}$ — средняя частота для ПФ и ПЗФ.

Пример. Дано: K_0, затухание на частоте $f = 10$ Гц равно $h_{\max} = 0{,}1$ дБ, затухание на частоте $f_2 = 20$ Гц равно $h_{\min} = 30$ дБ. Определить функцию передачи ФНЧ Баттерворта и Чебышева.

По вышеприведенным формулам определяем $\Omega_2 = \omega_2/\omega_1 = 2n20/2n10 = 2$; $\delta = \sqrt{10^{0,1h_{\max}} - 1} = 0{,}1526$.

Для ФНЧ Баттерворта порядок фильтра $n = 8$;

полюса фильтра $p_1 = 0{,}2467 \pm j1{,}2405$, $p_2 = -0{,}7027 \pm j1{,}0517$, $p_3 = -1{,}0517 \pm j0{,}7027$, $p_4 = -1{,}2405 \pm j0{,}2467$;

коэффициент передачи фильтра

$$K(p) = K_0 / \prod_{i=1}^{n} (p - p_i) = \frac{6{,}552K_0}{(p^2 + 0{,}493p + 1{,}599)(p^2 + 1{,}405p + 1{,}599)} \times$$
$$\times \frac{1}{(p^2 + 2{,}1034p + 1{,}599)(p^2 + 2{,}481p + 1{,}599)},$$

где $p = j\omega/2\pi f = j\omega/2\pi 10$.

Для фильтра Чебышева порядок фильтра $n = 5$; полюса фильтра $p_1 = -0{,}167 \pm j1{,}042$, $p_2 = -0{,}435 \pm j1{,}42$, $p_3 = -0{,}539$;

коэффициент передачи фильтра

$$K(p) = K_0 A / \prod_{i=1}^{n} (p - p_i) = \frac{0{,}844K_0}{(p^2 + 0{,}334p + 1{,}113)(p^2 + 0{,}87p + 2{,}205)} \frac{1}{(p + 0{,}539)}.$$

Рассмотрим сравнительно простые схемы фильтров, отличающиеся друг от друга числом элементов, стабильностью, возможностью управления АЧХ и т. д. Сравнительная характеристика этих фильтров дана в табл. 3.1 [1], где ОК ОС — фильтры с одноконтурной обратной связью; МК ОС — фильтры с многоконтурной обратной связью; ОгУс — фильтры, построенные на основе усилителя с ограниченным коэффициентом усиления; МПС — фильтры, построенные на основе метода переменных состояния; ПрR — фильтры, построенные иа основе инверторов комплексных сопротивлений и проводимостей.

2. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

ФНЧ первого порядка имеют монотонную АЧХ, максимальный иаклон которой в области задерживания колебаний равен —20 дБ/дек. Коэффициент передачи ФНЧ $K(p) = K_0\omega_0/(p + \omega_0)$.

Для установившихся колебаний синусоидальной формы модуль и аргумент коэффициента передачи определяются выражениямн

$$|K(p)| = \left(\frac{K_0^2\omega_0^2}{\omega^2 + \omega_0^2}\right)^{1/2}; \quad \varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_0}.$$

Групповое время запаздывания, представляющее собой время задержки колебаний для группы частот полосы пропускания,

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \frac{\cos^2\varphi}{\omega_0}.$$

Типовая схема и АЧХ ФНЧ первого порядка показаны на рис. 3.1. Для данной схемы имеем

$$K_0 = -R_2/R_1; \quad \omega_0 = 1/R_2C.$$

На частоте ω_0: $|K(p)| = K_0/\sqrt{2}$; $\varphi(\omega_0) = 45°$.

Коэффициент усиления ОУ на частоте ω_0 должен быть не менее 60 дБ, при этом стабильность параметров фильтра будет определяться в основном только стабильностью пассивных элементов $R1$, $R2$, C.

ФНЧ второго порядка. Коэффициент передачи ФНЧ второго порядка (3.2) можно представить в виде

$$K(p) = \frac{K_0\omega_0^2}{p^2 + \xi\omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Модуль и аргумент данной функции:

$$|K(p)| = \sqrt{\frac{K_0^2\omega_0^4}{\omega^4 + \omega^2\omega_0^2(\xi - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2}\right)\right] - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(\frac{2\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2}\right)\right].$$

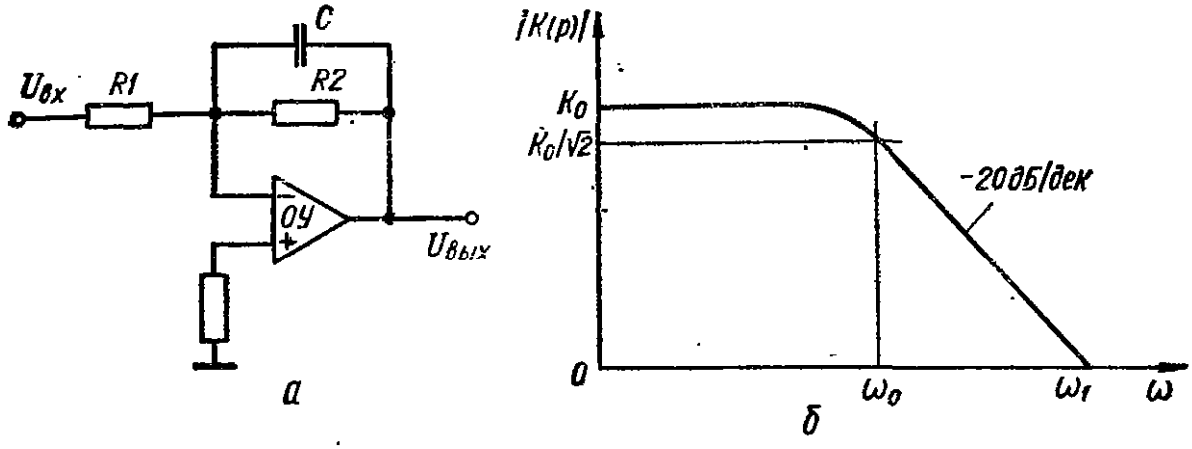


Рис. 3.1. Схема (*а*) и АЧХ (*б*) фильтра нижних частот первого порядка

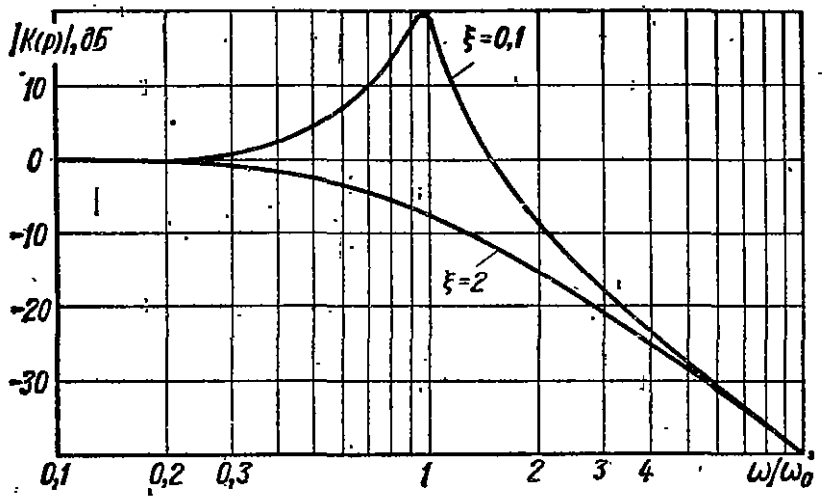


Рис. 3.2. АЧХ фильтра нижних частот второго порядка

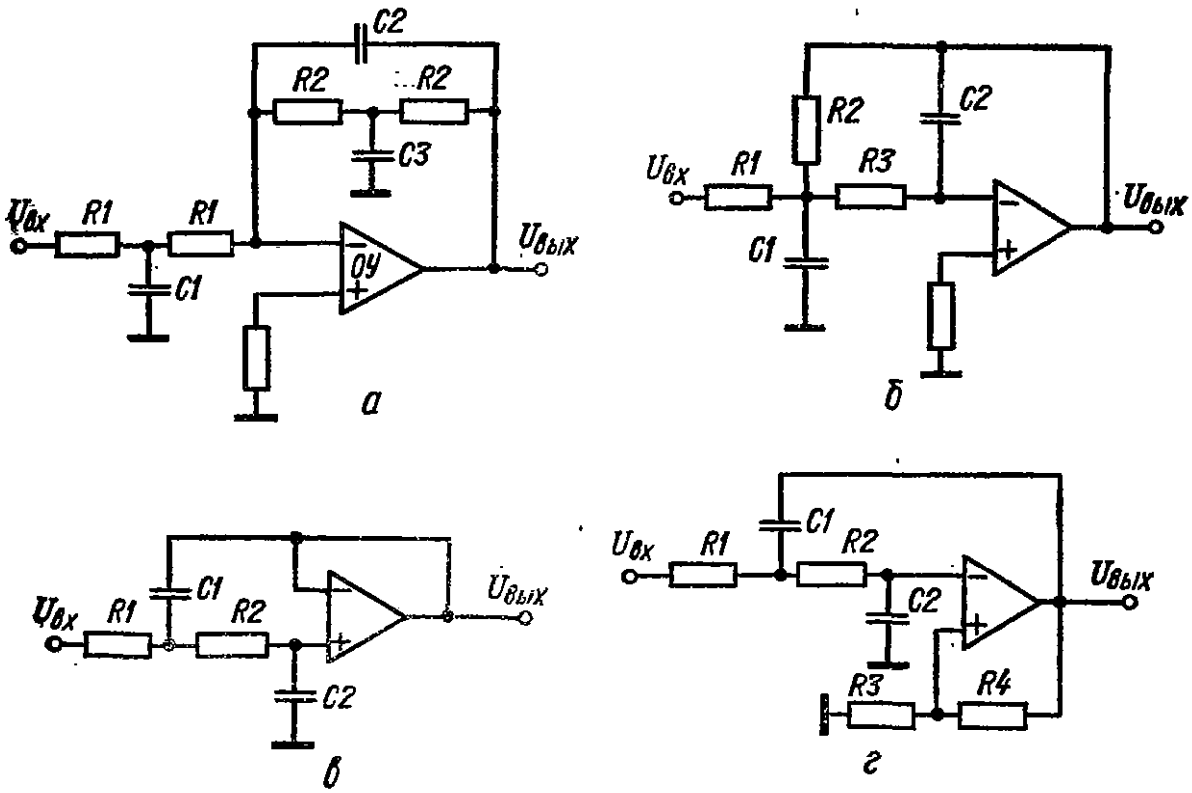


Рис. 3.3 Схемы второго порядка:

а — с Т-образным мостом; *б* — с многоконтурной обратной связью; *в* — с повторнтелем напряжения; *г* — с неинвертирующим усилителем

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2\sin^2\varphi}{\xi\omega_0} - \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}.$$

АЧХ фильтра при $\xi < \sqrt{2}$ имеет «всплеск» в области частоты ω_0 (рис. 3.2). Максимум модуля коэффициента передачи при $\xi < \sqrt{2}$ находится на частоте $\omega\xi = \omega_0 \times \times \sqrt{1 - \frac{1}{2}\xi^2}$. Максимальный наклон АЧХ фильтра при $\xi > \sqrt{2}$ равен —40 дБ/дек.

Рассмотрим фильтры второго порядка на одном ОУ. Основным преимуществом таких фильтров является их простота и экономичность. К недостаткам следует отнести низкую стабильность параметров и сложность осуществления независимой перестройки параметров. Практически фильтры второго порядка целесообразно применять для $Q < < 10$. Высокостабильные ФНЧ, как правило, строят на основе метода переменных состояний.

Схема ФНЧ, построенного с использованием *T*-образных мостов, показана на рис. 3.3, *а* [22]. Для данной схемы

$$K(p) = -\frac{R_2}{R_1}\,\frac{1 + \frac{1}{2}R_2C_3p}{1 + \frac{1}{2}R_1C_1p}\,\frac{1}{1 + 2R_2C_2p + R_2^2C_2C_3p^2}.$$

Приняв $C_1 = C_3$ и $R_1 = R_2$, получим:

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = 1/R\sqrt{C_1C_2}; \quad \xi = 2\sqrt{C_2/C_1}.$$

При $R_1 = R_2 = R$ получим

$$C_1 = 2/R\xi\omega_0; \quad C_2 = \xi/2R\omega_0.$$

Условие максимально гладкой АЧХ:

$$\xi = \sqrt{2} \text{ или } C_1 = 2C_2.$$

Наличие суммирующей точки в данной схеме дает возможность суммировать входные сигналы.

Схема ФНЧ на основе многоконтурной обратной связи [18] показана на рис. 3.3, *б*.

Для данной схемы $K_0 = R_2/R_1$; $\omega_0 = \sqrt{1/R_2R_3C_1C_3}$; $\xi = \sqrt{C_1/C_2}\,(\sqrt{R_3/R_2} + + \sqrt{R_2/R_3} + \sqrt{R_2R_3/R_1})$.

Приняв $R_1 = R_2 = R_3 = R$, получим:

$$\omega_0 = 1/R\sqrt{C_1C_2}; \quad K_0 = 1; \quad \xi = 3\sqrt{C_2/C_1}.$$

Выбрав R, получим:

$$C_1 = 3/R\xi\omega_0; \quad C_2 = \xi/3R\omega_0.$$

Эта схема имеет значительно меньше элементов, чем предыдущая. На рис. 3.3, *в*, *г* показаны **схемы ФНЧ, построенные на основе усилителя с ограниченным коэффициентом усиления** [1, 22].

Для схемы рис. 3.3, *в*

$$K(p) = \frac{K_0/R_1R_2C_1C_2}{p^2 + p\,[1/R_1C_1 + 1/R_2C_1 + (1 - K_0)/R_2C_2] + 1/R_1R_2C_1C_2}.$$

Отсюда находим

$$\omega_0 = \sqrt{1/R_1R_2C_1C_2};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_2C_2}{R_1C_1}} + \sqrt{\frac{R_1C_2}{R_2C_1}} + \sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}} - K_0\sqrt{\frac{R_1C_1}{R_2C_2}}.$$

Для $R_1 = R_2 = R$ основные параметры можно представить в виде

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = 1/R\sqrt{C_1C_2}; \quad \xi = 2\sqrt{C_2/C_1}.$$

Выбрав R, получим

$$C_1 = 2/R\xi\omega_0; \quad C_2 = \xi/2R\omega_0.$$

В отличие от схемы рис. 3.3, *в*, в схеме ФНЧ с регулируемым коэффициентом усиления (рис. 3.3, *г*) параметры K_0, ξ зависят от коэффициента усиления.

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ получим

$$\omega_0 = 1/RC; \quad \xi = 2 - \alpha; \quad K_0 = 1 + \alpha; \quad \alpha = R_4/R_3.$$

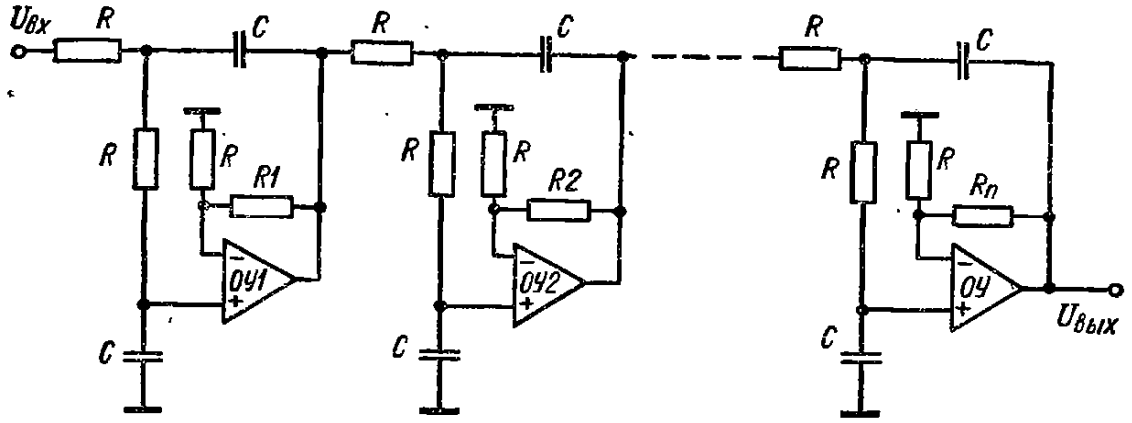


Рис. 3.4. Схема ФНЧ четного n-порядка

Очевидно, что изменяя параметр α, можно формировать требуемую АЧХ.

ФНЧ n-го четного порядка можно построить путем последовательного включения $n/2$ фильтров второго порядка (рис. 3.4). Если порядок нечетный, то последовательно с ФНЧ второго порядка включается ФНЧ первого порядка [22]. Настройка фильтра производится в зависимости от требований к АЧХ. Например, для фильтра Баттерворта, имеющего максимально плоскую АЧХ в области пропускания, все элементы ФНЧ настраиваются на одну частоту ω_0 путем выбора соответствующих номиналов R и C. При этом коэффициент затухания каждого элементарного фильтра настраивается с помощью резистора R_i. Так же, как и в фильтрах на одном ОУ, в многокаскадных фильтрах коэффициент усиления разомкнутого ОУ на частоте ω_0 должен быть достаточно большим (не менее 60 дБ).

3. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

ФВЧ первого порядка имеют монотонную АЧХ, максимальный наклон которой в области задерживания колебаний равен 20 дБ/дек.

Коэффициент передачи ФВЧ

$$K(p) = K_0 p/(p + \omega_0).$$

При возбуждении фильтра установившимися колебаниями синусоидальной формы модуль коэффициента передачи ФВЧ

$$|K(p)| = K_0\omega/\sqrt{\omega^2 + \omega_0^2}.$$

Аргумент и групповое время запаздывания

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\frac{\omega}{\omega_0};$$

$$\tau(\omega) = \sin^2\varphi/\omega_0.$$

Типовая схема ФВЧ первого порядка показана на рис. 3.5.

Для данной схемы имеем

$$K_0 = -R_2/R_1; \quad \omega_0 = 1/R_1C.$$

На частоте ω_0 модуль и аргумент соответственно

$$|K(p)| = K_0/\sqrt{2}; \quad \varphi(\omega_0) = 45°.$$

Стабильность фильтра в основном определяется стабильностью пассивных элементов, если коэффициент усиления ОУ в полосе пропускания больше 60 дБ.

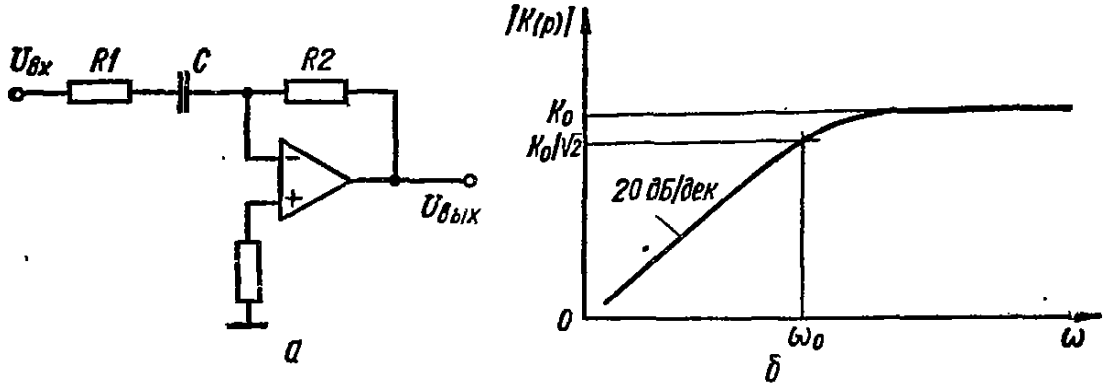


Рис. 3.5. Схема (*а*) и АЧХ (*б*) фильтра верхних частот первого порядка

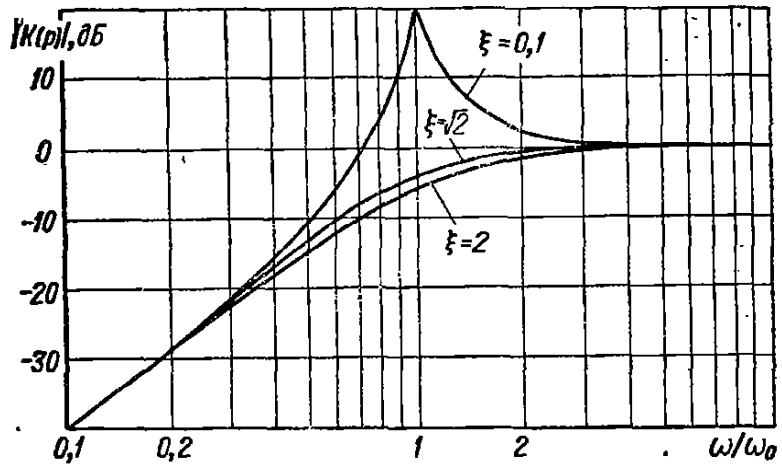


Рис. 3.6. АЧХ фильтра верхних частот второго порядка

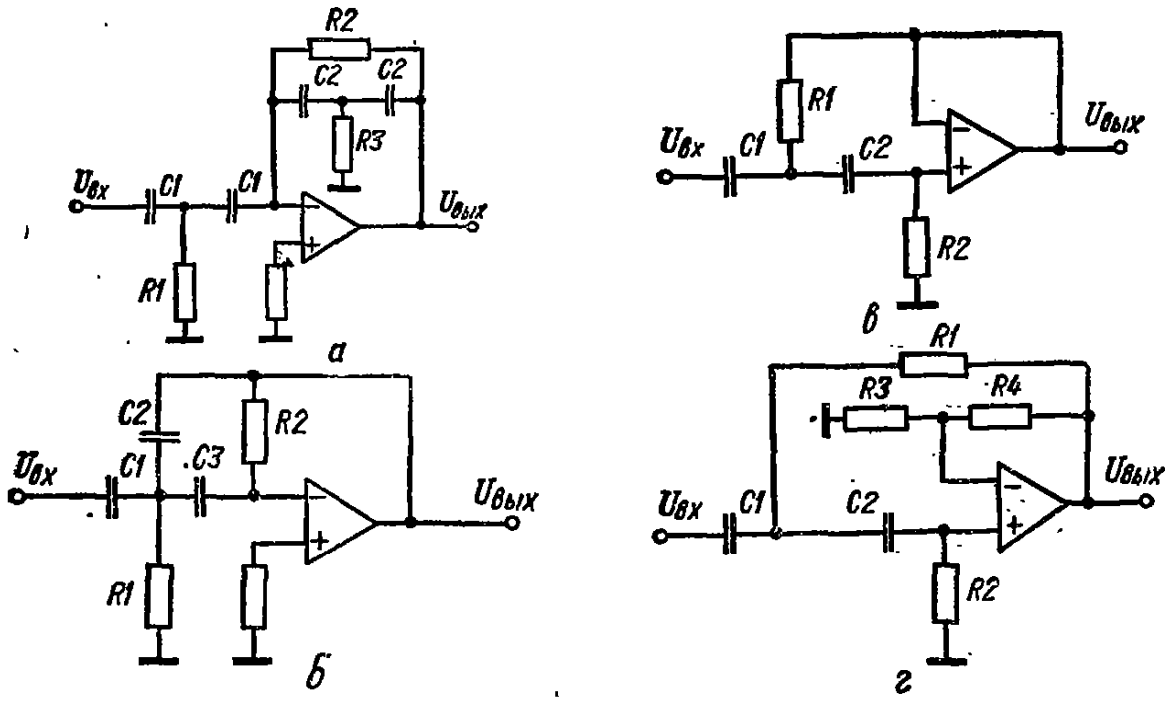


Рис. 3.7. Схемы ФВЧ второго порядка:

а — с Т-образным мостом; *б* — с многоконтурной обратной связью; *в*, *г* — с усилителем, имеющим ограниченный коэффициент усиления

ФВЧ второго порядка. Коэффициент передачи ФВЧ второго порядка

$$K(p) = \frac{K_0 p^2}{p^2 + \xi\omega_0 p + \omega_0^4}.$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = K_0\omega^2 \frac{1}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2\omega_0^2(\xi^2 - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = \pi - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2}\right)\right] - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2}\right)\right].$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2\sin^2\varphi}{\xi\omega_0} - \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}.$$

АЧХ фильтра при $\xi < \sqrt{2}$ имеет «всплеск» в области частот ω_0 (рис. 3.6). Максимум модуля коэффициента передачи при $\xi < \sqrt{2}$ находится на частоте $\omega\xi = \omega_0\sqrt{1 + \xi^2/2}$. Максимальный наклон АЧХ фильтра для $\xi > \sqrt{2}$ равен 40 дБ/дек.

Схемы ФВЧ второго порядка можно построить путем замены в схемах ФНЧ второго порядка соответствующих сопротивлений на емкости и емкостей на сопротивления. По-

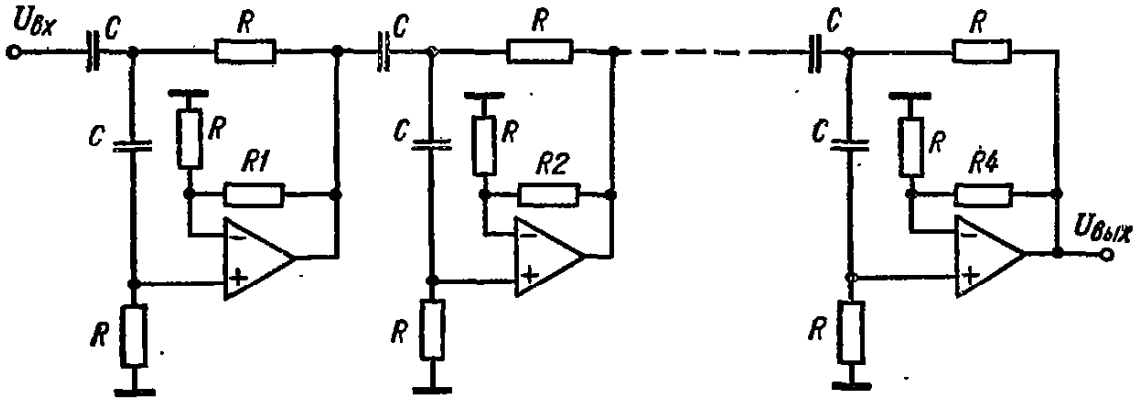


Рис. 3.8. Схема ФВЧ 8-го порядка

лученные таким путем схемы ФВЧ будут иметь такие же преимущества и недостатки, как и соответствующие ФНЧ. Высокостабильные ФВЧ, как правило, строят на основе метода переменных состояний [7, 13, 14].

На рис. 3.7, *а* показана схема ФВЧ, имеющая низкую чувствительность к разбросу номиналов составляющих элементов [1, 13].

Коэффициент передачи данного фильтра можно представить в виде

$$K(p) = \frac{R_1C_1}{R_3C_2^2}\,\frac{1 + 2R_3C_2p}{1 + 2R_1C_1p}\,\frac{p^2}{p^2 + \dfrac{2}{R_2C_2}p + \dfrac{1}{R_2R_3C_2^2}}.$$

При $R_1 = R_3$, $C_1 = C_2$ получим $K_0 = 1$; $\omega_0 = 1/C\sqrt{R_1R_2}$; $\xi = 2\sqrt{R_1/R_2}$.

Схема ФВЧ с многоконтурной обратной связью показана на рис. 3.7, *б*. Для данной схемы имеем

$$K_0 = \frac{C_1}{C_2};\quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_2C_3}};\quad \xi = \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}\left(\frac{C_1}{\sqrt{C_1C_3}} + \sqrt{\frac{C_3}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}}\right).$$

Приняв $C_1 = C_2 = C_3 = C$, получим:

$$K_0 = 1;\quad \omega_0 = 1/C\sqrt{R_1R_2};\quad \xi = 3\sqrt{R_1/R_2}.$$

Схемы ФВЧ с усилителем, имеющим ограничеиный коэффициент усилеиия, показаны на рис. 3.7, *в, г*. Для схемы рис. 3,7, *в* основные параметры можно записать в виде

$$K_0 = 1; \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}; \quad \xi = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{R_2 C_2}} + \sqrt{\frac{R_1 C_2}{R_2 C_1}} + \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}} - K_0 \sqrt{\frac{R_2 C_2}{R_1 C_1}}.$$

Приняв $C_1 = C_2 = C$, получим:

$$\xi = 2\sqrt{R_1/R_2}; \quad \omega_0 = 1/C\sqrt{R_1 R_2}.$$

3.2. Расчетные данные для ФВЧ Баттерворта

Порядок	Крутизна АЧХ, дБ/дек	K_0, дБ	$\alpha_1 = \frac{R_1}{R}$	$\alpha_2 = \frac{R_2}{R}$	$\alpha_3 = \frac{R_3}{R}$	$\alpha_4 = \frac{R_4}{R}$
2	40	4,02	0,586	—	—	—
4	80	8,2	0,152	1,235	—	—
6	120	12,4	0,068	0,586	1,482	—
8	160	16,8	0,04	0,336	0,89	1,61

Для схемы рис. 3. 7, *г* при $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2$ C имеем

$$\omega_0 = 1/RC; \quad \xi = 2 - \alpha; \quad K_0 = 1 + \alpha; \quad \alpha = R_4/R.$$

Данная схема широко применяется при построении многозвенных фильтров ФВЧ n-го порядка, так как коэффициент затухания можно регулировать независимо от регулировки полосы пропускания.

ФВЧ n-го четного порядка можно построить путем последовательного соединения $n/2$ ФВЧ второго порядка. Для построения фильтров нечетного порядка дополнительно включают звено первого порядка. Групповое время запаздывания многозвенного фильтра равно геометрической сумме группового времени запаздывания каждого звена, а коэффициент передачи — произведению коэффициентов передачи каждого звена.

В виде примера на рис. 3.8 показана схема ФВЧ 8-го порядка, представляющая собой фильтр Баттерворта. Расчетные данные для фильтров Баттерворта до 8-го порядка приведены в табл. 3.2 [22]. Полоса пропускания каждого звена, равная ω_0, устанавливается путем выбора элемента R и C, а коэффициент затухания — с помощью резистора R_i. Данную таблицу можно использовать также и при настройке фильтра ФНЧ Баттерворта (рис. 3.6).

4. ПОЛОСОВЫЕ ФИЛЬТРЫ

Коэффициент передачи ПФ

$$K(p) = \frac{K_0 \xi \omega_0 p}{p^2 + \xi \omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = \frac{K_0 \xi \omega_0 \omega}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2 \omega_0^2 (\xi - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = \frac{\pi}{2} - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_0} - \sqrt{4 - \xi^2}\right)\right] - \operatorname{arctg}\left[\frac{1}{\xi}\left(2\frac{\omega}{\omega_0} + \sqrt{4 - \xi^2}\right)\right].$$

Групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \frac{2\cos^2\varphi}{\xi\omega_0} + \frac{\sin 2\varphi}{2\omega}.$$

Полоса пропускания

$$\Delta\omega = \omega_0 \xi = \omega_2 - \omega_1,$$

где $\omega_0 = \sqrt{\omega_2 \omega_1}$ — резонансная частота; ω_2, ω_1 — соответственно верхняя и нижняя границы полосы пропускания; $\xi = 1/Q$ — коэффициент затухания колебаний.

АЧХ полосового резонансного фильтра показана на рис. 3.9.

В схеме полосового резонансного фильтра с одноконтурной отрицательной обратной связью (рис. 3.10, *а*) в цепи обратной связи включен двойной Т-образный мост, имеющий на резонансной частоте весьма большое сопротивление Z_{12}.

Коэффициент передачи, выраженный через параметры схемы,

$$K(p) = -A\frac{R_4}{R_1}\frac{1+pT_1}{1+pT_1A+p^2T_1T_2B},$$

где $A = \frac{2R_2}{2R_2+R_4}$; $B = \frac{R_4}{2R_2+R_4}$; $T_1 = \frac{1}{2}R_2C_1 = 2R_3C_3$; $T_2 = R_2C_2$.

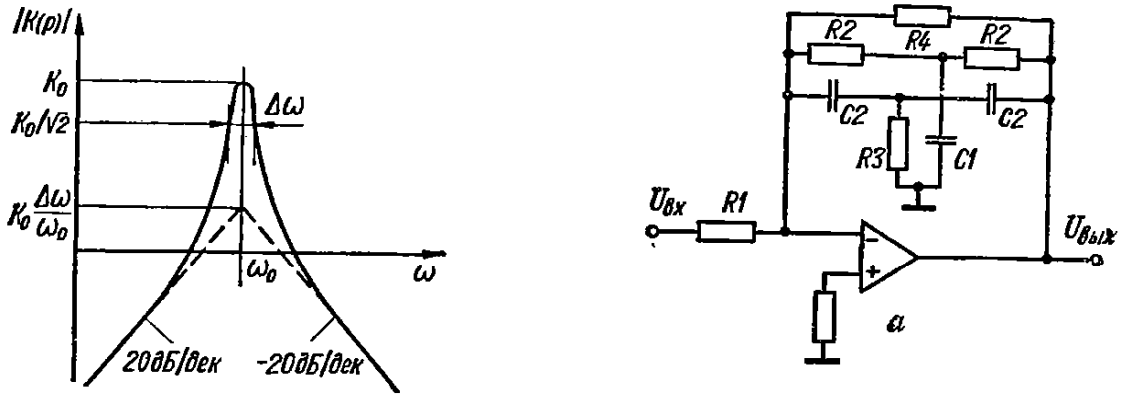


Рис. 3.9. АЧХ резонансного полосового фильтра

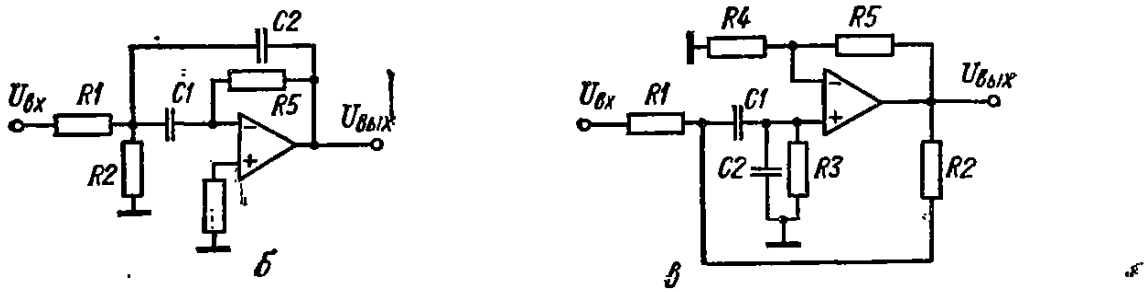


Рис. 3.10. Схемы ПФ:

а — с Т-образным мостом в цепи отрицательной обратной связи; *б* — с многоконтурной обратной связью; *в* — с усилителем, имеющим ограниченный коэффициент усиления

При выполнении условия баланса моста $C_1 = 2C_2$; $R_3 = R_2/2$ имеем

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1}; \quad \omega_0 = \frac{1}{R_2C_2}\sqrt{1+\frac{2R_2}{R_4}};$$

$$\xi = \frac{2R_2}{R_4}\frac{1}{\sqrt{1+\frac{2R_2}{R_4}}}.$$

Время затухания колебаний от U_{max} до 0,01 U_{max}

$$t_{0,01} \approx 2\pi 1{,}47/\xi\omega_0.$$

Схема фильтра с двойным Т-образным мостом позволяет получить высокую добротность, но сложна в настройке. Параметры схемы в большой степени зависят от точности выполнения условия баланса моста. Поэтому в схеме моста должны использоваться прецизионные элементы (например, резистивные микросборкн).

Схема резонансного ПФ с многопетлевой обратной связью показана на рис. 3.10, *б*. Основные параметры схемы:

$$K_0 = -\frac{R_5}{R_1}\frac{1}{1+\frac{C_2}{C_1}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_5C_1C_2}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{1}{R_5\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)}}\left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}+\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\right].$$

Регулировку добротности в схеме можно осуществлять с помощью резистора R_2, учитывая, что на практике обычно выбирают $R_1 \gg R_2$.

Схема резонансного ПФ, построенная на основе усилителя с ограниченным коэффициентом усиления, показана на рис. 3.10, *в*.

Основные параметры схемы:

$$K_0 = \frac{K_{yc}}{1+\frac{R_1}{R_3}+\frac{C_2}{C_1}\left(1+\frac{R_1}{R_2}\right)+(1-K_{yc})\frac{R_1}{R_2}};$$

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)\frac{1}{C_1C_2}};\quad K_{yc} = 1+\frac{R_5}{R_4};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_3}{\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}}}\left[\sqrt{\frac{C_1}{C_2}}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_3}+\frac{1-K_{yc}}{R_2}\right)+\sqrt{\frac{C_2}{C_1}}\left(\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}\right)\right].$$

В данной схеме полоса пропускания регулнруется изменением коэффициента усиления K_{yc}, при этом резонансная частота не изменяется. Схема широко используется для построения полосовых фильтров n-го порядка.

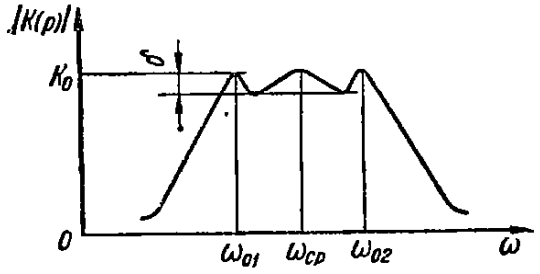


Рис. 3.11. АЧХ полосового фильтра, состоящего из двух последовательно включенных резонансных ПФ

Широкополосные полосовые фильтры можно построить путем последовательного соединения ФНЧ и ФВЧ либо резонансных ПФ. Построение широкополосных фильтров на основе ФВЧ и ФНЧ приводит к уменьшению числа элементов при $\omega_2/\omega_1 \geqslant 5$ [6]. При $\omega_2/\omega_1 < 5$ целесообразнее объединять резонансные ПФ (рис. 3.11). Для получения АЧХ фильтра с требуемой неравномерностью коэффициента передачи в полосе пропускания и с требуемой крутизной в области затухания колебаний используют фильтры ФНЧ и ФВЧ Баттерворта и Чебышева [12, 22].

При последовательном соединении фильтров коэффициент передачи равен произведению коэффициентов передачи каждого элементарного фильтра, т. е.

$$K(p) = \prod_{i=1}^{n} K_i(p).$$

При этом групповое время запаздывания

$$\tau(\omega) = \sqrt{\sum_{i=1}^{n} \tau_i^2(\omega)}.$$

5. ПОЛОСНО-ЗАДЕРЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Коэффициент передачи ПЗФ

$$K(p) = K_0\frac{p^2+\omega_p^2}{p^2+\xi\omega_0 p+\omega_0^2},$$

где ω_p — частота режекции, на которой затухание колебаний максимальное; ω_0 — резонансная частота частотно-задающей цепи; $K = K_0'\omega_0^2/\omega_p^2$ — коэффициент передачи при $\omega \to \infty$; K_0' — коэффициент передачи при $\omega \to 0$.

Для ПЗФ, имеющих симметричную АЧХ, $\omega_0 = \omega_р$.
Модуль и аргумент коэффициента передачи

$$|K(p)| = K_0 \frac{\omega_р^2 - \omega}{\sqrt{\omega^4 + \omega^2\omega_0^2(\xi^2 - 2) + \omega_0^4}};$$

$$\varphi(\omega) = \varphi_0 - \operatorname{arctg}\frac{\xi\omega_0\omega}{\omega_0^2 - \omega^2},$$

где $\varphi_0 = 0$, если $\omega < \omega_р$; $\varphi_0 = \pi$, если $\omega > \omega_р$.

На частоте $\omega_р$ модуль коэффициента передачи равен нулю, а фаза скачкообразно изменяется на 180° (рис. 3.12). Широкополосные ПЗФ строят, как правило, путем каскадного соединения ФНЧ и ФВЧ.

Схему ПЗФ можно также реализовать на основе полосового инвертирующего фильтра $Z_{п.ф}$ и суммирующего усилителя (схема такого ПЗФ показана на рис. 3.13, *а*) [8]. В данной схеме $R_2 = R_1 K_{0п.ф} K$, где $K_{0п.ф}$ — коэффициент передачи $Z_{п.ф}$ на резонансной частоте $\omega_р$. На частоте $\omega_р$ модуль коэффициента передачи ПЗФ равен нулю, при этом $K_0 = R_3/R_2$, а параметры $\omega_р$, ξ определяются параметрами ПФ.

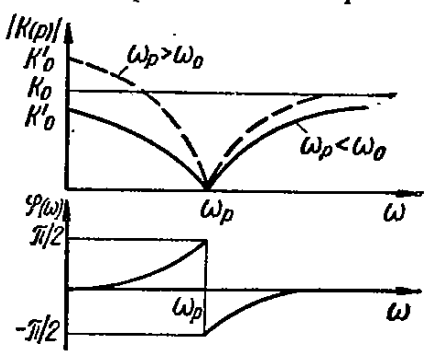


Рис. 3.12. АЧХ и ФЧХ полосно-задерживающего фильтра

Коэффициент передачи для схемы ПЗФ с Т-образным мостом (рис. 3.13, *б*), выраженный через параметры схемы, можно записать в следующем виде [16, 2]:

$$K(p) = \frac{p^2 + p\omega_0\left(\frac{1}{R_2C_2} + \frac{1}{R_1C_2} + \frac{K_1}{R_2C_1}\right) + K_2\omega_0^2}{p^2 + p\omega_0\left[\frac{1}{R_1C_2} + \frac{1}{R_2C_2} + \frac{(1 - K_3)}{R_2C_1}\right] + \omega_0^2},$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{C_1C_2R_1R_2}$ — резонансная частота Т-образного моста; $K_1 = -R_3/R_4$; $K_3 = K_4(1 + R_3/R_4)$; K_2, K_4 — коэффициенты деления потенциометров R_5, R_6 соответственно.

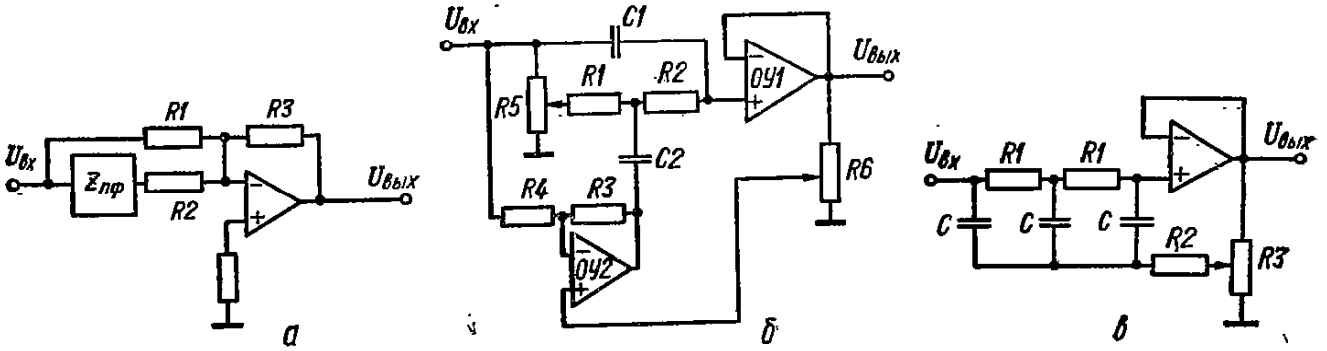


Рис. 3.13. Схемы ПЗФ:

а — с инвертирующим ПФ в прямой цепи сумматора; *б* — с Т-образным мостом; *в* — третьего порядка

Для симметричного Т-образного моста $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$.
Учитывая эти соотношения, получаем:

$$K(p) = \frac{p^2 + (K_1 + 2)p + K_2\omega_0^2}{p^2 + (3 - K_3)\omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Выбирая $K_2 = -2$, получаем:

$$K(p) = \frac{p^2 + K_2\omega_0^2}{p^2 + 3(1 - K_4)\omega_0 p + \omega_0^2}.$$

Отсюда $\omega_р = \sqrt{K_2}\omega_0$; $\xi = 3 - K_3$; $K_0 = 1$; $K'_0 = K_2$.

К достоинствам показанной схемы можно отнести независимость перестройки параметров ω_p и ξ. Добротность данного ПЗФ может быть весьма большой, сопротнвление R_5 должно быть по крайней мере в 10 раз меньше R_1.

Коэффициент передачи для схемы ПЗФ третьего порядка (рис. 3.13, *в*) имеет следующий вид [9]:

$$K(p) = \frac{1 + 3R_2Cp + 4R_1C^2R_2p^2 + R_2R_1^2C^3p^3}{K_1(1 + 3R_2Cp + 4R_1R_2C^2p^2 + R_2R_1^2C^3p^3) + (1 - K_1)F(p)},$$

где $F(p) = 1 + 3(R_1 + R_2)Cp + R_1^2C^2p^2 + 4R_1R_2C^2p^2 + R_2R_1^2C^3p^3$; K_1 — коэффициент деленнн потенциометра *R3*.

Резонансная частота режекцни находится путем приравнивания числителя нулю:

$$\omega_p = \sqrt{3}/R_1C; \quad R_2 = R_1/12.$$

Модуль коэффициента передачи на частоте ω_0 зависит от величины коэффициента K_1 и от точности элементов схемы. С уменьшением K_1 добротность растет.

6. УНИВЕРСАЛЬНЫЕ ВЫСОКОСТАБИЛЬНЫЕ ФИЛЬТРЫ

Фильтры, построенные на основе метода переменных состояний, включают в себя звенья нулевого и первого порядков, что обусловливает их высокую стабильность и устойчивость. Структура универсального фильтра определяется выбранной системой уравнений (3.3), (3.4) [7, 13, 19].

Схема универсального фнльтра второго порядка, позволяющая реализовать ФНЧ, ФВЧ, ПФ, ПЗФ, ФК, построенная на основе системы уравнеиий (3.3), показана на рнс. 3.14, *а*. В схему входят пять звеньев иулевого и первого порядков, сравнительно большое число которых связано с необходимостью инвертировать фазу в интеграторах и сумматорах.

Коэффицнент передачн схемы в общем случае можно записать в виде

$$K(p) = \frac{R_{10}R_4}{R_9R_8} \cdot \frac{p^2 + p\dfrac{R_8R_9}{R_3R_{10}R_{11}C_2} + \dfrac{R_8}{R_1R_2R_3C_1C_2}}{p^2 + p\dfrac{R_4R_6}{R_3R_5R_7C_2} + \dfrac{R_4}{R_2R_3R_{12}C_1C_2}}.$$

Параметры схемы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_4}{R_2R_3R_{12}C_1C_2}}, \quad \xi = \frac{R_6\sqrt{R_2R_4R_{12}C_1}}{R_5R_7\sqrt{R_3C_2}}.$$

Для ФНЧ $R_1 = R_{12}$; $R_8 = R_{11} = \infty$; $K_0 = R_{10}/R_9$.

Для ФВЧ $R_1 = R_{11} = \infty$; $K_0 = R_{10}R_4/(R_9R_3)$.

Для ПФ $R_1 = R_8 = \infty$; $K_0 = R_5R_7/(R_6R_{11})$.

Для ПЗФ $R_{11} = \infty$; $K_0 = R_4R_{10}/(R_8R_9)$; $\omega_p = \sqrt{R_8/(R_1R_2R_3C_1C_2)}$.

Для перестройки параметров фильтра в звеньях 1,5 целесообразно использовать усилнтели с регулируемым коэффициентом усиления. Сокращая функциональные возможности н универсальность схемы, можно получить ряд упрощенных вариантов схемы. На рис. 3.14, *б* показан вариант уннверсального фнльтра второго порядка на четырех ОУ [7].

Основные параметры схемы:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{R_3}{R_1R_2R_4C_1C_2}}; \quad \xi = \frac{R_6(R_3 + R_4)}{(R_5 + R_6)} \cdot \frac{\sqrt{R_2C_2}}{\sqrt{R_3R_4R_1C_1}}.$$

Для ФНЧ:

Вход — Выход *2*, $K_0 = R_5(R_4 + R_3)/[R_4(R_5 + R_6)]$.

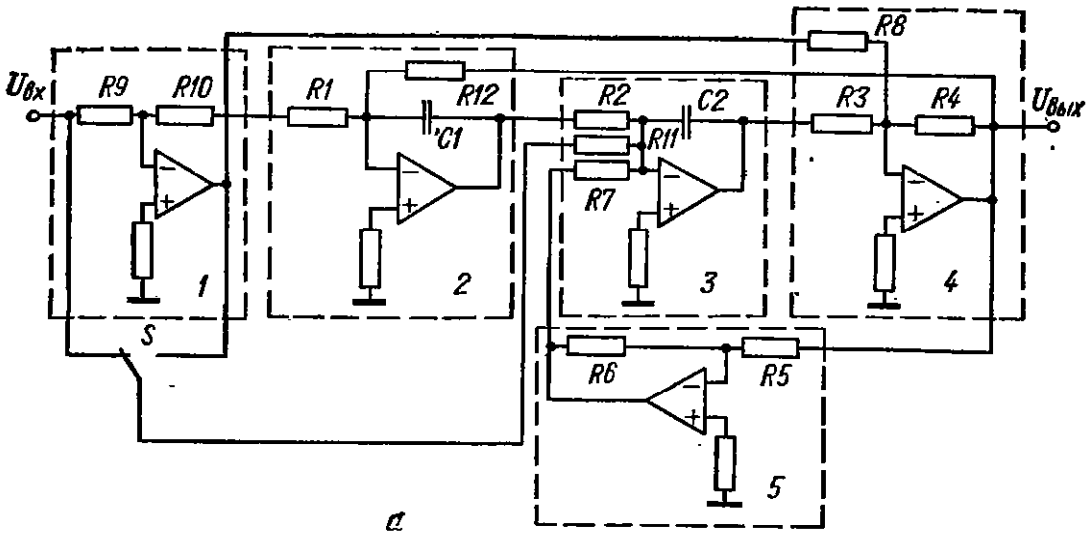
Для ФВЧ:

Вход — Выход *4*, $K_0 = R_5R_4R_3/[R_4(R_5 + R_6)]$.

Для ПФ:

Вход — Выход *3*, $K_0 = -R_5/R_6$.

Для ПЗФ (*R9* заземлено с помощью *S2*):



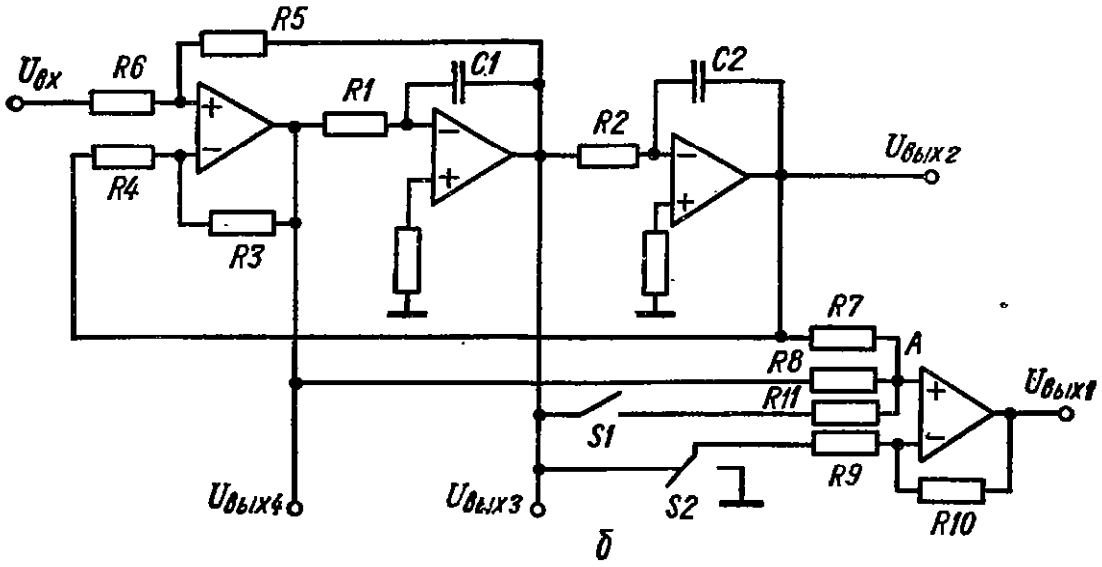


Рис. 3.14. Схемы универсальных фильтров второго порядка:
а — вариант 1; *б* — вариант 2

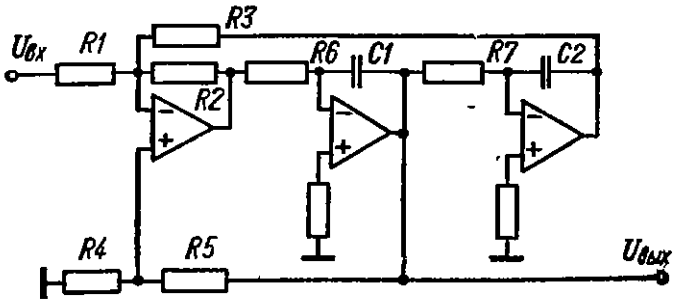


Рис. 3.15. Схема высокостабильного ПФ второго порядка

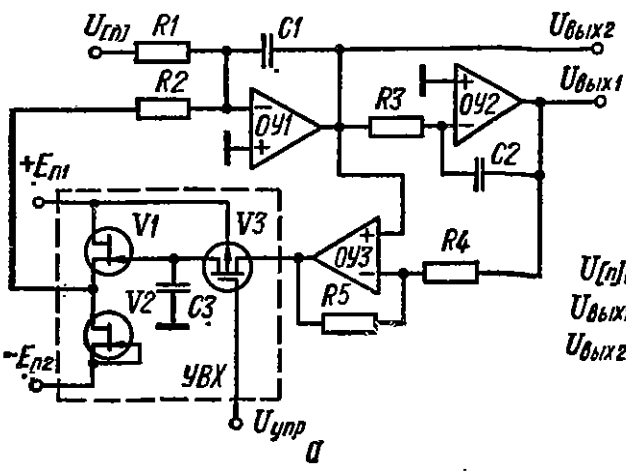
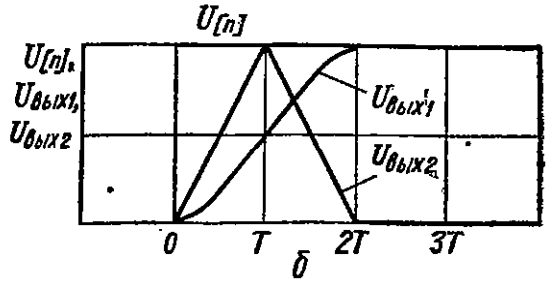


Рис. 3.16. Интерполирующий фильтр:
а — схема фнльтра; *б* — временная диаграмма



Вход — Выход *1*,

$$K_0 = \frac{R_5R_7(R_3+R_4)(R_9+R_{10})}{R_4R_9(R_5+R_6)(R_7+R_8)}; \quad \omega_p = \sqrt{\frac{R_9(R_7+R_8)}{R_7(R_9+R_{10})}}\frac{1}{\sqrt{R_1R_2C_1C_2}}$$

Для ФК (*R9* заземлено, *S1* включен):

$$\text{Вход — Выход 1, } K_0 = \frac{R_5R_7R_{11}(R_3+R_4)(R_9+R_{10})}{R_4R_9(R_5+R_6)(R_5R_{11}+R_8R_{11}+R_7R_8)};$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{R_3}{R_1R_2R_7C_1C_2}}; \quad \xi_p = \frac{\sqrt{R_2R_7R_8C_2}}{R_{11}\sqrt{R_1C_1}}.$$

Дальнейшее упрощенне схемы, показанной на рис. 3.14, *а*, ведет к потере универсальности. Например, на рис. 3.15 показана схема высокостабильного ПФ второго порядка на трех ОУ.

Основные параметры схемы:

$$K_0 = \frac{R_2}{R_1}\frac{1+R_5/R_4}{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{R_2}{R_3R_6R_7C_1C_2}};$$

$$\xi = \sqrt{\frac{R_3R_7C_1}{R_2R_6C_1}}\frac{1+\frac{R_2}{R_1}+\frac{R_2}{R_3}}{1+\frac{R_5}{R_4}}.$$

Если задать номиналы элементов $R_2 = R_3$, R_4, $C_1 = C_2$, $R_6 = R_7\frac{C_2}{C_1}$,

то другне элементы можно вычислить по формулам

$$R_1 = R_2/K_0\xi; \quad R_5 = R_4\left[\frac{1}{\xi}\left(2+\frac{R_2}{R_1}\right)\right]; \quad R_7 = 1/\omega_0C_2.$$

7. ИНТЕРПОЛИРУЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

Интерполирующие фильтры используют для восстановления непрерывного сигнала по его дискретным отсчетам [11, 20, 21]. Схема интерполирующего фильтра (рис. 3.16, *а*) позволяет минимизировать среднеквадратическую погрешность восстановления. В схему входят два последовательно включенных интегратора, построенных на *ОУ1* и *ОУ2*, суммирующий усилитель на *ОУ3* и устройство выборки хранения *УВХ*, включенное в цепи общей обратной связи. Запись напряжения в *УВХ* пронзводится в конце каждого периода дискретизации.

Процесс восстановления непрерывной функции временн по ее дискретным отсчетам $U[n] = U(t)/_{t=nT}$, где T — пернод дискретизации, а $n = 1, 2, 3...$ заключается в двукратном интегрированин на каждом периоде дискретизации входного ступенчато-интерполированного напряжения $U[n]$ и напряження обратной связи, поступающего с *УВХ*. Прн этом выходное напряжение фильтра на n-м периоде дискретизацин описывается полнномиальным сплайном второго порядка:

$$U_{\text{вых1}}[n, \varepsilon] = 0{,}5\,(U^*[n-2] + U^*[n-1]) + \Delta U^*[n-2]\,\varepsilon + 0{,}5\Delta^2U^*[n-2]\,\varepsilon^2,$$

$$\varepsilon \in [0, 1],$$

где

$$\Delta U^*[n-2] = U^*[n-1] - U^*[n-2];$$

$$\Delta^2U^*[n-2] = \Delta U^*[n-1] - \Delta U^*[n-2],$$

а $U^*[n]$ определяется линейным разностным уравнением

$$U^*[n] = K_0U[n] - (2 - K_1 - K_2)\,U^*[n-1] + (1 - K_1 + K_2)\,U^*[n-2],$$

где $K_0 = T^2/R_1R_3C_1C_2$; $K_1 = T(1 - R_5/R_4)/R_2C_1$; $K_2 = T^2R_5/2R_2R_3R_4C_1C_2$.

Восстановленне непрерывной функцин по ее дискретным отсчетам имеет место при условии $U^*[n] = U[n]$. Данное условие выполняется, если $K_0 = 1$, $K_1 = 3/2$, $K_2 = 1/2$, что обеспечивается соответствующнм выбором значений резнсторов и конденсаторов.

Выбрав $C_1 = C_2 = C$, $R_1 = R_3 = R$, получим:
$R = T/C$, $R_5 = 2R_4$, $R_2 = 2R$.

Перестройку фильтра на другую частоту производят изменением емкости конденсаторов C_1, C_2.

АЧХ фильтра имеет вид

$$|K(\bar{\Omega})| = |\sin(0{,}5\bar{\Omega})/0{,}5\bar{\Omega}|^3,$$

где $\bar{\Omega} = \omega T$ — относительная частота.

Фильтр обладает линейной фазочастотной характеристикой и вносит задержку, равную 1,5 Т. Среднеквадратическую погрешность восстановления δ можно приближенно оценить по формуле

$$\delta \leqslant [\bar{\Omega}_в/(2\pi - \bar{\Omega}_в)]^3,$$

где $\bar{\Omega}_в$ — верхняя относительная частота спектра функции $U(t)$.

Данная формула позволяет выбрать минимальную частоту дискретизации, исходя из условия получения необходимой δ. Так, для $\delta < 0{,}01$ минимальная частота дискретизации должна быть в 6 раз выше $\bar{\Omega}_в$.

Одновременно с восстановлением функции $U(t)$ интерполирующий фильтр решает задачу восстановления ее текущей производной. При этом используется выход первого интегратора (выход 2), напряжение на выходе которого $U_{вых2}[n, \varepsilon]$ представляет собой дифференциал от выходного напряжения, равного с точностью до погрешности восстановления функции $U(t)$. Максимальную погрешность восстановления $\delta_{пр}$ первой производной функции $U(t)$ с учетом методической погрешности представления производной через конечную разность можно оценить через верхнюю частоту спектра функции:

$$\delta_{пр} \leqslant \bar{\Omega}_в^2/6.$$

На рис. 3.16, *б* показана временная диаграмма работы интерполирующего фильтра при ступенчатом изменении входного напряжения. Как видно из рисунка, переходные процессы заканчиваются через два периода дискретизации.

8. ФАЗОВЫЕ ЗВЕНЬЯ

Фазовое звено представляет собой устройство, в котором на заданной частоте фаза выходного сигнала сдвигается относительно входного сигнала на определенную величину, при этом модуль коэффициента передачи не изменяется во всем рабочем диапазоне частот.

Фазовое звено первого порядка. Коэффициент передачи

$$K(p) = \frac{b_1 p + b_0}{a_1 p + a_0},$$

где $b_0 = -a_0$, $b_1 = a_1$.

Модуль коэффициента передачи

$$|K(p)| = 1.$$

Фаза выходного сигнала

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\omega T}{\omega^2 T^2 - 1},$$

где $T = a_1/a_0$ — постоянная времени фазозадающей цепи.

Фазу выходного сигнала по отношению к входному можно сдвигать до 180° в зависимости от частоты и постоянной времени T. На частоте $\omega_0 = 1/T$ сдвиг фазы составляет 90°. Из различных вариантов фазовых звеньев первого порядка выделим схемы фазоопережающего (рис. 3.17, *а*) и фазозапаздывающего (рис. 3.17, *б*) звеньев.

Для данных схем коэффициент передачи

$$K(p) = \pm (pT - 1)/(pT + 1),$$

где $T = R_1 C$;

фазовый сдвиг

$$\varphi = \pm \operatorname{arctg} \frac{2\omega R_1 C}{\omega^2 R_1^2 C^2 - 1}.$$

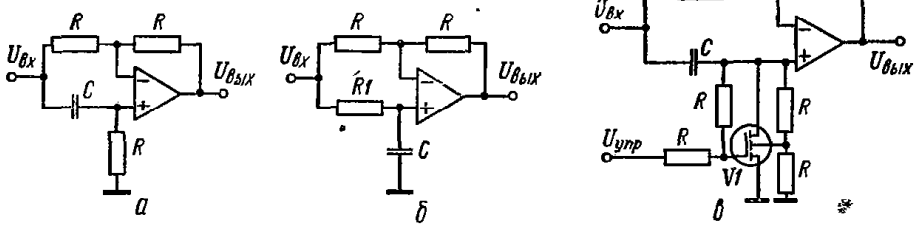


Рис. 3.17. Фазовые звенья первого порядка:

а — фазоопережающее звено; *б* — фазозапаздывающее звено; *в* — фазоопережающее звено с электронной перестройкой

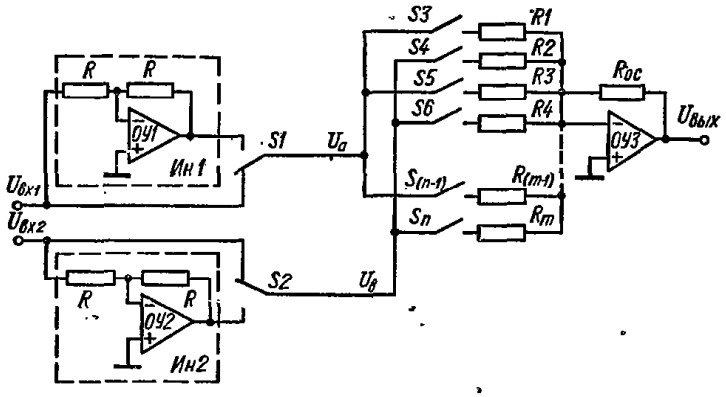
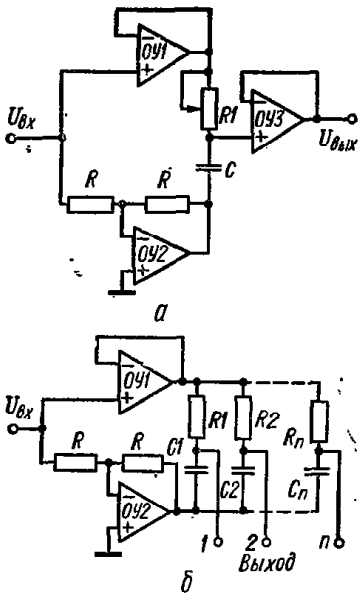
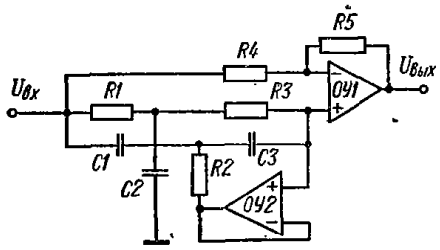


Рис. 3.19. Схема формирователя дискретных значений фазы синусоидального сигнала



Рнс. 3.18. Схемы фазовых звеньев с «взвешенными» фазозадающими *RC*-цепями



Рнс. 3.20. Схема фазового звена второго порядка

Знак минус в данных выражениях соответствует фазозапаздывающему звену (рис. 3.17, *б*). В схеме фазового звена с электронным управлением рис. 3.17, *в* используется МОП-транзистор *V1* в качестве регулнрующего элемента. На рис. 3.18, *а* показана схема фазового звена [3], в которой R_1C-цепь запитана напряжениями, одинаковыми по амплитуде, но сдвнутыми по фазе на 180°. Сдвиг фазы входного снгнала на 180° осуществляется с помощью инвертирующего масштабирующего усилителя на *ОУ2* с коэффицнентом усиления, равным единице. Для исключения влняння сопротивления нагрузки на фазовый сдвиг включен повторнтель напряжения на *ОУ3*. Коэффицнент передачи и фазовый сдвиг для данной схемы выражаются аналогично схемам рнс. 3.17. Отличительной особенностью данной схемы является повышенная стабильность фазового сдвига в связи с исключением влияния на сдвиг фазы выходиого сопротивления источника сигнала. Кроме того, такое включение фазовращающей R_1C-цепи позволяет достаточно просто строить фазовые звенья с большим числом выходов, имеющих различные фазовые сдвиги (рис. 3.18, *б*).

В ряде случаев для построення фазовых звеньев с днскретным заданием фазы выходного сигнала целесообразно нспользовать метод, основанный на известных тригонометрических разложениях,

$$\sin(\omega t \pm \varphi_0) = \sin\omega t\cos\varphi_0 \pm \cos\omega t\sin\varphi_0;$$

$$\cos(\omega t \pm \varphi_0) = \cos\omega t\cos\varphi_0 \mp \sin\omega t\sin\varphi_0.$$

Очевидно, что преобразовав входной синусоидальный сигнал в два сигнала, сдвинутых по фазе на 90°, а затем просуммировав их с масштабными коэффнциентами, равными $K_1 = \cos\varphi_0$, $K_2 = \sin\varphi_0$, можно сформировать выходной сигнал с требуемой фазой.

В схему формирователя дискретных значений фазы синусоидального сигнала (рис. 3.19) входят два ннвертора входного сигнала *Ин1*, *Ин2*, ключи *S1*, *S2*, сумматор, построенный на *ОУ3*, и коммутатор *S3*—S_n (фазовое звено, осуществляющее сдвиг фазы на 90°, на схеме не показано).

Для формирования сигнала вида $U_{вых} = U_{max}\sin(\omega t + \varphi^\circ)$ необходимо с помощью ключей *S3*, *S4* подать на резисторы *R1*, *R2* напряжения $U_а = U_{max}\sin\omega t$ и $U_б = U_{max}\cos\omega t$ соответственно. Величина резисторов при этом выбнрается из условия $\cos\varphi_0 = R_{о.с}/R_1$, $\sin\varphi_0 = R_{о.с}/R_2$ или $R_1/R_2 = \operatorname{tg}\varphi_0$.

В результате получим

$$U_{вых} = U_{max}K_1\sin\omega t + K_2U_{max}\cos\omega t = U_{max}\sin(\omega t + \varphi_0),$$

где $K_1 = R_{о.с}/R_1$, $K_2 = R_{о.с}/R_2$.

Ивертируя сигналы, можно сформировать выходные сигналы вида

$$U_{вых} = U_{max}\sin(\omega t - \varphi_0);$$

$$U_{вых} = U_{max}\cos(\omega t + \varphi_0);$$

$$U_{вых} = U_{max}\cos(\omega t - \varphi_0).$$

Фазовые звенья второго порядка. Коэффициент передачн звена

$$K(p) = \frac{p^2 + \omega_0\xi p + \omega_0^2}{p^2 + \omega_0\xi p + \omega_0^2}.$$

Модуль и аргумент коэффициента передачи соответственно

$$|K(p)| = 1; \qquad \varphi = \operatorname{arctg}\frac{2\omega\omega_0\xi}{\left(\xi\dfrac{\omega\omega_0}{\omega_0 - \omega^2} - 1\right)}.$$

Фазовый сдвиг звена второго порядка в зависимости от частоты может изменяться в диапазоне 0—360°.

Для звена, схема которого показана на рис. 3.20, коэффицнент передачи можно представнть в виде [10]

$$K(p) = \frac{p^2 - \alpha Ap + \alpha B}{p^2 + \alpha Ap + \alpha B},$$

где $A = C_2/C_1C_3R_3$, $B = 1/R_1R_3C_1C_3$, $C_1 + C_3 = \alpha C_2$, $R_1 \parallel R_3 = \alpha R_2$; α — некоторая постоянная величина, близкая к единнце.

Схему целесообразно использовать для добротностей $Q \leqslant 10$—15.

ГЕНЕРАТОРЫ

1. ГЕНЕРАТОРЫ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ, ТРЕУГОЛЬНЫХ И ПИЛООБРАЗНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Мультивибраторы. В схеме мультивибратора с заземленным конденсатором (рнс. 4.1, *а*) цепь ООС образована элементами *R1*, *C1*, цепь ПОС — делнтелем *R2*, *R3*. При генерировании колебанний *C1* периодически перезаряжается в диапазоне напряже-

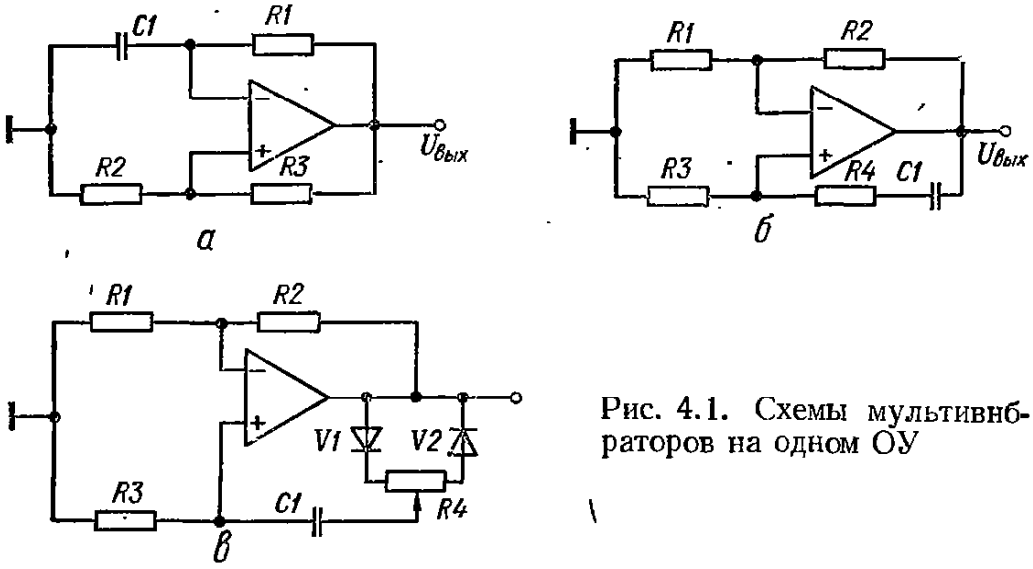


Рис. 4.1. Схемы мультивнбраторов на одном ОУ

ний от $\beta U^{+}_{\text{нас}}$ до $\beta U^{-}_{\text{нас}}$, где $U^{+}_{\text{нас}}$, $U^{-}_{\text{нас}}$ — напряжения насыщения ОУ по модулю положительной и отрицательной полярностей: $\beta_{\text{п}} = R_2/(R_3 + R_4)$ — коэффнциент ПОС.

Период колебаний $T = t_1 + t_2$,

где

$$t_1 = \tau \ln \frac{1 + \beta_{\text{п}} U^{+}_{\text{нас}}/U^{-}_{\text{нас}}}{1 - \beta_{\text{п}}}; \tag{4.1}$$

$$t_2 = \tau \ln \frac{1 + \beta_{\text{п}} U^{-}_{\text{нас}}/U^{+}_{\text{нас}}}{1 - \beta_{\text{п}}}; \tag{4.2}$$

$$\tau = R_1 C_1.$$

Если $U^{+}_{\text{нас}} = U^{-}_{\text{нас}}$, то

$$T = 2t_1 = 2\tau \ln (1 + \beta_{\text{п}})/(1 - \beta_{\text{п}}). \tag{4.3}$$

В схеме мультивибратора с незаземленным конденсатором (рис. 4.1, *б*) ООС образована элементами *R1*, *R2*; *ПОС* — элементами *R3*, *R4*, *C1*.

Напряжение на конденсаторе *C1* в процессе генерирования колебаний в данной схеме изменяется в днапазоне от $U^{-}_{\text{нас}}(1 - \beta_0/\beta_{\text{п}})$ до $U^{+}_{\text{нас}}(1 - \beta_0/\beta_{\text{п}})$, где $\beta_0 = R_1/(R_1 + R_2)$; $\beta_{\text{п}} = R_3/(R_3 + R_4)$ — коэффициенты ООС н ПОС соответственно.

Длительностн импульсов, составляющих период колебаний,

$$t_1 = \tau \ln \frac{1 + (1 - \beta_0/\beta_{\text{п}}) \dfrac{U^{+}_{\text{нас}}}{U^{-}_{\text{нас}}}}{\beta_0/\beta_{\text{п}}}; \tag{4.4}$$

$$t_2 = \tau \ln \frac{1 + (1 - \beta_0/\beta_{\text{п}}) \dfrac{U^{-}_{\text{нас}}}{U^{+}_{\text{нас}}}}{\beta_0/\beta_{\text{п}}}, \tag{4.5}$$

где $\tau = (R_3 + R_4) C_1$.

При условии $U^{+}_{\text{нас}} = U^{-}_{\text{нас}}$ получим $t_1 = t_2 = \tau \ln (2\beta_{\text{п}}/B_0 - 1)$.

Для данной схемы необходимо выполнить условие самовозбуждения

$$\beta_{\text{п}} > \beta_0.$$

Из выражений (4.1) — (4.5) следует, что период колебаний в обеих рассмотренных схемах зависит от отношения напряжений насыщения ОУ. Для уменьшения влияния дрейфа напряжений насыщения ОУ на частоту колебаний необходимо выравнивать $U^{+}_{\text{нас}}$, $U^{-}_{\text{нас}}$ (например, подстройкой напряжения одного или обоих источников питания ОУ, либо использовать прецизионный ограничитель выходного напряжения ОУ).

Для регулирования скважности колебаний в схему вводят диоды (рис. 4.1, *в*), разделяющие цепи заряда и разряда конденсатора *C1*. Однако в данном случае на температурную стабильность частоты дополнительно будет влиять контактная разность потенциалов *p-n*-переходов диодов *V1*, *V2*.

В схеме мультивибратора с электронным управлением частотой импульсов, показанной на рис. 4.2, *а* [6], при отрицательном выходном импульсе ключ *V1* открыт, вследствие чего напряжение неинвертирующего входа ОУ $U_{R2} = U_{\text{упр}} R_2 /(R_{V1} + R_2)$, где R_{V1} — сопротивление открытого канала *V1*. Если $U_{R2} < U_{\text{вых}}$, то при $U_{C1} < U_{R2}$, где U_{C1} — напряжение на конденсаторе *C1*, на выходе возникает напряжение насыщения $U^{+}_{\text{вых}}$ и ключ *V1* закроется. В дальнейшем конденсатор *C1* будет заряжаться, и при $U_{C1} \approx 0$ на выходе ОУ вновь возникнет напряжение $U^{-}_{\text{вых}}$, т. е. процесс повторится.

Длительность импульсов, составляющих период, для данной схемы можно записать в виде

$$t_1 = \tau \ln\left(1 + \frac{U^{+}_{\text{вых}}}{U^{-}_{\text{вых}}}\right); \qquad t_2 = \tau \ln\left(\frac{U^{-}_{\text{вых}}}{U^{-}_{\text{вых}} - U_{R_2}}\right),$$

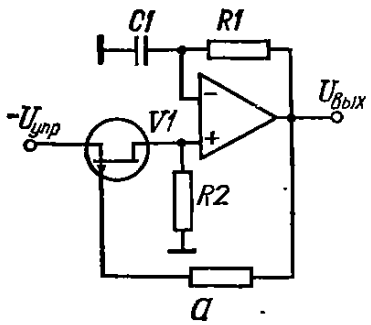
где $\tau = R_1 C_1$.

Отсюда следует, что управляющее напряжение воздействует только на длительность отрицательного импульса.

Другой вариант управляемого мультивибратора показан на рис. 4.2, *б* [3]. Здесь при $U^{+}_{\text{вых}}$ ключ *V1* открыт, при этом длительность выходных импульсов можно рассчитать по формулам (4.4), (4.5), где вместо R_3 необходимо подставить значение сопротивления открытого канала *V1*. При $U^{-}_{\text{вых}}$ ключ *V1* заперт, и конденсатор *C1* не разряжается до тех пор, пока не разрядится конденсатор *C2* через резистор R_0 до уровня, при котором *V1* открывается. Это позволяет существенно увеличить длительность импульса отрицательной полярности. Кроме того, изменяя $U_{\text{упр}}$, можно регулировать период генерируемых колебаний.

На рис. 4,3 показана схема мультивибратора [7], в которой частота выходных импульсов после включения питания плавно увеличивается в 1,5—5 раз. Эта девиация частоты происходит вследствие заряда конденсатора *C2* с постоянной времени $\tau = R_6 C_2$. Для изменения длительностей выходных импульсов обеих полярностей заряд конденсатора происходит через двухполупериодный выпрямитель *U1*. Очевидно, что после включения питания потенциал точки *A* будет плавно нарастать по экспоненциальному закону и, следовательно, напряжение на *R2* также будет плавно изменяться по экспоненциальному закону, что в конечном итоге определит плавное изменение частоты выходных импульсов.

В рассмотренных схемах мультивибраторов используют пассивные интегрирующую *R1C1* (рис. 4.1, *а*) и дифференцирующую *R3*, *R4*, *C1* (рис. 4.1, *б*) цепи. При построении низкочастотных генераторов используют активные интеграторы и дифференциаторы. Схема прецизионного генератора прямоугольных и треугольных колебаний (рис. 4.4, *а*) состоит из активного интегратора на *ОУ1*, триггера Шмитта на *ОУ2* и прецизионного ограничителя выходного напряжения на *ОУ3*, *ОУ4*. Рассмотрим работу схемы. Допустим, что на выходе *2* имеется напряжение E_1, сформированное ограничителем на *ОУ3*. Тогда в результате интегрирования этого напряжения с постоянной времени $\tau = R_1 C_1$ на выходе *1* будет формироваться линейно уменьшающееся напряжение. При уменьшении напряжения на выходе *1* до уровня переключения триггера Шмитта, равного $-E_1 R_2/R_3$, на выходе *2* релаксационно возникает напряжение, равное E_2, сформированное ограничителем на *ОУ4*. Таким образом, процесс интегрирования будет протекать в обратном направлении, т. е. на выходе *1* будет формироваться линейно возрастающее напряжение



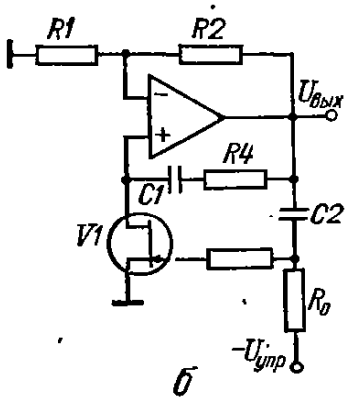


Рис. 4.2. Схемы мультивибраторов с электронным управлением

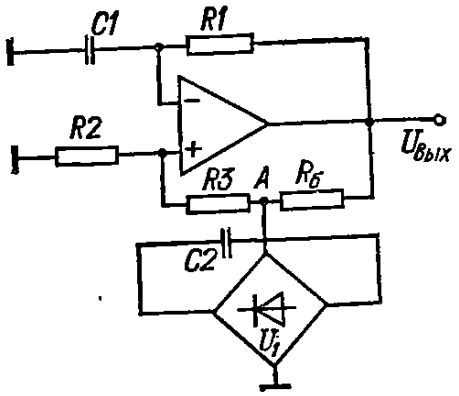


Рис. 4.3. Схема мультивибратора с «выбегом» частоты при включении питания

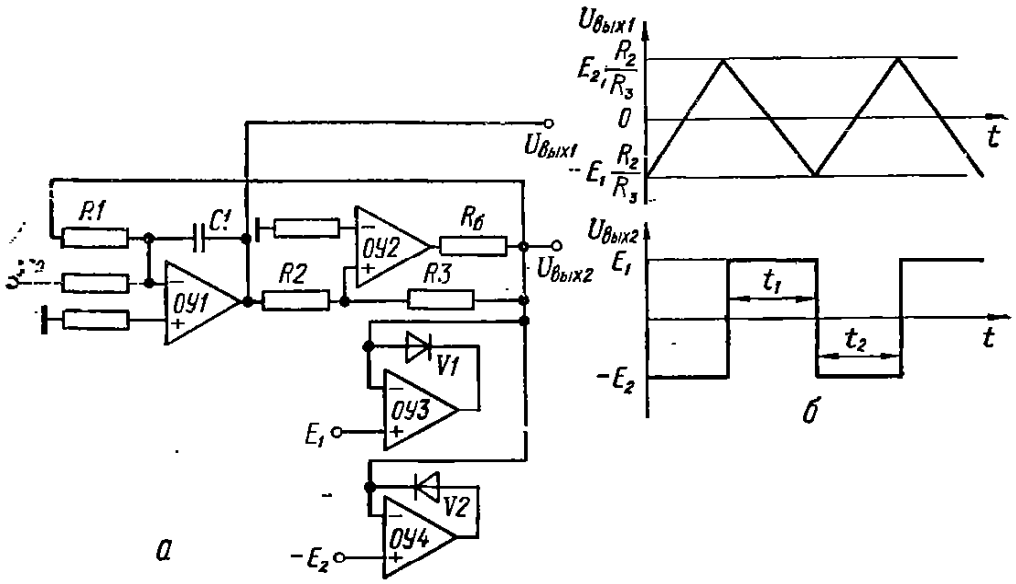


Рис. 4.4. Прецизионный генератор прямоугольных и треугольных колебаний:
а — схема; *б* — временные диаграммы

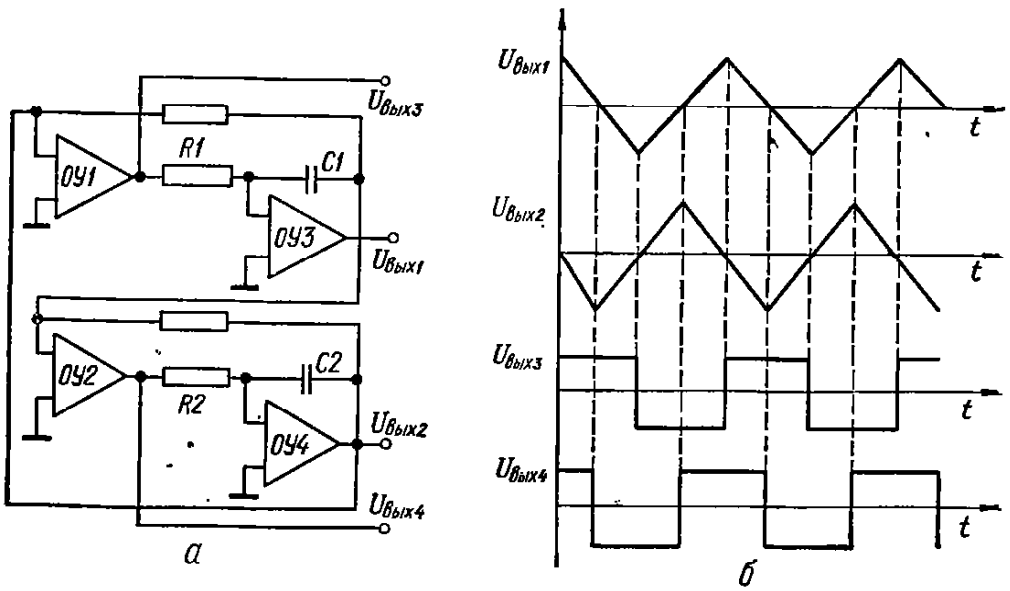


Рис. 4.5. Генератор квадратурных треугольных и прямоугольных напряжений:
а — схема; *б* — временные диаграммы

до уровня переключения триггера Шмитта, равного E_2R_2/R_3, затем процесс повторяется (рис. 4.4, *б*).

Длительность импульсов, составляющих период колебаний, можно представить в виде

$$t_1 = \tau R_2 (1 + E_1/E_2)/R_3; \tag{4.6}$$

$$t_2 = \tau R_2 (1 + E_2/E_1)/R_3. \tag{4.7}$$

При $E_1 = E_2$ получим $T = 4R_1R_2C_1/R_3$.

Электронное регулирование скважности и частоты колебаний в данной схеме можно осуществить либо изменением уровней опорных напряжений E_1, E_2, либо путем подключения управляющего напряжения через резистор к суммирующей точке интегратора.

Генераторы квадратурных сигналов. Схема генератора квадратурных (сдвинутых на 90°) прямоугольных и треугольных сигналов (рис. 4.5, *а*) содержит два интегратора на *ОУ3*, *ОУ4* и два нуль-органа на *ОУ1*, *ОУ2*. Работу схемы поясняют графики, показан-

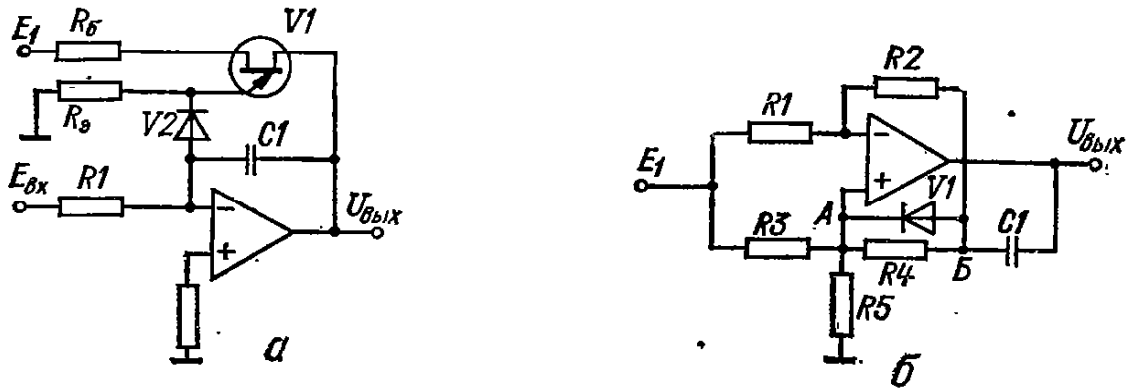


Рис. 4.6. Схемы генераторов пилообразного напряжения на одном ОУ

ные на рис. 4.5, *б*. Крутизна фронтов треугольного напряжения (по модулю) соответственно равна: для возрастающего напряжения — $\tau_1/U_{вых3}$, для ниспадающего напряжения — $\tau_2/U_{вых4}$, где $\tau_1 = R_1C_1$, $\tau_2 = R_2C_2$. Если $\tau_1 = \tau_2 = \tau$ и $U^{\pm}_{вых3} = U^{\pm}_{вых4}$, то $U^{\pm}_{вых1} = U^{\pm}_{вых2}$, где $U^{\pm}_{вых1}$, $U^{\pm}_{вых2}$ — максимальные напряжения на соответствующих выходах. Период колебаний

$$T = 4\tau U^{-}_{вых1}/U^{+}_{вых3}.$$

Для обеспечения равенства напряжений насыщения *ОУ1*, *ОУ2* в данной схеме целесообразно использовать прецизионные ограничители напряжения.

Электронное управление фазовым сдвигом в диапазоне 0—180° можно осуществить путем регулирования порога переключения нуль-органов [18].

Генераторы пилообразных напряжений. Схемы генераторов пилообразных напряжений легко реализовать на основе схем генераторов треугольных колебаний, в которых задний фронт выходного импульса формируется отдельной цепочкой с малой постоянной времени. Другим способом построения схем генераторов пилообразного напряжения является способ, основанный на периодическом шунтировании конденсатора в интеграторе. На рис. 4.6, *а* показана схема управляемого генератора пилообразного напряжения, в которой конденсатор *C1* периодически шунтируется с помощью однопереходного транзистора *V1*, имеющего *S*-образную входную характеристику. Длительность генерируемых импульсов в данной схеме

$$T = \tau \frac{U_{эб1} + \varphi_к}{E_{вх}},$$

где $\tau = R_1C_1$; $U_{эб1} = U_{б1б2}\eta_1$ — напряжение включения транзистора *V1*; $U_{б1б2}$ — межбазовое напряжение транзистора *V1*; η — коэффициент передачи транзистора *V1*.

Поскольку напряжение включения $U_{эб1}$ зависит от напряжения $U_{б1б2}$ транзистора *V1*, то длительность и амплитуду выходного импульса можно регулировать не только с помощью $E_{вх}$, но и источника E_1. Элементы $R_э$, *V2* включены для термокомпенсации порога включения транзистора *V1*.

Использование ПОС позволяет исключить ключевые элементы, шунтирующие интегрирующий конденсатор, и упростить схемы генераторов. На рис. 4.6, *б* показана схема, где для формирования переднего линейного фронта используется ООС, а для формирования крутого заднего фронта — ПОС [4]. При этом крутизна заднего фронта определяется быстродействием ОУ, охваченного ПОС. Время задержки между импульсами определяется временем разряда конденсатора *C1* через диод *V1* и низкоомный резистор

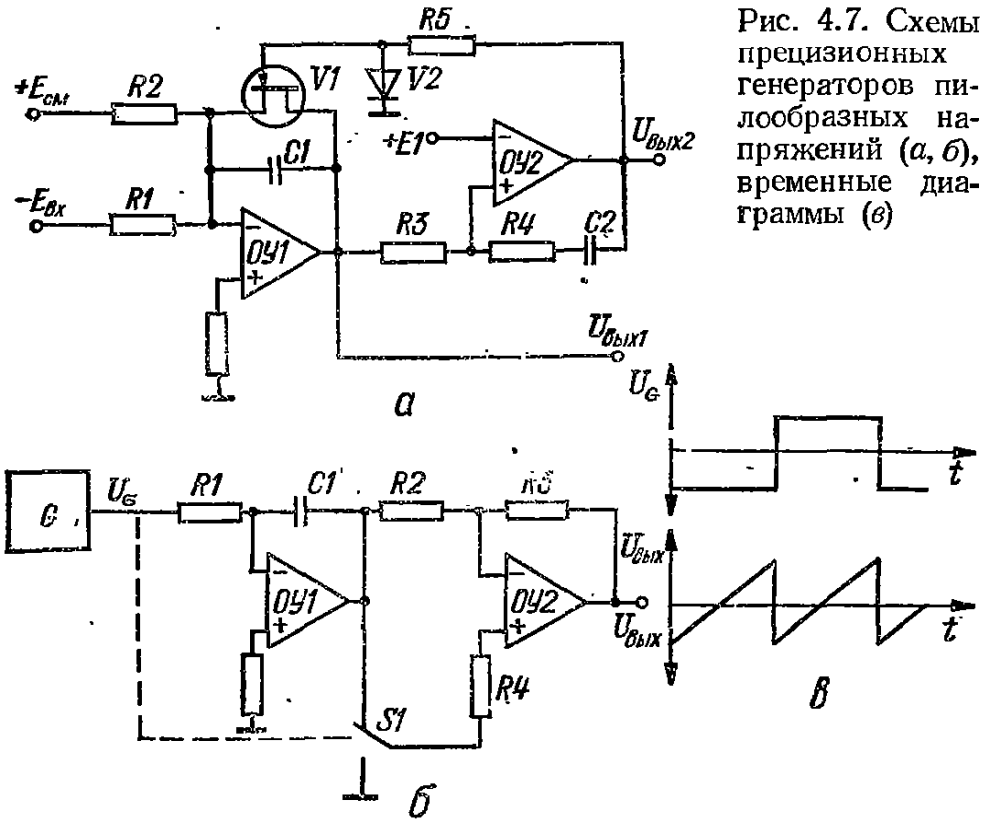


Рис. 4.7. Схемы прецизионных генераторов пилообразных напряжений (*а*, *б*), временные диаграммы (*в*)

R5 до уровня, при котором диод *V1* запирается. Резисторы *R1*—*R5* выбираются такой величины, чтобы выполнялось условие

$$R_1 R_4 > R_2 (R_3 \parallel R_5), \quad R_5 \ll R_4.$$

В режиме интегрирования диод *V1* заперт, что определяет превуалирующее действие цепи ООС (*C1*, *R2*, *R1*). Интегрирование напряжения E_1 происходит до тех пор, пока потенциал точки *Б* не превысит потенциал точки *А* на величину $\varphi_к$. При этом диод *V1* открывается и шунтирует резистор *R4*. В результате включается ПОС (*C1*, *V1*, *R5*) и на выходе ОУ релаксационно устанавливается состояние насыщения. Данные схемы можно использовать в тех случаях, когда основным требованием является минимальное число элементов. Стабильность частоты в этих схемах невысока.

Более высокую стабильность колебаний можно получить в схемах, где коммутация конденсатора интегратора производится с помощью полевого триода, управляемого одновибратором. В схему генератора пилообразных и прямоугольных колебаний (рис. 4.7, *а*) входят интегратор на *ОУ1*, одновибратор на *ОУ2* и транзистор *V1*. Допустим, что транзистор *V1* открыт, т. е. на выходе одновибратора (выход *2*) напряжение положительной полярности. Тогда на выходе интегратора (выход *1*) при разряженном конденсаторе *C1* напряжение

$$U_{вых1} = E_{вх} R_{V1}/R_1 - E_{см} R_{V1}/R_2 \approx 0,$$

где R_{V1} — сопротивление открытого канала *V1*.

Это состояние неустойчивое, так как при $U_{вых1} \approx 0$ с помощью источника E_1 на выходе *ОУ2* установится напряжение отрицательной полярности, вследствие чего транзистор *V1* закроется, и начнется процесс интегрирования. При этом напряжение на выходе *1* будет изменяться по линейному закону

$$U_{вых1} = t (E_{вх}/\tau_1 - E_{см}/\tau_2),$$

где $\tau_1 = R_1 C_1$; $\tau_2 = R_2 C_1$.

При $U_{вых1} = E_1$ на выходе *ОУ2* релаксационно установится состояние $U^{+}_{вых2}$, вследствие чего транзистор *V1* откроется, и описанный процесс повторится.

Длительность пилообразного импульса на выходе *1*

$$T_{пи} = E_1\tau_1\tau_2/(\tau_2 E_{вх} - \tau_1 E_{см}).$$

Длительность прямоугольного импульса на выходе *2* $T_{пр} = \tau_3 \ln (U^{+}_{вых2} + U^{-}_{вых2}) \times \beta_п/E$, где $\tau_3 \ll \tau_1$; $\tau_3 = (R_3 + R_4) C_2$, $\beta_п = R_3/(R_3 + R_4)$.

При малых номиналах емкости *C1* существенную роль могут играть токи утечки транзистора *V1*. Для уменьшения погрешности, обусловленной токами утечки ключа, целесообразно в качестве ключей выбирать полевые транзисторы с изолированным затвором (без защитных стабилитронов).

В тех случаях, когда требуется получить максимально крутой задний фронт пилообразного импульса, можно использовать схему, показанную на рис. 4.7, *б* [11]. Здесь интегратор, построенный на *ОУ1*, непрерывно формирует из входных прямоугольных

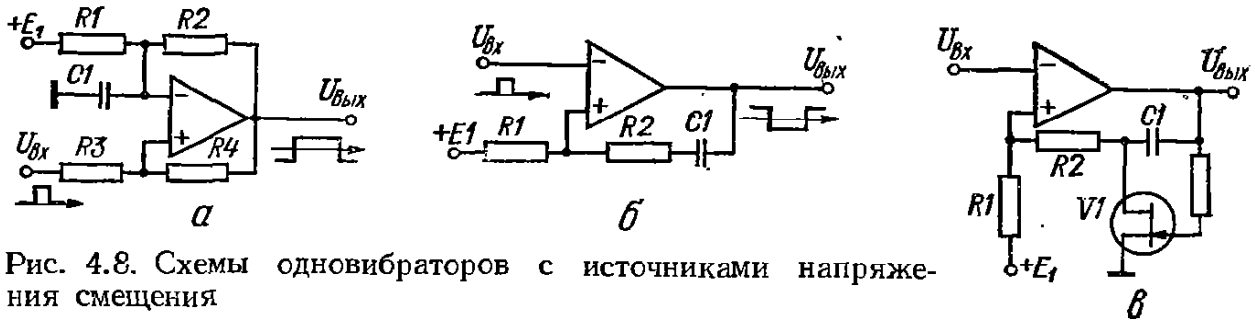


Рис. 4.8. Схемы одновибраторов с источниками напряжения смещения

двухполярных импульсов, поступающих от генератора *G*, напряжение треугольной формы. Ключ *S1*, управляемый генератором *G*, при одной полярности прямоугольного импульса подключает *R4* к выходу *ОУ1*, при другой полярности — к общей шине. Так как усилитель, построенный на *ОУ2* (где $R_2 = R_3$), при подключении *R4* к общей шине имеет коэффициент передачи, равный плюс единице, а при подключении *R4* к выходу *ОУ1* — минус единице, и момент переключения *S1* соответствует экстремуму треугольного напряжения на выходе *ОУ1*, то на выходе *ОУ2* будут формироваться импульсы пилообразной формы (рис. 4.7, *в*), длительность заднего фронта которого в основном определяется быстродействием *ОУ2*. В данной схеме вместо генератора *G* и интегратора можно включить схему, показанную на рис. 4.4, *а*.

Одновибраторы представляют собой генераторы одиночных импульсов определенной длительности. Схемы одновибраторов можно реализовать путем затормаживания колебаний в мультивибраторах, схемы которых были рассмотрены выше.

В схеме одновибратора (рис. 4.8, *а*), построенной на основе схемы мультивибратора рис. 4.1, *а*, автоколебания заторможены с помощью источника напряжения смещения E_1. В исходном состоянии на выходе ОУ напряжение насыщения имеет отрицательную полярность, так как при $\beta_0 < \beta_п$ напряжение на инвертирующем входе $E_1(1 - \beta_0) - U^{-}_{вых}\beta_0$ больше напряжения на неинвертирующем входе $-U^{-}_{вых}\beta_п$, где $\beta_0 = R_1/(R_1 + R_2)$, $\beta_п = R_3/(R_3 + R_4)$.

При поступлении входного импульса положительной полярности, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше $|U^{-}_{вых}R_3/R_4|$, на выходе одновибратора релаксационно установится напряжение положительной полярности $U^{+}_{вых}$. При этом конденсатор *C1* будет перезаряжаться через резистор *R2* от исходного напряжения $E_1(1 - \beta_0) - U^{-}_{вых}\beta_0$ до напряжения $U^{+}_{вых}\beta_п$, после чего на выходе ОУ вновь релаксационно установится исходное напряжение $U^{-}_{вых}$.

Длительность сформированного импульса

$$T = \tau \ln \frac{\beta_0 (U^{+}_{вых} + U^{-}_{вых})}{U^{+}_{вых}\beta_0 + E_1(1 - \beta_0) - U^{+}_{вых}\beta_п}, \qquad (4.9)$$

где $\tau = \beta_0 R_2 C_1$; $U^{+}_{вых}$, $U^{-}_{вых}$ — напряжения насыщения ОУ (по модулю).

При $U^{+}_{\text{вых}} = U^{-}_{\text{вых}} = U$ получим

$$T = \tau \ln \frac{2}{\frac{E_1}{U}\left(\frac{1}{\beta_0} - 1\right) - \left(\frac{\beta_\text{п}}{\beta_0} - 1\right)}.$$

Для получения отрицательного выходного импульса необходимо изменить полярность источника смещения E_1 и входного импульса.

Другой вариант схемы с источником смещения E_1 показан на рис. 4.8, *б*, в которой ОУ охвачен только ПОС. В исходном состоянии напряжение на выходе ОУ имеет положительную полярность, поскольку на неинвертирующем входе — положительное напряжение E_1. При поступлении на инвертирующий вход импульса положительной полярности, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше E_1, на выходе ОУ установится отрицательное напряжение насыщения $U^{-}_{\text{вых}}$. При этом на неинвертирующем входе ОУ напряжение скачкообразно изменится на величину, равную $(U^{+}_{\text{вых}} + U^{-}_{\text{вых}})\,\beta_\text{п}$.

Длительность выходного импульса определяется временем нарастания напряжения на неинвертирующем входе ОУ от уровня $(U^{+}_{\text{вых}} + U^{-}_{\text{вых}})\,\beta_\text{п} - E_1$ до нуля:

$$T = \tau \ln \frac{U^{+}_{\text{вых}} + U^{-}_{\text{вых}}}{E_1}\beta_\text{п}, \qquad (4.10)$$

где $\tau = (R_1 + R_2)\,C_1$; $\beta_\text{п} = R_1/(R_1 + R_2)$.

Время восстановления данной схемы в исходное состояние (т. е. время, по истечении которого возможен новый запуск) определяется временем установления напряжения на конденсаторе *C1*. Очевидно, что это время так же, как и длительность сформированного выходного импульса, зависит от постоянной времени τ.

Для ускорения времени восстановления можно использовать схему, показанную на рис. 4.8, *в* [1]. Здесь в исходном состоянии ключ *V1* открыт, и цепь заряда конденсатора *C1* имеет малую постоянную времени. Входной импульс положительной полярности формирует на выходе ОУ напряжение отрицательной полярности, которое запирает ключ *V1*. При этом процесс формирования выходного импульса протекает аналогично схеме рис. 4.8, *б*. После окончания формирования выходного импульса положительное выходное напряжение ОУ открывает *V1*, и напряжение на конденсаторе *C1* быстро восстанавливается до исходного уровня. В рассмотренных схемах длительность выходного импульса зависит от стабильности источника смещения E_1 и напряжения насыщения ОУ.

Схема одновибратора, в котором напряжение смещения формируется самим ОУ [13], показана на рис. 4.9, *а*. В исходном состоянии ток инвертирующего входа ОУ отсутствует, что эквивалентно образованию на входе ОУ ЭДС $\alpha E_\text{п}$ ($\alpha < 1$), которая поддерживает на выходе состояние насыщения отрицательной полярности $U^{-}_{\text{нас}}$.

Входной импульс отрицательной полярности релаксационно возбуждает на выходе $U^{+}_{\text{нас}}$, после чего начинается перезаряд конденсатора *C2*. При уменьшении потенциала точки *A* до уровня $\alpha E_\text{п}$ процесс формирования выходного импульса заканчивается и на выходе ОУ восстановится исходное состояние $U^{-}_{\text{нас}}$. Переходные процессы, проходящие в схеме, изображены на рис. 4.9, *б*.

На рис. 4.10 показаны две схемы одновибраторов, в которых отсутствует источник напряжения смещения, а автоколебания заторможены путем шунтирования конденсатора сопротивлением открытого диода (рис. 4.10, *а*) или выходным сопротивлением «идеального диода» (рис. 4.10, *б*).

В исходном состоянии напряжение на выходе ОУ (рис. 4.10, *а*) равно минус $U_{\text{вых}}$, при этом напряжение на его инвертирующем входе — минус $\varphi_\text{к}$, а на неинвертирующем входе — минус $U^{-}_{\text{вых}}\beta_\text{п}$, где $\beta_\text{п} = R_2/(R_2 + R_3)$.

Величина коэффициента ПОС выбирается из условия

$$|U^{-}_{\text{вых}}\beta_\text{п}| > \varphi_\text{к}.$$

При поступлении на вход положительного импульса, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше $|U^{-}_{\text{вых}}R_2/R_3|$, на выходе релаксационно установится состояние насыщения $U^{+}_{\text{вых}}$. При этом диод *V1* закроется и конден-

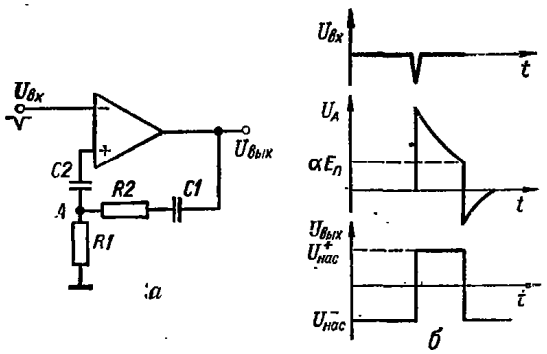


Рис. 4.9. Одновибратор с автоматическим смещением:
а — схема; *б* — временные диаграммы

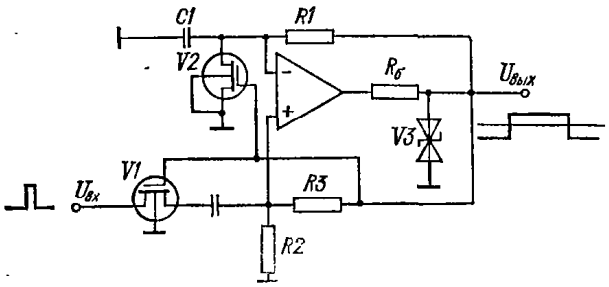


Рис. 4.11. Схема одновибратора с отключением входной цепи

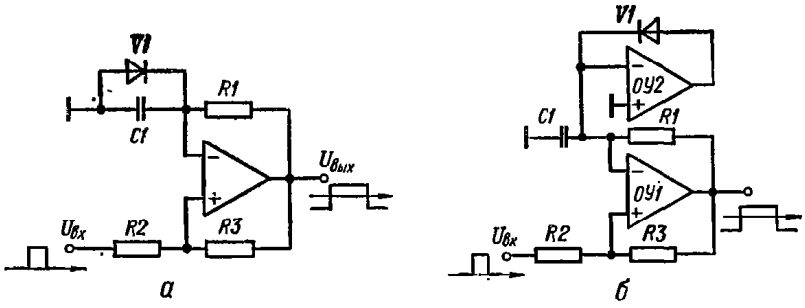
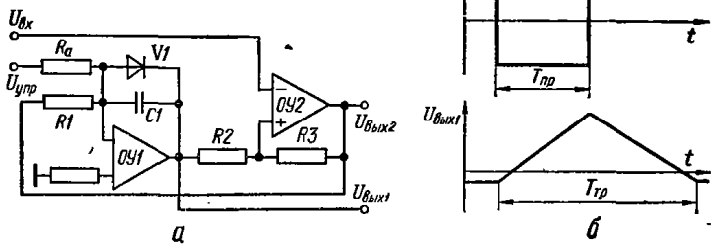


Рис. 4.10. Схемы одновибраторов с шунтирующим диодом

Рис. 4.12. Одновибратор одиночных треугольных и прямоугольных импульсов:
а — схема; *б* — временные диаграммы



сатор *C1* будет заряжаться от $-\varphi_к$ до напряжения, равного $U^+_{вых}\beta_п$, после чего на выходе восстановится состояние $U^-_{вых}$.

Длительность сформированного импульса

$$T = \tau \ln \frac{U^+_{вых} + \varphi_к}{U^+_{вых}(1 - \beta_п)}, \qquad (4.11)$$

где $\tau = R_1C_1$.

В данной схеме длительность выходного импульса зависит от напряжения насыщения $U^+_{вых}$ и контактной разности потенциалов $\varphi_к$ диода *V1*. Очевидно, чем больше $U^+_{вых}$, тем меньше зависимость от $\varphi_к$.

В схеме одновибратора рис. 4.10, *б* вместо шунтирующего диода включен «идеальный диод» на *ОУ2*, представляющий собой однополупериодный выпрямитель [10]. Поскольку в этом случае влияние уменьшается в $K_у$ раз, то выражение (4.11) примет следующий вид:

$$T = \tau \ln (1 + R_2/R_3).$$

Во всех рассмотренных выше схемах одновибраторов для повышения стабильности и помехоустойчивости необходимо стабилизировать уровень насыщения ОУ и отключать вход на время формирования выходных импульсов.

В качестве примера на рис. 4.11 показана схема одновибратора [2], где стабилизация напряжения насыщения осуществляется с помощью двухстороннего стабилитрона *V3*, а вход отключается с помощью ключа *V1*. Работа данной схемы аналогична схеме рис. 4.10, *а* с той лишь разницей, что вместо диода здесь включен транзистор *V2*, работающий в ключевом режиме. Длительность выходного импульса рассчитывается по формуле

$$T = \tau \ln \frac{1 + K\beta_0}{1 - \beta_п},$$

где $\tau = R_1C_1$; $K = U^-_{вых}/U^+_{вых}$; $\beta_0 = R_{V2}/(R_1 + R_{V2})$; $\beta_п = R_2/(R_2 + R_3)$; R_{V2} — сопротивление открытого канала *V2*.

Во всех рассмотренных схемах одновибраторов для формирования выходных импульсов использовались пассивные интегрирующие цепи, что при необходимости получения больших длительностей импульсов может вызвать трудности в выборе высокоточных конденсаторов большой емкости.

В схеме одновибратора, показанной на рис. 4.12, *а*, используется активный интегратор на *ОУ1*, что позволяет при больших длительностях выходных импульсов использовать конденсаторы сравнительно небольшой емкости. Работу схемы поясняют осциллограммы, показанные на рис. 4.12, *б*. В исходном состоянии на выходе триггера Шмитта (выход *2*) напряжение насыщения равно $U^+_{вых2}$, при этом диод *V1* в интеграторе открыт и напряжение на его выходе (выход *1*) $U_{вых1} = U^+_{вых2}R_д/R_1$, где $R_д$ — сопротивление открытого диода *V1*.

Входной положительный импульс, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше $U^+_{вых}R_2/(R_2 + R_3)$, установит на выходе *2* состояние насыщения — $U^-_{вых2}$, при этом напряжение на выходе *1* будет линейно возрастать до порога срабатывания триггера $U^-_{вых2}R_2/R_3$, после чего на выходе *2* вновь установится состояние $U^+_{вых2}$, а на выходе *1* будет формироваться задний фронт треугольного импульса.

Длительность прямоугольного импульса (выход *2*)

$$T_{пр} = \tau_1 \frac{R_2}{R_3} + \tau_1 \frac{R_д}{R_1} \frac{U^+_{вых2}}{U^-_{вых2}},$$

где $\tau_1 = R_1C_1$.

Длительность треугольного импульса (выход *1*)

$$T_{тр} = T_{пр} + \tau_1 \frac{R_2}{R_3} \frac{U^-_{вых2}}{U^+_{вых2}} + \tau_1 \frac{R_д}{R_1}.$$

Для управления длительностью выходных импульсов на управляющий вход подается положительное или отрицательное напряжение, при этом требуется выполнить условие

$$U_{\text{упр}}^{\max}\frac{R_{\text{д}}}{R_{\text{а}}}-U_{\text{вых}}^{-}\frac{R_{\text{д}}}{R_1}<0.$$

Длительность прямоугольного выходного импульса в этом случае можно записать в виде

$$T_{\text{пр}}=\left(U_{\text{вых2}}^{-}\frac{R_2}{R_3}+U_{\text{вых2}}^{+}\frac{R_{\text{д}}}{R_1}-U_{\text{упр}}^{-}\frac{R_{\text{д}}}{R_{\text{а}}}\right)\frac{\tau_1\tau_2}{U_{\text{вых2}}^{-}\tau_2+U_{\text{упр}}^{-}\tau_1},$$

где $\tau_2=R_{\text{а}}C_1$.

Прецизионные схемы одновибраторов можно также построить на основе интеграторов с заземленным конденсатором, шунтирование которого осуществляется с помощью «идеального диода» (рис. 4.13). Одновибратор состоит из интегратора, построенного на

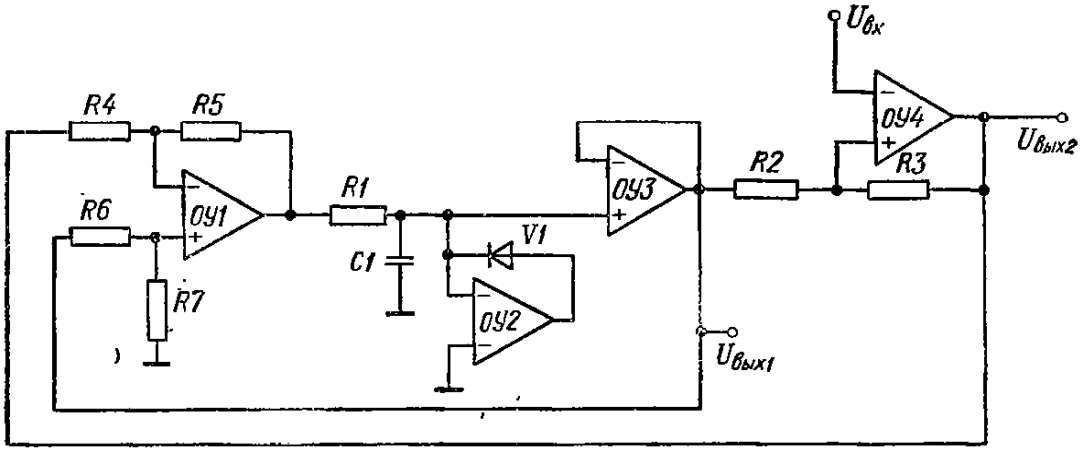


Рис. 4.13. Схема прецизионного одновибратора с заземленным конденсатором

основе источника тока, «идеального диода» на *ОУ2*, повторителя напряжения на *ОУ3*, триггера Шмитта на *ОУ4*. Поскольку заряд конденсатора *С1* осуществляется от источника тока, то напряжение на конденсаторе изменяется линейно. Принцип действия данного одновибратора аналогичен принципу действия одновибратора, схема которого показана на рис. 4.12. Отличие состоит в том, что вместо шунтирующего диода в данной схеме используется «идеальный диод» на *ОУ2*, что повышает стабильность генерируемых импульсов.

Длительность выходного прямоугольного импульса

$$T_{\text{пр}}=\tau R_2/R_3,$$

где $\tau=R_1C_1R_7/R_6$; $R_6=R_5$; $R_7=R_4$.

Длительность выходного треугольного импульса (выход *1*)

$$T_{\text{тр}}=T_{\text{пр}}+\tau\frac{R_2}{R_3}\frac{U_{\text{вых2}}^{-}}{U_{\text{вых2}}^{+}}=T_{\text{пр}}\left(1+\frac{U_{\text{вых2}}^{-}}{U_{\text{вых2}}^{+}}\right).$$

Для устранения зависимости длительности выходного треугольного импульса от напряжения насыщения *ОУ4* на его выходе включают прецизионный ограничитель напряжения.

Генераторы одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов. Схемы генераторов одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов можно реализовать на основе схем генераторов одиночных треугольных импульсов, в которых задний фронт треугольного импульса формируется отдельной цепочкой с малой постоянной времени. Например, для получения пилообразного выходного импульса в схеме рис. 4.12, *а* можно параллельно резистору *R1* включить цепь, состоящую из диода и низкоомного резистора. Другой способ построения схем генераторов одиночных пилообразных импульсов основан на шунтировании конденсатора в интеграторе с помощью ключа, управляемого триггером.

В схему генератора одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов (рис. 4.14, *а*) входят интегратор на *ОУ1* и триггер Шмитта на *ОУ2*. В исходном состоянии

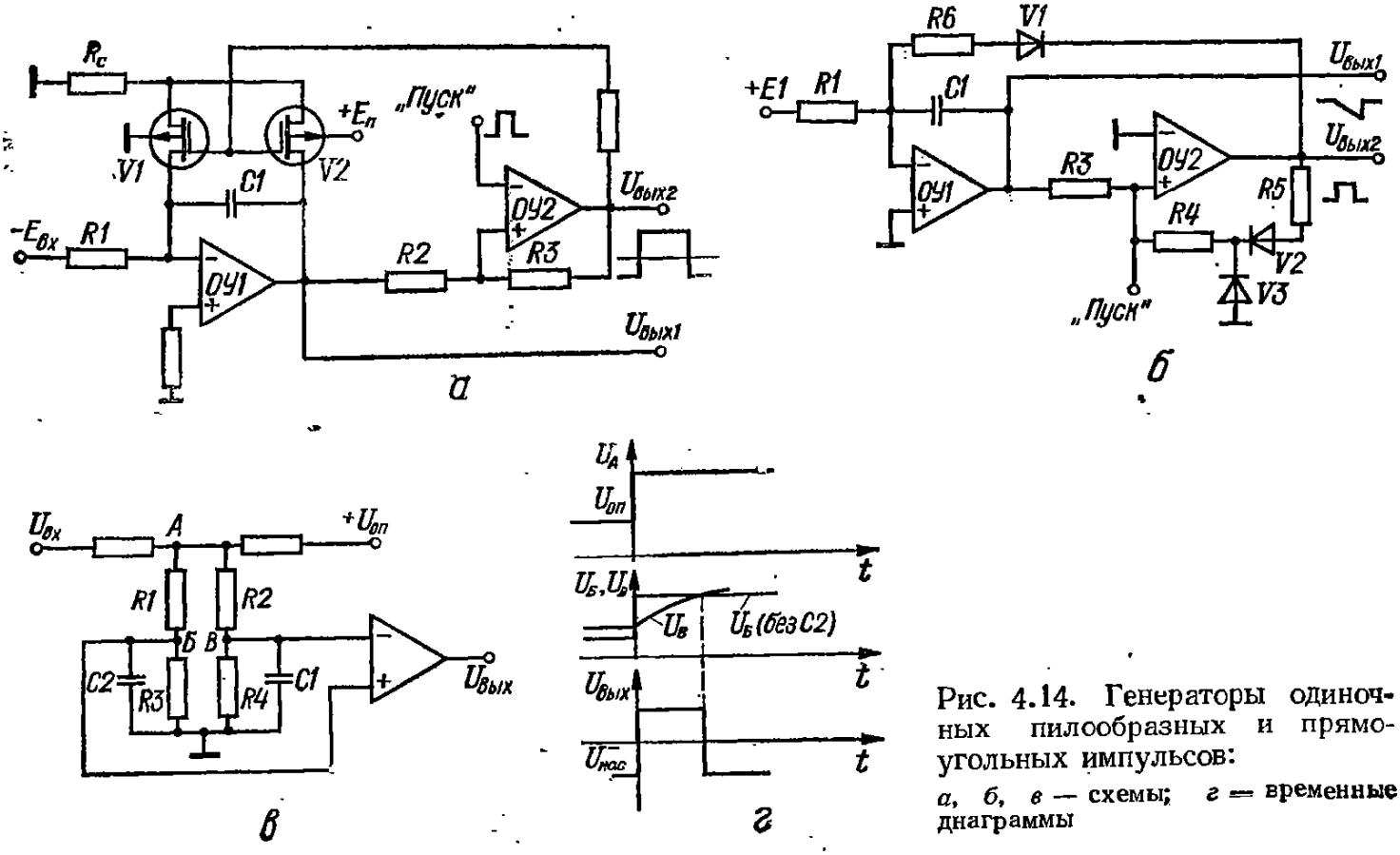


Рис. 4.14. Генераторы одиночных пилообразных и прямоугольных импульсов:

а, *б*, *в* — схемы; *г* — временные диаграммы

напряжение на выходе *2* имеет полярность, при которой ключи *V1* и *V2* открыты. Напряжение на выходе *1* $U_{вых1} = U_{вх}(R_{V1} + R_{V2})/R_1$, где R_{V1}, R_{V2} — сопротивления открытых ключей *V1* и *V2*. Это напряжение можно скомпенсировать с помощью дополнительного источника смещения (аналогично схеме рис. 4.7, *а*).

При поступлении положительного импульса на неинвертирующий вход *ОУ2*, длительность которого меньше длительности выходного импульса, а амплитуда больше $|U^{-}_{вых2}R_2/(R_2 + R_3)|$, на выходе *2* релаксационно установится состояние $U^{+}_{вых2}$, вследствие чего ключи *V1* и *V2* закроются и начнется процесс интегрирования. Напряжение на выходе *1* при этом будет изменяться по линейному закону

$$U_{вых1} = tU_{вх}/\tau,$$

где $\tau = R_1C_1$.

При $U_{вых1} = U^{+}_{вых2}R_2/R_3$ на выходе *2* релаксационно установится исходное состояние $U^{-}_{вых2}$.

Длительность прямоугольного и пилообразного импульса

$$T_{пд} = T_{пи} = \tau R_2 U^{+}_{вых2}/R_3 U_{вх}. \qquad (4.12)$$

Отсюда следует, что длительность выходного импульса зависит от напряжения насыщения *ОУ2*. Если управляющий вход подсоединить к выходу *2* (т. е. $E_{вх} = U_{вых2}$), то длительность импульсов не будет зависеть от напряжений насыщения ОУ.

Отличительной особенностью данной схемы является то, что в ней в качестве ключей используют два последовательно включенных полевых транзистора с изолированным затвором. Такое включение позволяет резко уменьшить токи утечки, так как подложка транзистора *V1* имеет потенциал, равный потенциалу суммирующей точки интегратора.

Отличительной особенностью схемы, показанной на рис. 4.14, *б* [8], является то, что в ней осуществляется точная привязка начала выходного импульса к нулевому уровню. В исходном состоянии диод *V1* открыт, диод *V2* заперт, напряжение на выходе *1* равно нулю (точнее напряжению смещения *ОУ2*), так как *ОУ2* с помощью общей ООС (цепь *R6*, *V1*) сводит к нулю напряжение $U_{вых1}$, являющееся входным для *ОУ2*. Запускающий импульс положительной полярности усиливается *ОУ2*, при этом диод *V2* открывается и на выходе *2* релаксационно (так как включается ПОС через *R5*, *V2*, *R4*, *R3*) устанавливается положительное напряжение насыщения *ОУ2*. Диод *V1* запирается, и на выходе *1* с помощью интегратора (*R1*, *C1*, *ОУ1*) формируется линейно падающее напряжение $U_{вых1} = -E_1t/\tau$, где $\tau = R_1C_1$.

При $U_{вых1} = -U^{-}_{вых2}R_3/(R_4 + R_5)$ *ПОС ОУ2* выключается (диод *V2* запирается) и на выходе *2* возникает отрицательное напряжение, открывающее *V1*, в результате чего конденсатор *C1* разряжается через низкоомное сопротивление *R6* и диод *V1*. Длительность заднего фронта выходного импульса в основном определяется постоянной времени

$$\tau_з = R_6C_1,$$

а длительность переднего фронта

$$t_1 = \frac{\beta_п}{1 - \beta_п}\,\frac{U^{+}_{вых2}}{E_1},$$

где $\beta_п = R_3/(R_3 + R_4 + R_5)$.

Для формирования одиночного импульса определенной длительности при ступенчатом входном сигнале можно использовать схему, показанную на рис. 4.14, *в* [9], в которой напряжение с диагонали мостовой схемы *R1—R4* подается на входы ОУ. В исходном состоянии мост балансируется таким образом, чтобы потенциал точки *В* был несколько выше потенциала точки *Б*. В этом случае на выходе ОУ в исходном состоянии всегда будет напряжение $U^{-}_{нас}$. Для упрощения рассмотрим процесс формирования выходного импульса при отключенном конденсаторе *C2* (рис. 4.14, *г*). Допустим, что на вход поступил импульс ступенчатой формы. В этом случае потенциал точки *Б* скачкообразно увеличится на определенную величину, а потенциал точки *В* будет экспоненциально нарастать со скоростью, определяемой постоянной времени, величина которой пропорциональна емкости *C1*.

Через некоторый промежуток времени потенциал точки *В* превысит потенциал точки *Б* и на выходе ОУ вновь возникнет исходное состояние $U^{-}_{нас}$. Включение конденса-

тора *С2* не изменит сущности описанного процесса, если скорость изменения потенциала точки *Б* будет больше скорости изменения потенциала точки *В*. Однако включение конденсатора *С2* существенно изменит (увеличит) длительность выходного импульса.

Управляемые генераторы повышенной точности широко используют в измерительной технике в качестве преобразователей напряжения или тока в частоту (*U*, *I*/*f*). Из

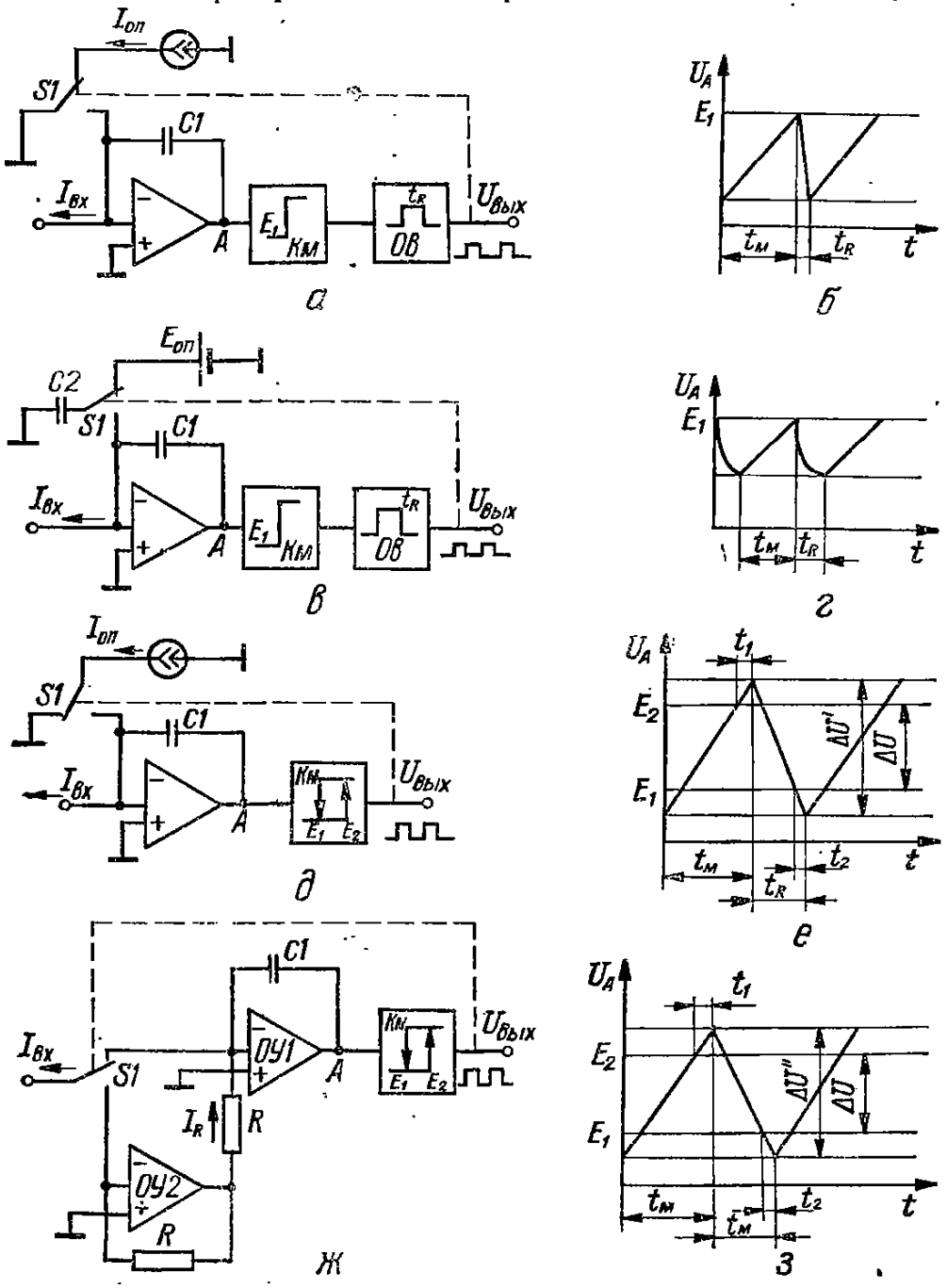


Рис. 4.15. Преобразователи «напряжение—частота»:
а, *в*, *д*, *ж* — схемы; *б*, *г*, *е*, *з* — временные диаграммы

большого числа известных схем преобразователей в данном разделе рассматриваются только широко распространенные интегрирующие преобразователи, имеющие повышенную точность и помехоустойчивость.

На рис. 4.15 показаны структурные схемы *UI*/*f*-преобразователей, функцию передачи которых можно записать в виде

$$f_{вых} = K_1 \bar{U}_{вх} = K_2 \bar{I}_{вх},$$

где $\bar{U}_{вх}\bar{I}_{вх}$ — средние значения входных напряжения и тока; K_1, K_2 — коэффициенты преобразования.

Основным элемеитом схем является интегратор, на один из входов которого подается входной сигнал, а на другой — компенсирующий сигнал. При этом за время преобразования количество электричества $Q_{вх}$, получеиное интегрирующей емкостью от входного

сигнала, должно быть равно количеству электричества $Q_{оп}$, полученному от компенсирующего сигнала, т. е.

$$Q_{вх} = \int_0^T I_{вх} dt = \int_0^T I_{оп} dt = Q_{оп}.$$

Структурная схема преобразователя, показанная на рис. 4.15, *а*, состоит из интегратора, однопорогового компаратора *Км*, одновибратора *Ов*, переключателя *S1* и источника опорного тока $I_{оп}$. Принцип действия данного преобразователя поясняет временная диаграмма, показанная на рис. 4.15, *б*, где E_1 — порог переключения компаратора; t_M — длительность прямого хода интегратора; t_R — длительность обратного хода интегратора. Интервал t_R задается *Ов*, при этом нижний уровень выходного напряжения интегратора

$$U_{A\min} = t_R (I_{оп} - I_{вх})/C.$$

Функцию передачи для данного преобразователя можно представить в виде

$$f_{вых} = \bar{I}_{вх}/I_{оп} t_R.$$

Форма выходного напряжения представляет собой последовательность импульсов постоянной длительности с управляемой скважностью. Погрешность функции передачи в основном определяется стабильностью источника опорного тока, порога переключения компаратора и длительности импульса, генерируемого одновибратором.

Структурная схема преобразователя, показанная на рис. 4.15, *в*, отличается от рассмотренной схемы тем, что в ней вместо источника тока используется источник напряжения $E_{оп}$, с помощью которого заряжается вспомогательный конденсатор *С2*. Количество электричества, получаемое конденсатором *С2* от источника $E_{оп}$, $Q_{оп} = C_2 E_{оп}$. Исходя из условия компенсации заряда конденсатора $Q_{вх} = I_{вх} (t_M + t_R)$ входным током, функцию передачи можно представить в виде

$$f_{вых} = \bar{I}_{вх}/C_2 E_{оп}.$$

Погрешность, стабильность и линейность фуикции передачи данного преобразователя в основном зависят от стабильиости источника опорного напряжения и емкости коиденсатора *С2*. Изменение интегрирующей емкости *С1*, дрейф порога *Км*, задержка включения *Км* и стабильность импульса, генерируемого одновибратором, не влияют на погрешность преобразователя, если эти параметры остаются неизменными в течение времени t_M (рис. 4.15, *г*).

На рис. 4.15, *д* показана схема преобразователя, в котором используется двухпороговый *Км* с триггерной характеристикой (триггер Шмитта). Принцип действия такого преобразователя поясняет временная диаграмма (рис. 4.15, *е*), где t_1, t_2 — время задержки переключения ключа *S1* и триггера соответствеино по верхнему и нижнему уровням переключения компаратора; $\Delta K = E_2 - E_1$ — разность напряжений порогов переключеиия *Км*.

Функцию передачи данного преобразователя можно записать в виде

$$f_{вых} \approx \frac{\bar{I}_{вх}}{C_1 \Delta U} \left\{ 1 - \left[\frac{I_{оп} t_2}{C_1 \Delta U} + f_{вых} (t_R + t_1 - t_2) \right] \right\},$$

где $t_1 + t_2 \ll t_M$.

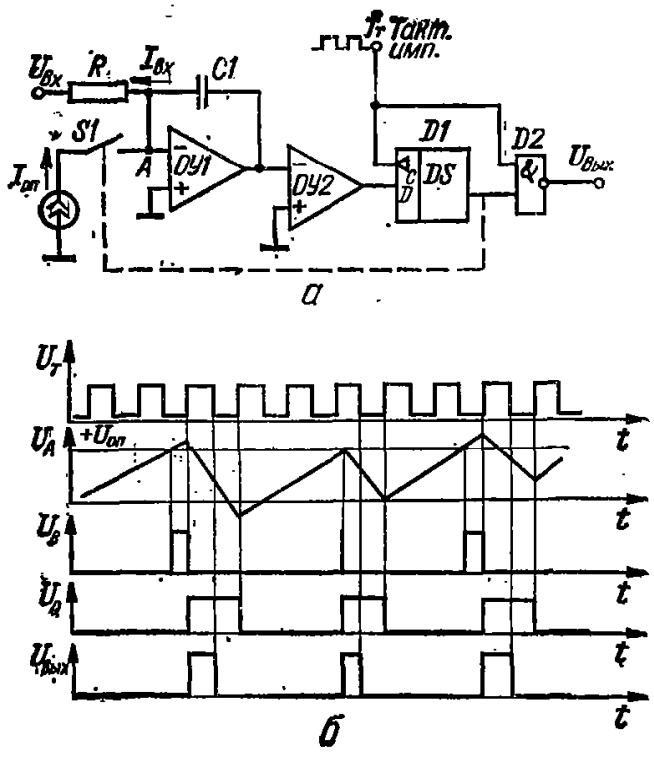
Из данного выражения следует, что на погрешность преобразования существенно влияет не только стабильность порогов переключения *Км*, но и низкое быстродействие *Км* и ключа *S1*.

На рис. 4.15, *ж* показан вариант схемы преобразователя с инвертором входного тока на *ОУ2*. Инвертор входного тока, имеющий функцию передачи $I_{вх} = -I_R$, компенсирует заряд интегрирующего конденсатора *С1* входным током, вследствие чего длительности прямого t_M и обратного t_R хода интегратора равны (рис. 4.15, *з*).

Функция передачи данного преобразователя имеет вид

$$f_{вых} \approx \frac{I_{вх}}{2C\Delta U} [1 - 2 f_{вых} (t_1 + t_2)].$$

Для построения аиалого-цифровых преобразователей используют схему преобразователя, синхронизируемого тактовыми импульсами (рис. 4.16, *а*). В данной схеме



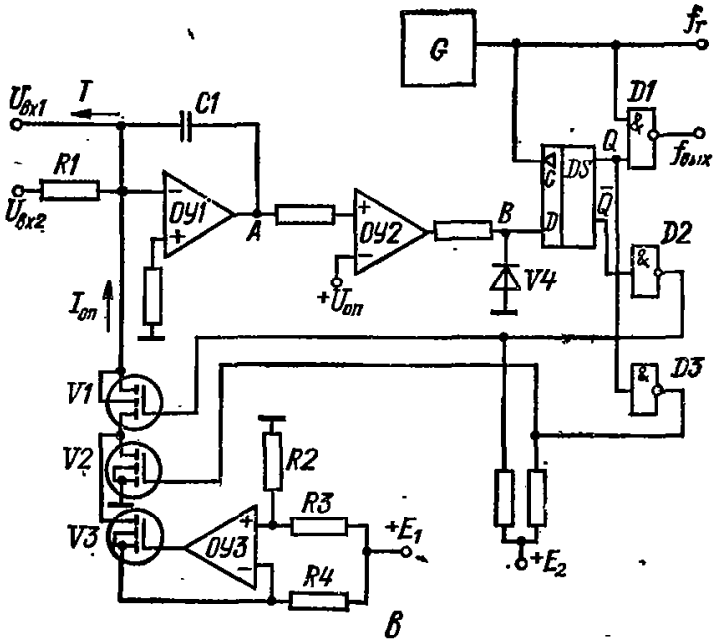


Рис. 4.16. Прецизионный преобразователь «напряжение — частота», «ток — частота»:
а, в — схемы; *б* — временные диаграммы

жестких требований к точности и быстродействию компаратора и ключа не предъявляется, так как прямой ход интегратора здесь ограничен не условием выполнения равенства выходного напряжения интегратора порогу переключения компаратора, как в рассмотренных выше схемах, а моментом совпадения тактового импульса с выходным импульсом компаратора. Обратный ход интегратора полностью определяется одним периодом тактовой частоты T_c. Условие равенства количества электричества, получаемого интегрирующим конденсатором от входного тока и от опорного тока, в данной схеме выполняется среднестатистически за несколько периодов колебаний выходного напряжения интегратора.

Принцип действия преобразователя поясняют временные диаграммы, показанные на рис. 4.16, *б*. Выходной сигнал представляет собой последовательность импульсов, длительность которых равна длительности тактового импульса, а скважность изменяется прямо пропорционально входному сигналу.

Если выбрать интервал измерения выходной частоты равным nT_c, то количество импульсов выходного напряжения, укладывающихся в данный интервал,

$$m = n\bar{U}_{вх}/RI_{оп}.$$

Диапазон работы преобразователя определяется диапазоном изменения m от 1 до n, что соответствует изменению входного тока в диапазоне $I_{оп}/n \leqslant U_{вх}/R \leqslant I_{оп}$.

На рис. 4.16, *в* показана развернутая схема рассматриваемого преобразователя [24]. Ключ в данной схеме выполнен на полевых транзисторах *V1*, *V2*, а источник опорного тока на *ОУ3*, *V3*. Диод *V4* включен для отсечки отрицательной полуволны выходного напряжения компаратора. Опорный ток, значение которого

$$I_{оп} = \frac{E_1}{R_4}\left(1 - \frac{R_2}{R_2 + R_3}\right),$$

с помощью транзисторного переключателя коммутируется либо на общую шину (*V2* открыт, *V1* закрыт), либо в суммирующую точку интегратора (*V2* закрыт, *V1* открыт).

2. ГЕНЕРАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

Генераторы с мостом Вина. На рис. 4.17, *а* показана схема генератора с мостом Вина, одно плечо которого образовано резистивным делителем напряжения *R3*, *R4*, а другое — дифференцирующей *R2*, *C2* и интегрирующей *R1*, *C1* цепями. Коэффициент передачи с выхода фазозадающей цепи *R1*, *R2*, *C1*, *C2* на неинвертирующий вход ОУ на резонансной частоте равен $^1/_3$. Для выполнения баланса амплитуд коэффициент передачи усилителя с выхода на неинвентирующий вход должен быть равен трем, т. е. необходимо выполнить условие $R_4 = 2R_3$. Для выполнения баланса фаз постоянная времени дифференцирующей цепи должна быть равна постоянной времени интегрирующей цепи, т. е. $R_1C_1 = R_2C_2$.

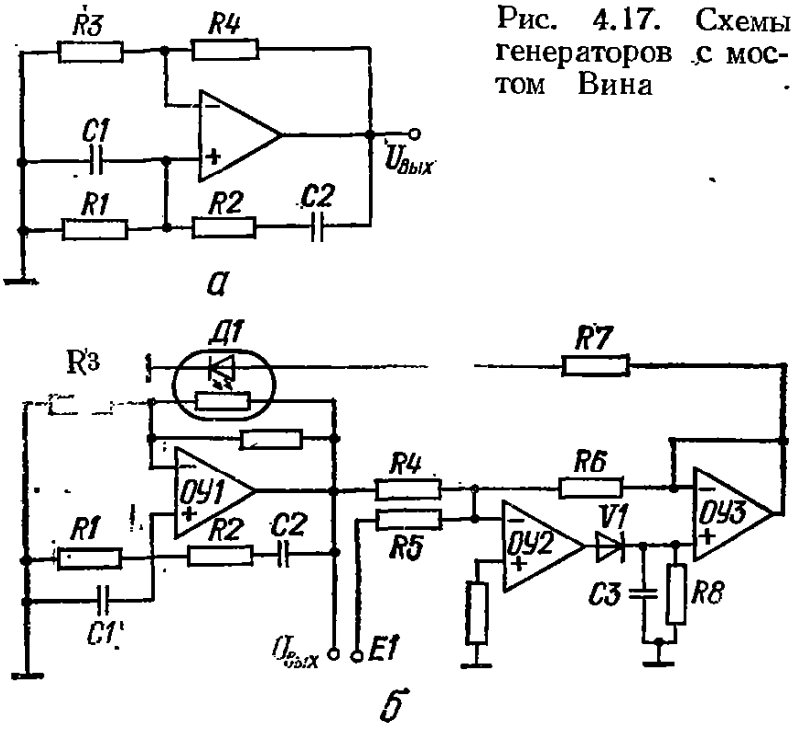


Рис. 4.17. Схемы генераторов с мостом Вина

При $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ частота колебаний определяется по формуле

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2C_1C_2} = 1/RC.$$

Для улучшения самовозбуждения, стабилизации амплитуды колебаний и уменьшения нелинейных искажений в схеме необходимо использовать усилитель с регулируемым коэффициентом передачи или на выходе ОУ включить нелинейный ограничитель напряжения.

На рис. 4.17, *б* показан один из возможных вариантов схемы генератора с автоматической регулировкой коэффициента передачи усилителя. В качестве регулирующего

элемента здесь используется резисторный оптрон $D1$, управление которым осуществляется от преобразователя амплитудного значения. В данной схеме в первоначальный момент запуска коэффициент передачи усилителя значительно больше трех, что улучшает условия самовозбуждения. После самовозбуждения колебаний коэффициент передачи усилителя автоматически устанавливается равным трем. Требуемая амплитуда колебаний устанавливается с помощью источника E_1.

Коэффициент нелинейных искажений генератора с мостом Вина зависит от точности выполнения баланса амплитуд и фаз и при использовании автоматической подстройки коэффициента передачи усилителя может быть не более 0,1 %.

Генераторы с лестничными фазозадающими цепями. Лестничные фазозадающие RC-цепи, используемые в схемах генераторов, можно подразделить на два типа: с заземленными резисторами и с заземленными конденсаторами. Для получения фазового сдвига,

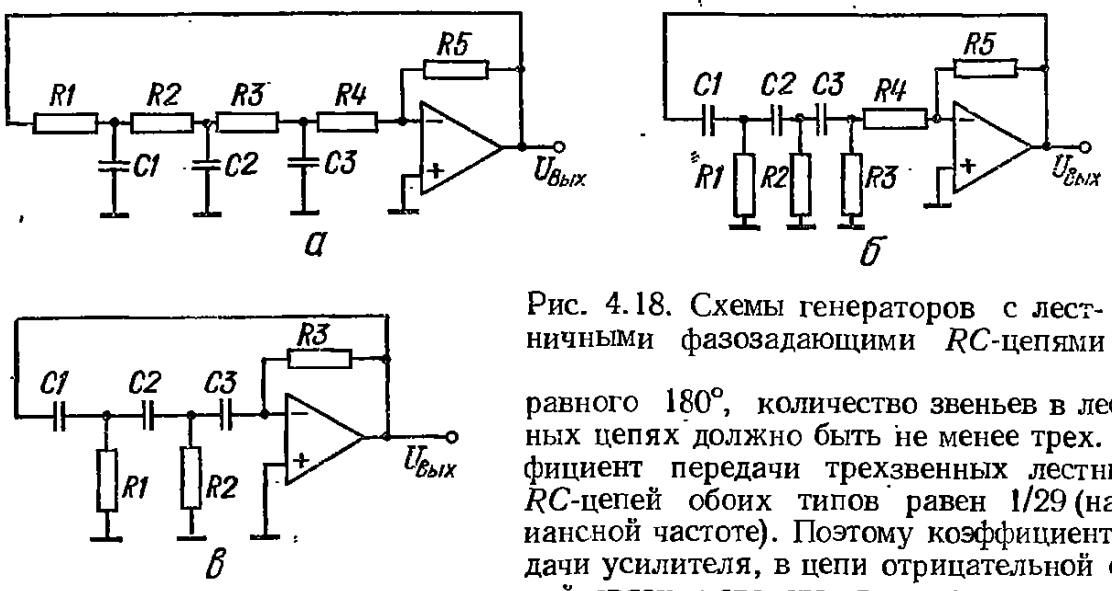


Рис. 4.18. Схемы генераторов с лестничными фазозадающими RC-цепями

равного 180°, количество звеньев в лестничных цепях должно быть не менее трех. Коэффициент передачи трехзвенных лестничных RC-цепей обоих типов равен 1/29 (на резонансной частоте). Поэтому коэффициент передачи усилителя, в цепи отрицательной обратной связи которого включена трехзвенная лестничная RC-цепь, для выполнения условия самовозбуждения должен быть не менее 29. Частота колебаний генераторов с лестничными RC-цепями определяется резонансной частотой этой фазозадающей цепи (при идеальном ОУ).

На рис. 4.18 показаны три типовые схемы генераторов с лестничными фазозадающими цепями [15]. Для схемы рис. 4.18, *а* при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C$ резонансная частота определяется по формуле

$$\omega_0 = \sqrt{6}/RC,$$

при этом условие самовозбуждения можно записать в виде

$$R_5/R_4 \geqslant 29.$$

Для схемы рис. 4.18, *б* при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C$ резонансная частота определяется по формуле [18]

$$\omega_0 = 1/\sqrt{6}\,RC.$$

Условие самовозбуждения для данной схемы такое же, как и для схемы рис. 4.18, *а*.

Для схемы рис. 4.18, *в* резонансная частота определяется по формуле

$$\omega_0 = 1/\sqrt{R_1R_2\,(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)},$$

или при $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C$

$$\omega_0 = 1/\sqrt{3}\,RC.$$

Условие самовозбуждения для данной схемы можно записать в виде

$$R_3 \geqslant [R_1\,(C_1 + C_2) + R_2\,(C_2 + C_3)]/C_э,$$

где $C_э = C_1C_2C_3/(C_1C_2 + C_1C_3 + C_2C_3)$.

При $C_1 = C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R$ получим $R_3 \geqslant 12R$. Стабилизация амплитуды и уменьшение нелинейных искажений в данных схемах генераторов достигается введением автоматической подстройки коэффициента передачи усилителя или нелинейного ограничителя выходного напряжения.

Схемы генераторов квадратурных гармонических сигналов можно построить на основе рассмотренных схем генераторов с лестничными фазозадающими цепями. Так, например, если в схеме рис. 4.18, *б* резистор *R2* подключить к условно заземленной точке (суммирующая точка масштабного усилителя), то получим схему квадратурного генератора (рис. 4.19). Разность фаз колебаний на выходах такого генератора составляет 90°. В данной схеме используется диодный ограничитель амплитуды выходного напряжения (*V1*, *V2*, *R5*, *R6*).

Генераторы с резонансными фильтрами. Существенно меньшие нелинейные искажения можно получить в схемах генераторов с резонансными фильтрами в цепи ООС усилителя. На рис. 4.20 показана схема генератора с двойным Т-образным мостом в цепи ООС ОУ.

Двойной Т-образный мост представляет собой два параллельно включенных Т-образных моста, в одном из которых колебания запаздывают по фазе, а в другом — опере-

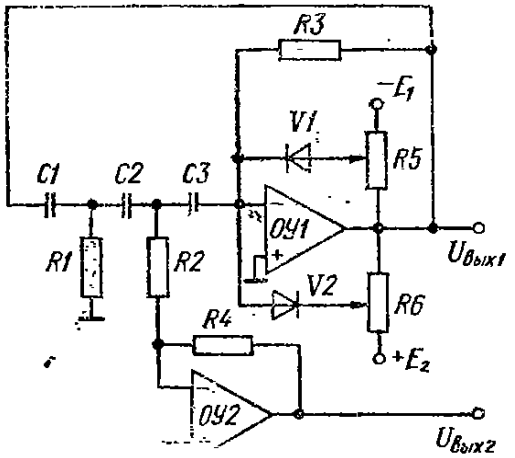


Рис. 4.19. Схема генератора квадратурных колебаний с лестничной *RC*-цепью

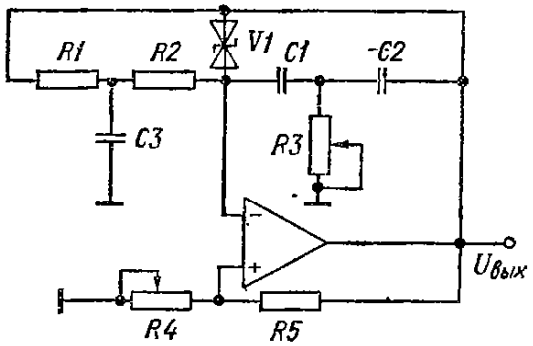


Рис. 4.20. Схема генератора с ТТ-образным мостом

жают. На резонансной частоте и при равенстве амплитуд на выходе такого моста напряжение будет равно нулю. Частота, на которой коэффициент передачи ТТ-образного моста равен нулю, определяется по формуле

$$\omega_0^2 = \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2} \sqrt{R_1 R_2 (C_1 + C_2)/R_3 C_3 (R_1 + R_2)}.$$

При $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, $R_3 = nR$, $C_3 = C/n$, где $n = 0{,}5 \ldots 0{,}2$, резонансная частота определяется постоянной времени $\tau = RC$, т. е. $\omega_0 = 1/RC$.

Затухание колебаний на резонансной частоте определяется соотношением

$$\xi = U_{вх}/U_{вых} = -(1 + n + 2n^2)/n\,(1 - 2n).$$

Отсюда следует, что при $n < 0{,}5$ выходное напряжение будет сдвинуто по фазе по отношению ко входному ОУ на 180° (о чем свидетельствует знак минус в данном выражении), вследствие чего произойдет самовозбуждение колебаний в схеме генератора.

При $n \approx 0{,}2$ затухание фильтра имеет минимальное значение, равное — 11, т. е. коэффициент передачи усилителя в схеме генератора должен быть не менее 11. Регулировка величины n осуществляется резистором *R3*. Перестройка частоты в генераторах с ТТ-образным мостом затруднена и может осуществляться только путем одновременной перестройки *R1*, *R2*, *R3* и *C1*, *C2*, *C3*. Регулирование амплитуды осуществляется резистором *R4* ($R_5 \approx 10R_4$). В качестве нелинейного ограничителя здесь используется двусторонний стабилитрон *V1*.

Генераторы с активными интеграторами и дифференциаторами. В рассмотренных схемах генераторов используют пассивные интегрирующие цепи, в связи с чем при построении генераторов инфранизкой частоты возникают трудности в выборе точных конденсаторов большой емкости. Поэтому, как правило, схемы генераторов инфранизкой частоты строят на основе активных интеграторов и дифференциаторов с использованием метода моделирования уравнения колебательной системы.

Дифференциальное уравнение колебательной системы второго порядка имеет вид

$$U''_{вых} + (b_1 - b_2)\,U'_{вых} + b_0 U_{вых} = 0,$$

где b_1 — интенсивность затухания колебаний в системе без обратной связи; b_2 — значение положительной обратной связи; b_0 — коэффициент передачи усилителя.

Резонансную частоту такой схемы находят по формуле

$$\omega_0 = \sqrt{b_0}.$$

При условии $(b_1 - b_2) \leqslant 0$ в системе возникнут автоколебаиия. Очевидно, что реализовать дифференциальное уравнение колебательной системы можно путем использования интеграторов и одного усилителя-сумматора.

Схема, реализующая данное дифференциальное уравнение, показана на рис. 4.21. В схему входят два интегратора на *ОУ2*, *ОУ3* и инвертирующий усилитель на *ОУ1* с автоматической регулировкой коэффициента передачи. Постоянные времени интегра-

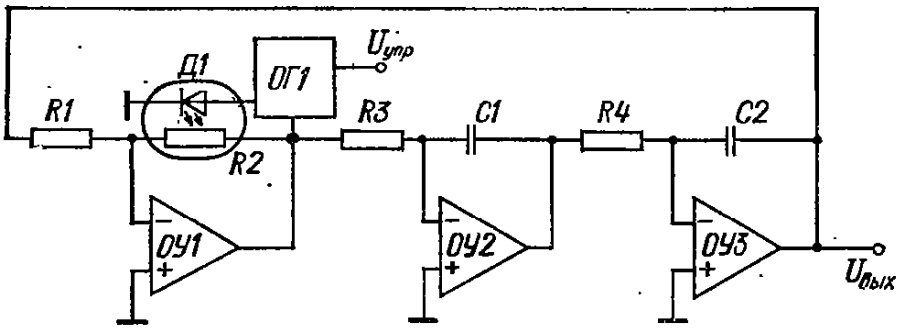


Рис. 4.21. Схема генератора колебаний инфранизкой частоты

торов выбираются равными, причем $R_3 = R_4 = R$, $C_1 = C_2 = C$. Дифференциальное уравнение, описывающее колебательный процесс в данной схеме генератора, можно представить в виде [15]

$$U''_{вых} + 2bU'_{вых} + (b^2 + K_1 a^2) U_{вых} = 0,$$

где $b = \dfrac{RR_{вх\ ОУ}}{K_y C (R + R_{вх\ ОУ})} \approx 0$ — для реального *ОУ*; $K_1 = -\dfrac{R_2}{R_1}\left(1 + \dfrac{1}{K_y}\right) \approx$

$\approx -\dfrac{R_2}{R_1}$ — коэффициент передачи усилителя на *ОУ1* в начальный момент возбуждения колебаний; $a = 1/RC$.

Отсюда находим частоту колебаний

$$\omega_0 = \sqrt{b^2 + K_1 a^2} = \frac{1}{RC}\sqrt{K_1}.$$

Нелинейный ограничитель в данной схеме построен на основе оптрона *D1* и преобразователя амплитудного значения *ОГ1*. Поскольку частота колебаний зависит от коэффициента передачи инвертирующего усилителя на *ОУ1*, то перестройку частоты можно осуществлять путем управления преобразователем ОГ1. Для обеспечения независимости перестройки частоты от амплитуды колебаний в схему можно ввести переменные сопротивления, включенные последовательно с *R3*, *R4*.

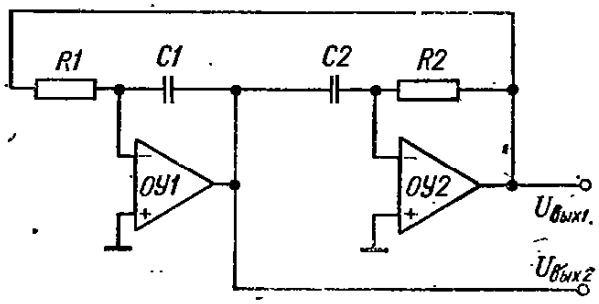


Рис. 4.22. Схема генератора квадратурных колебаний

На активных интеграторах и дифференциаторах достаточно просто построить схемы стабильных генераторов квадратурных и других многофазных сигналов. В схему генератора квадратурных сигналов (рис. 4.22) входят интегратор на *ОУ1* и дифференциатор на *ОУ2*. Очевидно, что при равенстве постоянных времени интегратора и дифференциатора в данной схеме будет выполняться баланс фаз и амплитуд, что приведет к самовозбуждению колебаний на частоте $\omega_0 = 1/RC$, где $R = R_1 = R_2$, $C = C_1 = C_2$.

Схема трехфазного генератора (рис. 4.23) построена на основе активных фильтров первого порядка. Фазовый сдвиг между выходными напряжениями составляет 60°. При $R_2 = R_4 = R_6$ и $C_1 = C_2 = C_3 = C$ частота колебаний определяется по формуле

$$\omega_0 = \sqrt{3}/RC.$$

Для самовозбуждения колебаний необходимо выполнить балаис амплитуд, который достигается при $R_1 = R_3 = R_5 = 0{,}5R_2$. В данной схеме так же, как и в двух схемах генераторов гармонических сигналов, для стабилизации амплитуды выходных напряжений, уменьшения нелинейных искажений и улучшения условий самовозбуждения необходимо использовать усилители с регулируемым коэффициентом передачи или ограннчители выходного напряжения.

Другой вариант генератора гармонических колебаний с многофазным выходом показан иа рис. 4.24 [20]. В схему входят два фазовых звена на *ОУ2*, *ОУ3* и инвертирующий усилитель на *ОУ1*. Частота колебаний полностью определяется двумя независимыми постоянными $\tau_1 = R_1C_1$ и $\tau_2 = R_2C_2$:

$$f = 1/2\pi\tau_1^2\tau_2^2.$$

Фазовый сдвиг выходных иапряжений устанавливается с помощью переменных сопротивлений *R1*, *R2*. Если $R_1 = R_2$, $C_1 = C_2$, то $f = 4/2\pi\tau^4$, где $\tau = \tau_1 = \tau_2$.

Поскольку частота колебаний не зависит от коэффициентов передачи звеньев, то н амплитуда колебаний не зависит от R_1 и R_2, с помощью которых устанавливается необходимый сдвиг фаз.

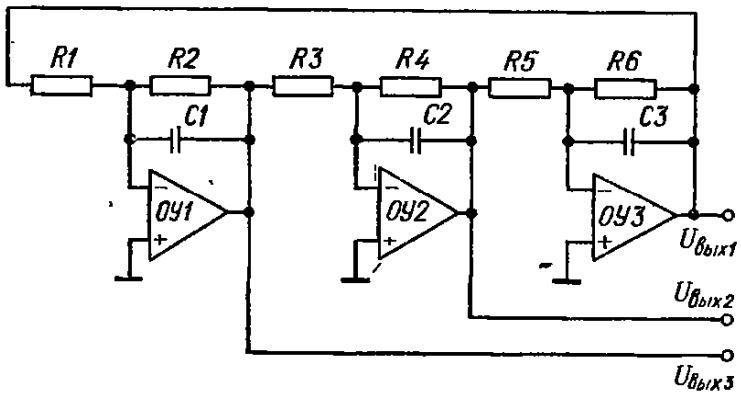


Рис. 4.23. Схема генератора трехфазных колебаний

Для выполнения условия самовозбуждения необходимо обеспечить баланс фаз и амплитуд. Баланс амплитуд выполняется с помощью переменного резистора R_4, при этом величина R_4 выбирается такой, чтобы общий коэффициент передачи в замкнутой системе был равен единице. Чем точнее будет выполнен баланс амплитуд, тем меньше будут иелинейные искажения выходных колебаний.

Баланс фаз выполняется с помощью переменных резисторов *R1*, *R2*, при этом фазовый сдвиг между колебаниями на выходах *1* и *3* должен всегда быть равным 180°.

Фазовые сдвиги колебаний на выходах *1*, *2*, *3* можно устанавливать в пределах 0—180°. Перестройка фазовых сдвигов без изменения частоты колебаний осуществляется

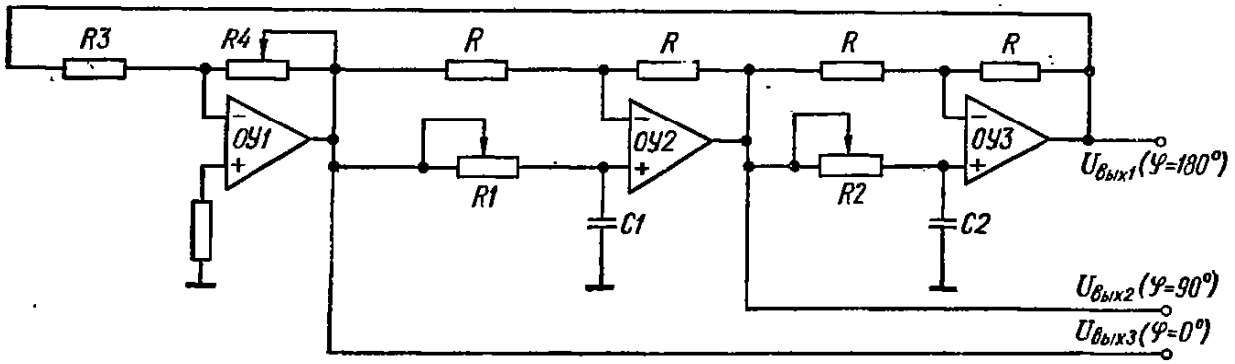
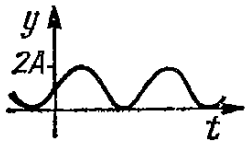
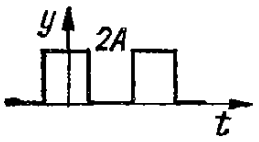
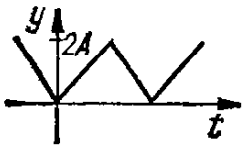
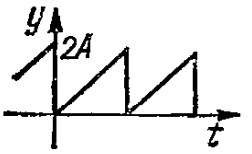
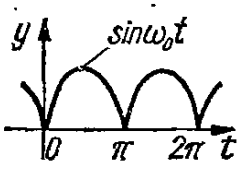


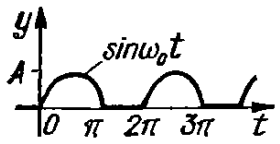
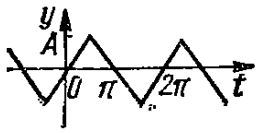
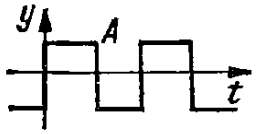
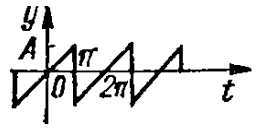
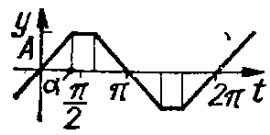
Рис. 4.24. Схема генератора синусоидального сигнала с многофазным выходом

одновременной регулировкой *R1* и *R2* (например, с помощью спаренного переменного сопротивления).

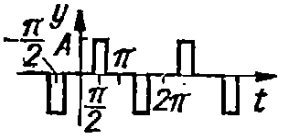
Формирователи гармонических сигналов. Для формирования гармонических сигналов колебаний с малыми нелинейными искажениями можно использовать метод выделения необходимой гармоники из сложиого колебания с помощью различных фильтров. В табл. 4.1 приведеиы разложения в ряд Фурье типовых сложных колебаний. Анализируя даиные разложения, видим, что для выделения первой гармоники удобны колебания прямоугольной, треугольной и трапецеидальной формы. В сигналах прямоугольиой формы, имеющих скважность 0,5, отсутствуют четные гармоники, а третья гармоиика в три раза меньше первой. В колебаниях треугольной формы также отсутствуют четные гармоники, а третья гармоника в девять раз меньше первой. В сигнале трапецеидальной формы спектральиый состав зависит от угла отсечки. При угле отсечки, равном 60°, в сигнале отсутствуют вторая, третья и четвертая гармоники, а пятая гармоника в 25 раз меньше первой. Для получения сигнала трапецеидальной формы достаточно иа выходе генератора прямоугольных колебаний включить интегратор с ограничителем

4.1. Разложение периодических функций в ряд Фурье

Сигнал	Разложение	Спектральные составляющие
	$y(t) = A(1 + \sin \omega_0 t)$	$0 \to A;$ $\omega_0 \to A;$ $2\omega_0 \to 0$
	$y(t) = A\left[1 + \frac{4}{\pi} \times \right.$ $\times \left(\cos \omega_0 t - \frac{1}{3} \cos 3\omega_0 t + \right.$ $\left. \left. + \frac{1}{5} \cos 5\omega_0 t + \cdots \right) \right]$	$0 \to A, \quad 3\omega_0 \to A \frac{4}{3\pi};$ $\omega_0 \to A \frac{4}{\pi}, \quad 4\omega_0 \to 0;$ $2\omega_0 \to 0, \quad 5\omega_0 \to A \frac{4}{5\pi}$
	$y(t) = A\left[1 - \frac{8}{\pi^2} \times \right.$ $\times \left(\cos \omega_0 t + \frac{1}{3^2} \cos 3\omega_0 t + \right.$ $\left. \left. + \frac{1}{5^2} \cos 5\omega_0 t + \cdots \right) \right]$	$0 \to A, \quad 3\omega_0 \to A \frac{8}{9\pi^2};$ $\omega_0 \to A \frac{8}{\pi^2}, \quad 4\omega_0 \to 0;$ $2\omega_0 \to 0, \quad 5\omega_0 \to A \frac{8}{25\pi^2};$
	$y(t) = A\left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \times \right.$ $\times \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t + \right.$ $+ \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_0 t +$ $\left. \left. + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega_0 t + \cdots \right) \right]$	$0 \to A, \quad 3\omega_0 \to A \frac{2}{3\pi};$ $\omega_0 \to A \frac{2}{\pi}, \quad 4\omega_0 \to A \frac{1}{2\pi};$ $2\omega_0 \to A \frac{1}{\pi}, \quad 5\omega_0 \to A \frac{2}{5\pi}$
	$y(t) = A\left[\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \times \right.$ $\times \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t + \right.$ $+ \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_0 t +$ $\left. \left. + \frac{1}{5 \cdot 7} \cos 6\omega_0 t + \cdots \right) \right]$	$0 \to A \frac{2}{\pi}, \quad 3\omega_0 \to 0;$ $\omega_0 \to 0, \quad 4\omega_0 \to A \frac{4}{15\pi};$ $2\omega_0 \to A \frac{4}{3\pi}, \quad 5\omega_0 \to 0$

Сигнал	Разложенне	Спектральные составляющне
	$y(t) = A\left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \times \right.$ $\times \sin \omega_0 t - \frac{2}{\pi} \times$ $\times \left(\frac{1}{3} \cos 2\omega_0 t + \right.$ $\left. \left. + \frac{1}{3 \cdot 5} \cos 4\omega_0 t + \cdots \right) \right]$	$0 \to A\frac{2}{\pi}$, $3\omega_0 \to 0$; $\omega_0 \to A\frac{1}{2}$; $4\omega_0 \to A\frac{2}{15\pi}$; $2\omega_0 \to A\frac{2}{3\pi}$; $5\omega_0 \to 0$
	$y(t) = A\frac{4}{\pi}\left(\sin \omega_0 t - \right.$ $- \frac{1}{3^2} \sin 3\omega_0 t +$ $\left. + \frac{1}{5^2} \sin 5\omega_0 t + \cdots \right)$	$0 \to 0$, $3\omega_0 \to A\frac{4}{9\pi}$; $\omega_0 \to A\frac{4}{\pi}$; $4\omega_0 \to 0$; $2\omega_0 \to 0$, $5\omega_0 \to A\frac{4}{25\pi}$
	$y(t) = A\frac{4}{\pi}\left(\sin \omega_0 t + \right.$ $+ \frac{1}{3} \sin 3\omega_0 t +$ $\left. + \frac{1}{5} \sin 5\omega_0 t + \cdots \right)$	$0 \to 0$, $3\omega_0 \to A\frac{4}{3\pi}$; $\omega_0 \to A\frac{4}{\pi}$, $4\omega_0 \to 0$; $2\omega_0 \to 0$, $5\omega_0 \to A\frac{4}{5\pi}$
	$y(t) = 2A\left(\sin \omega_0 t - \frac{1}{2} \times \right.$ $\times \sin 2\omega_0 t + \frac{1}{3} \times$ $\left. \times \sin 3\omega_0 t - \cdots \right)$	$0 \to 0$, $3\omega_0 \to A\frac{2}{3}$; $\omega_0 \to 2A$, $4\omega_0 \to A\frac{1}{2}$; $2\omega_0 \to A$, $5\omega_0 \to A\frac{2}{5}$
	$y(t) = 4A\frac{1}{\pi\alpha}\left(\sin \alpha \times \right.$ $\times \sin \omega_0 t + \frac{1}{3^2} \sin 3\alpha \times$ $\times \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5^2} \sin 5\alpha \times$ $\left. \times \sin 5\omega_0 t + \cdots \right)$	Для $\alpha = \pi/3$, $3\omega_0 \to 0$; $\omega_0 \to A\frac{6\sqrt{3}}{\pi^2}$, $4\omega_0 \to 0$; $2\omega_0 \to 0$, $5\omega_0 \to A\frac{6\sqrt{3}}{25\pi^2}$

Продолжение табл. 4.1

Сигнал	Разложение	Спектральные составляющие
	$y(t) = A\frac{4}{\pi}\left(\frac{2}{3}\sin 2\omega_0 t + \right.$ $+\frac{4}{3\cdot 5}\sin 4\omega_0 t +$ $\left. +\frac{6}{5\cdot 7}\sin 6\omega_0 t + \cdots\right)$	$0 \to 0, \quad 3\omega_0 \to 0;$ $\omega_0 \to 0, \quad 4\omega_0 \to A\frac{16}{15\pi};$ $2\omega_0 \to A\frac{8}{3\pi}, \quad 5\omega_0 \to 0$
	$y(t) = A\frac{4}{\pi}\left(\cos\alpha \times\right.$ $\times \sin\omega_0 t + \frac{1}{3}\cos 3\alpha \times$ $\times \sin 3\omega_0 t + \frac{1}{5}\cos 5\alpha \times$ $\left. \times \sin 5\omega_0 t + \cdots\right)$	Для $\alpha = \pi/3$, $3\omega_0 \to A\frac{4}{3\pi};$ $\omega_0 \to A\frac{2}{\pi}, \quad 4\omega_0 \to 0;$ $2\omega_0 \to 0, \quad 5\omega_0 \to A\frac{2}{\pi 5}$

выходного напряжения. При этом постоянная времени интегратора выбирается из условия получения необходимого угла отсечки. При построении формирователей гармонических колебаний на основе выделения необходимых гармоник из сложных сигналов необходимо особое внимание уделять симметричности исходных колебаний.

Для формирования инфранизкочастотных синусоидальных колебаний можно использовать схему формирования, показанную на рис. 4.25, *а* [21]. В данном формирователе

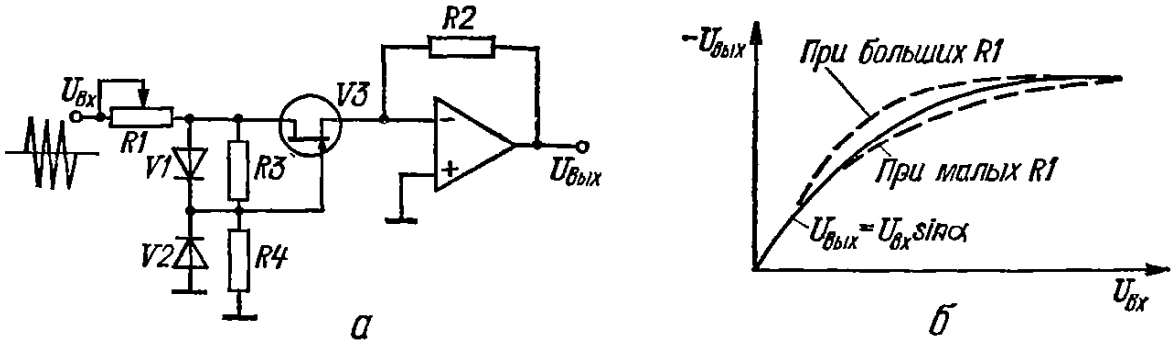


Рис. 4.25. Формирователь синусоидального сигнала (*а*) и график функции $U_{вых}(U_{вх})$ (*б*)

используется нелинейная зависимость характеристики I_{DS} (U_{DS}) полевого транзистора с *p—n*-переходом, которую с достаточной для практики точностью можно аппроксимировать в одном квадранте отрезком синусоиды.

Формирование синусоидального колебания в двух квадрантах осуществляется путем коммутации затвора полевого транзистора на его сток или исток в зависимости от полярности входного треугольного сигнала. Коммутация затвора *V3* в данной схеме осуществляется с помощью диодных ключей *V1*, *V2*, управляемых входным сигналом. При этом резисторы *R3*, *R4* образуют цепи для прямых токов днодов *V1*, *V2*. Сопротивление резистора *R1* выбирается, исходя из обеспечения, при данной максимальной амплитуде входного треугольного сигнала, тока стока, соответствующего точке насыщения. Практически для получения минимума нелинейных искажений необходимо производить

регулировку как *R1*, так и амплитуды нходного сигнала. Характер изменения выходной характеристики формирователя от сопротивления *R1* показан на рис. 4.25, *б*.

Коэффициент нелинейных искажений при идеальной форме нходного треугольного сигнала в данной схеме может быть меньше 0,4 %. Для получения высококачественных гармонических колебаний, частота которых изменяется в больших пределах, целесообразно использовать формирователи, основанные на цифровых методах [17, 23].

3. ГЕНЕРАТОРЫ И ФОРМИРОВАТЕЛИ СИГНАЛОВ СПЕЦИАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Генераторы экспоненциальных импульсов. В схеме генератора импульсов, показанной на рис. 4.26, *а*, выходное напряжение описывается выражением

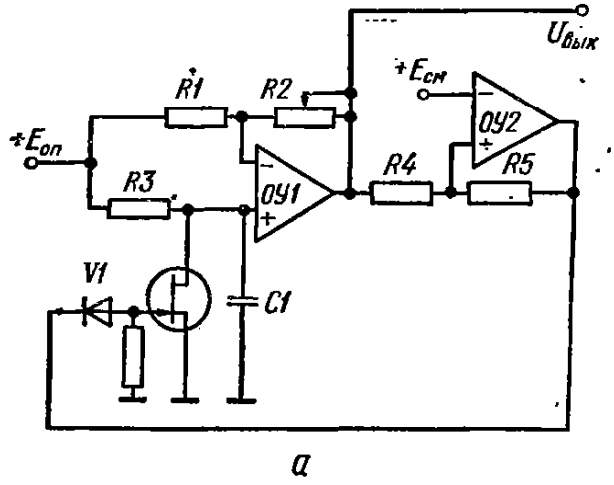
$$U_{\text{вых}} = U_C (1 + R_2'/R_1) - U_0,$$

где

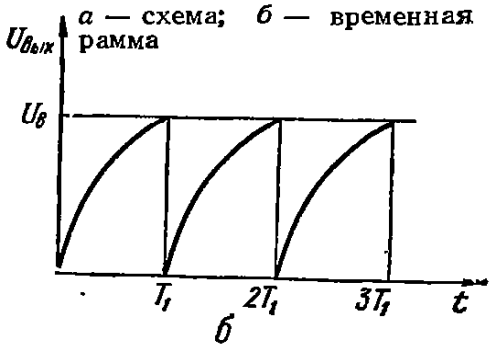
$$U_C = E_{\text{оп}} (1 - e^{-t/\tau}), \quad \tau = R_3 C_1;$$

$$U_0 = E_{\text{оп}} [\beta_1 - \beta_2 (1 - \beta_1)], \quad \beta_1 = R_{V1}/(R_{V1} + R_3), \quad \beta_2 = R_2'/R_1;$$

R_2' — сопротивление в цепи ООС *ОУ1*; R_{V1} — сопротивленне открытого канала триода *V1*.



а



б

Рис. 4.26. Генератор экспоненциальных колебаний вида $U_0 (1 - e^{-t/\tau})$:
а — схема; *б* — временная диаграмма

Максимальная амплитуда выходных импульсов определяется верхним порогом переключения $U_в$ триггера Шмитта на *ОУ2* (рис. 4.26, *б*):

$$U_в = -U_{\text{ОУ2}}^{-} \frac{R_4}{R_5} + E_{\text{см}} \left(1 + \frac{R_4}{R_5}\right).$$

Минимальная амплитуда импульсов (мгновенное значение) определяется нижним порогом переключения триггера Шмитта, который с помощью источника $E_{\text{см}}$ устанавливается примерно равным нулю, что соответствует значению

$$E_{\text{см}} = U_{\text{ОУ2}}^{+} R_4/(R_4 + R_5).$$

Для самовозбуждения генератора необходимо, чтобы выходное напряжение *ОУ1* при открытом ключе *V1* было несколько меньше нижнего порога переключения триггера Шмитта. Это достигается регулировкой резистора *R2*. Крутизна заднего фронта выходного импульса определяется значением постоянной времени разряда конденсатора *C1*.

Период колебаний определяется временем заряда конденсатора до напряжения $U_в$ и временем разряда его до уровня $E_{\text{оп}}\beta_1$ и находится из выражения

$$T_1 = \tau \ln \frac{E_{\text{оп}}}{E_{\text{оп}} - \beta_0 (U_в - U_0)},$$

где $\beta_0 = R_1/(R_1 + R_2')$.

Если $\beta_0 \approx 1$ и $U_0 \approx 0$, то $T_1 \approx \tau \ln 1/(1 - U_в/E_{\text{оп}})$.

В схеме генератора, показанной на рис. 4.27, *а*, выходное напряжение описывается выражением

$$U_{\text{вых}} = U_0 \left[1 + K \frac{1 - e^{-t/\tau}}{1 - K(1 - e^{-t/\tau})}\right],$$

где $U_0 = E_{\text{оп}} R_2/R_1$, $K = 1 + R_2/R_1$.

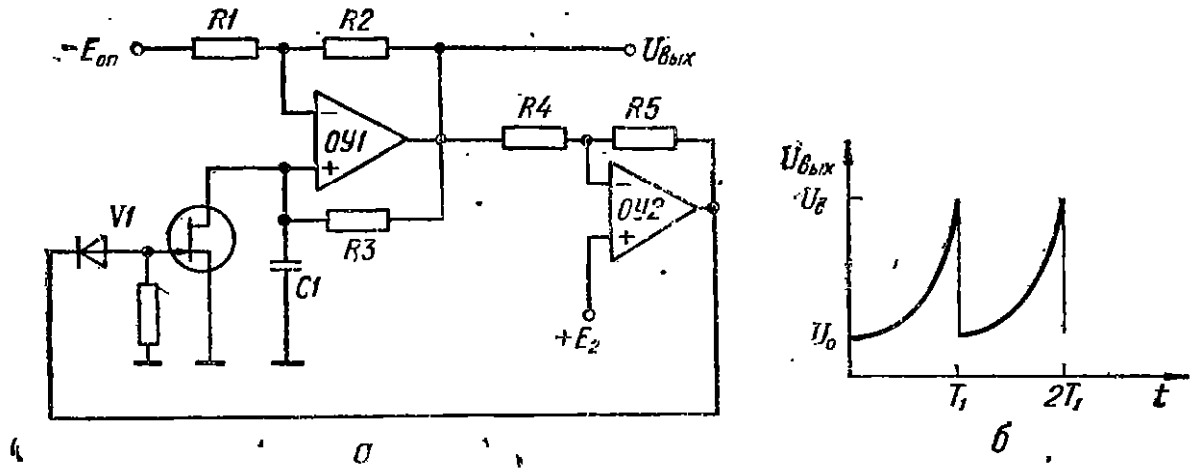


Рис. 4.27. Генератор экспоненциальных колебаний вида $U_0 e^{t/\tau}$
а — схема; *б* — временная диаграмма

Рис. 4.28. Генератор колебаний квадратичной формы:
а — схема; *б* — временная диаграмма

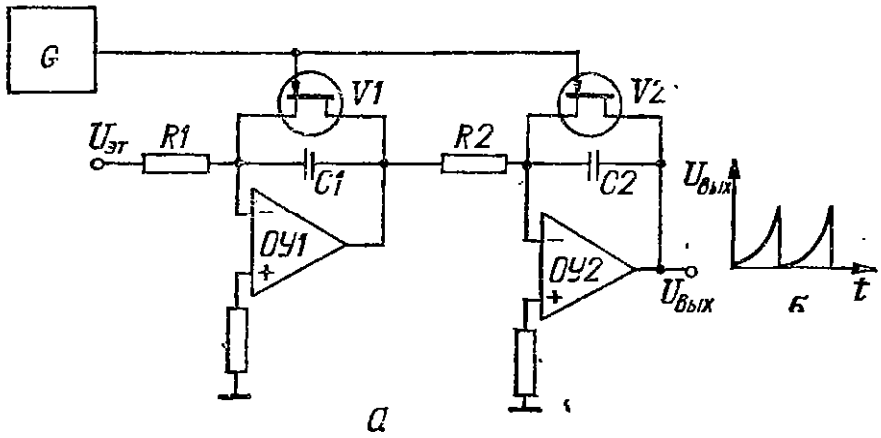
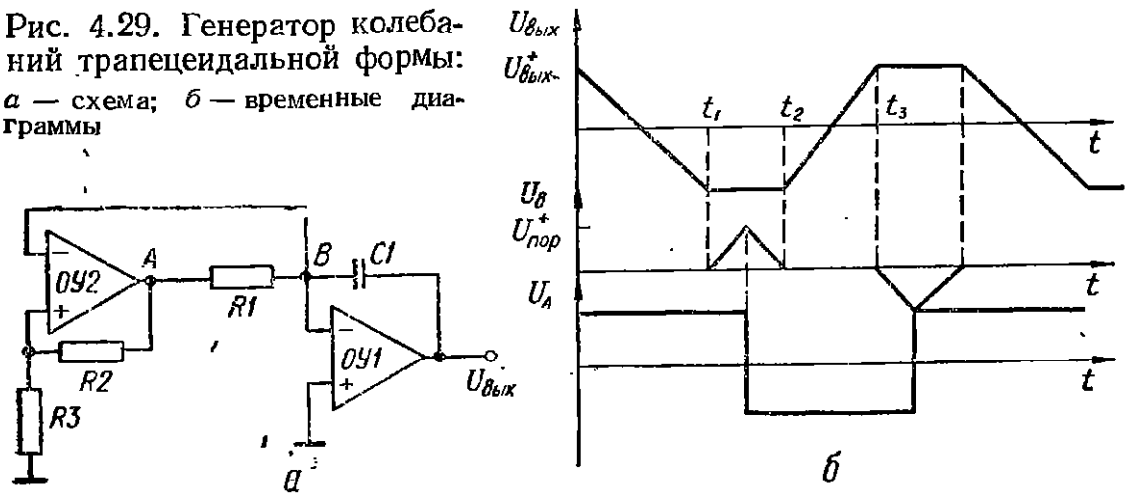


Рис. 4.29. Генератор колебаний трапецеидальной формы:
а — схема; *б* — временные диаграммы



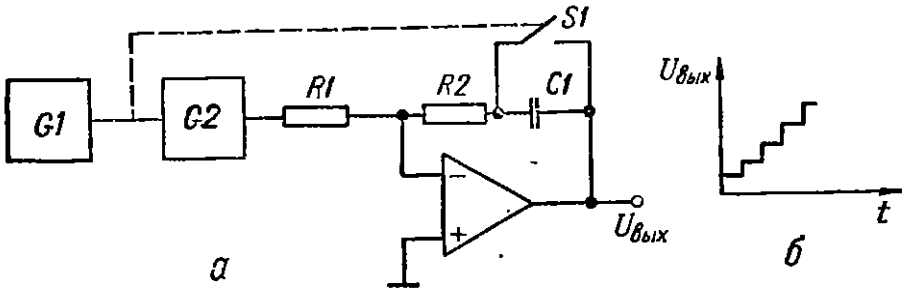


Рис. 4.30. Генератор ступенчато-нарастающего напряжения:
а — схема; *б* — временная диаграмма

При $K \approx 1$ получим $U_{вых} \approx U_0 e^{t/\tau}$. Минимальное мгновенное значение амплитуды определяется уровнем U_0, максимальное — порогом $U_в$ переключения триггера Шмитта. В отличие от схемы рис. 4.26 здесь резистор *R3*, через который происходит заряд конденсатора *C1*, подключен к выходу *ОУ1* [19], вследствие чего форма выходного импульса будет иметь вид, показанный на рис. 4.27, *б*.

Длительность генерируемых импульсов определяется временем нарастания напряжения на конденсаторе *C1* от уровня U_0 до уровня, при котором переключается триггер Шмитта, что примерно соответствует значению

$$T_1 = \tau \ln U_в/U_0.$$

Для точного воспроизведения функции вида $U_0 e^{t/\tau}$ необходимо коэффициент K выбирать близким к единице, что возможно при использовании достаточно высокого напряжения $E_{оп}$, поскольку одновременно необходимо обеспечить и требуемое значение исходного уровня U_0. Для повышения стабильности работы схем необходимо использовать в качестве ключей *МДП*-транзисторы и ввести в схему триггера прецизионные ограничители выходного напряжения *ОУ2*.

Генераторы колебаний квадратичной формы. Схема генераторов колебаний квадратичной формы, построенная на основе двойного интегрирования эталонного напряжения, показана на рис. 4.28.

Здесь на *ОУ1* и *ОУ2* построены два интегратора, время интегрирования которых определяется генератором *G*.

При поступлении от *G* импульса прямоугольной формы отрицательной полярности ключи *V1*, *V2* запираются, вследствие чего начнется процесс интегрирования эталонного напряжения $U_{эт}$:

$$U_{вых\ ОУ1} = K_1 t,$$

где $K_1 = U_{эт}/R_1C_1$; $U_{выхОУ1}$ — выходное напряжение *ОУ1*.

Так как это напряжение является входным для второго интегратора, то

$$U_{вых} = U_{эт} t^2/\tau_1\tau_2,$$

где $\tau_1 = R_1C_1$; $\tau_2 = R_2C_2$.

Отсюда следует, что выходное напряжение изменяется во времени по квадратичному закону. Длительность и амплитуда выходных импульсов определяются длительностью импульса, в течение которого ключи *V1*, *V2* заперты.

Генераторы колебаний трапецеидальной формы. Достаточно точная схема генератора колебаний трапецеидальной формы, построенная на основе генератора колебаний треугольной формы, в котором для формирования плоской части колебания интегратор на некоторое время вводится в режим насыщения, показана на рис. 4.29 [5]. В схему входят триггер Шмитта на *ОУ2* и интегратор на *ОУ1*.

В режиме интегрирования потенциал точки *B* равен нулю, при этом $U_{вых} = -U_A t/\tau$, где $\tau = R_1C_1$; U_A — выходное напряжение триггера.

В режиме насыщения *ОУ1* (или ограничения $U_{вых}$) потенциал точки *B* будет экспоненциально увеличиваться. При $U_B = U_{пор}$, где $U_{пор} = U_A R_2/(R_2 + R_3)$ — порог переключения триггера, напряжение U_A изменяет свою полярность, вследствие чего потенциал точки *B* будет уменьшаться, и при $U_{C1} = U^-_{вых}$, где U_{C1} — напряжение на конденсаторе; $U^-_{вых}$ — напряжение насыщения *ОУ1* отрицательной полярности, интегратор вновь войдет в линейный режим работы. При этом на выходе будет формироваться задний фронт трапецеидального импульса. Затем описанный процесс повторится для других полярностей U_B и $U_{вых}$.

Длительность фронтов выходного импульса (рис. 4.29, *б*) можно вычислить по формулам

$$t_{0-1} = \tau U^-_{вых}/U^+_A, \quad t_{2-3} = \tau U^+_{вых}/U^-_A;$$

$$t_{1-2} = \tau \ln \frac{U^+_A (U^-_A + U_{пор})}{U^-_A (U^+_A - U_{пор})},$$

где $|U_A^{\pm}| > |U_{вых}^{\mp}|$; $\tau_1 = R_1C_1$, или при $|U_{вых}^{+}| = |U_{вых}^{-}|$ и $|U_A^{+}| = |U_A^{-}| = U_A$ получим

$$t_{0-1} = t_{2-3} = \tau U_{вых}/U_A, \quad t_{1-2} = \tau \ln \frac{U_A + U_{пор}}{U_A - U_{пор}}.$$

Генераторы ступенчато-нарастающего напряжения. Схему генератора ступенчато-нарастающего напряжения (рис. 4.30) можно построить на основе интегратора с форсирующим звеном, на вход которого поступают экспоненциальные импульсы [14].

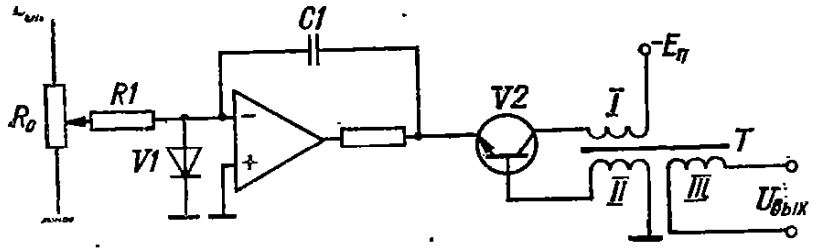


Рис. 4.31. Схема управляемого блокинг-генератора.

В схему входят генератор прямоугольных импульсов *G1*, генератор экспоненциальных импульсов *G2*, ключ *S1* и интегратор с формирующим звеном на *ОУ* (*R1*, *R2*, *C1*). Коэффициент передачи интегратора

$$K(p) = -(\tau_1 p + 1)/\tau_2 p,$$

где $\tau_1 = R_2C_1$; $\tau_2 = R_2C_1$.

Если на вход этого интегратора подавать импульсы вида

$$U_{G2} = -U_{G1}e^{-t/\tau_н},$$

где U_{G1} — амплитуда импульса, поступающего с *G1*; $\tau_н$ — постоянная времени экспоненциального импульса,

то при $\tau_н = \tau_1$ выходное напряжение будет изменяться ступенчато. Величина ступеньки, соответствующая одному экспоненциальному импульсу,

$$\Delta U_{вых} = U_{R2} + U_{C1} = U_{G1}R_2/R_1,$$

где $U_{R2} = U_{G1}R_2e^{-t/\tau_н}/R_1$, $U_C = U_{G1}R_2(1 - e^{-t/\tau_1})/R_1$.

Блокинг-генераторы. Схема управляемого блокинг-генератора [12], показанная на рис. 4.31, включает в себя интегратор на ОУ, транзистор *V2* и трансформатор *T*. В отличие от известных схем блокинг-генераторов, построенных на транзисторах, здесь для расширения диапазона генерируемых импульсов потенциал эмиттера *V2* плавно изменяется с помощью интегратора. При понижении потенциала эмиттера *V2* до порогового уровня возникает релаксационный процесс (за счет включения ПОС через обмотки *I* и *II* трансформатора *T*). В результате на выходе (обмотка *III* трансформатора) возбуждается импульс. За время действия этого импульса происходит разряд конденсатора *C1* по цепи обмотка *I*, *T*, *V2*, *C*, *V1*.

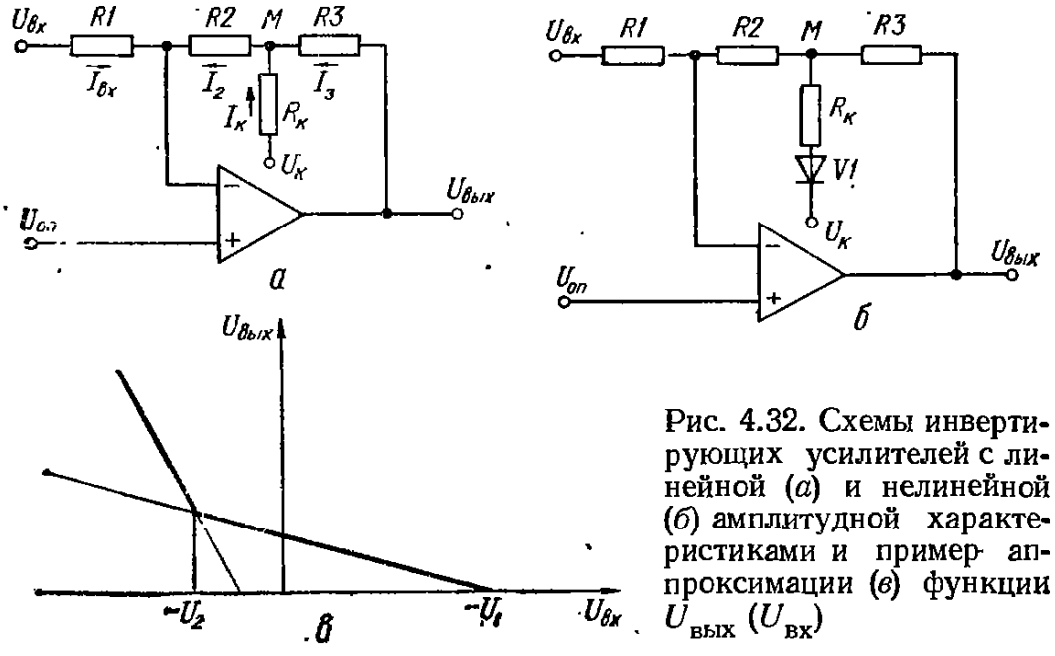


Рис. 4.32. Схемы инвертирующих усилителей с линейной (*а*) и нелинейной (*б*) амплитудной характеристиками и пример аппроксимации (*в*) функции $U_{вых}(U_{вх})$

Регулируя крутизну пилообразного напряжения на выходе интегратора с помощью потенциометра R_0, можно перестраивать частоту выходных импульсов в больших пределах.

Функциональные генераторы. В основе большинства функциональных генераторов лежит аппроксиматор функциональной зависимости. В настоящее время наибольшее распространение получили кусочно-линейные аппроксиматоры, построенные на основе инвертирующего усилителя с нелинейной обратной связью.

Рассмотрим схему инвертирующего усилителя с линейным делителем напряжения в цепи ООС (рис. 4.32, *а*).

Для данной схемы можно записать следующие уравнения:

$$-U_{вх}+I_{вх}R_1+U_{оп}=0;\quad -U_{вых}+I_3R_3+U_M=0;$$

$$-U_к+I_кR_к+U_M=0;\quad I_{вх}+I_2=0;$$

$$-U_M+I_2R_2+U_{оп}=0;\quad I_3+I_K-I_2=0.$$

Отсюда

$$U_{вых}=U_{оп}(1+K+R_3/R_k)-U_k(R_3/R_k)-U_{вх}K,$$

где $K=(1/R_3+1/R_2+1/R_k)\,R_3R_2/R_1$.

Напряжение в точке M

$$U_M=U_{оп}(1+R_2/R_1)-U_{вх}R_2/R_1.$$

Для получения нелинейной зависимости ныходного напряжения от входного последовательно с R_k включается диод $V1$ (рис. 4.32, *б*). Если диод идеальный, то при $U_M\leqslant U_k$ $I_k=0$, при $U_M\geqslant U_k$ $I_k=(U_k-U_M)/R_k$.

Функцию передачи в этом случае можно представить двумя прямыми (рис. 4.32, *в*) с точкой излома $U_2=U_{оп}(1+R_1/R_2)-U_kR_1/R_2$ и начальной точкой $U_1=U_{оп}(1+R_1/(R_2+R_3))$.

Наклон первого отрезка

$$K_1=(R_2+R_3)/R_1,$$

наклон второго —

$$K_2=(1/R_3+1/R_2+1/R_k)\,R_2R_3/R_1.$$

Подключив к точке M ряд параллельных цепей аналогичных R_k, $V1$ с соотнетствующими номиналами R_k и сформировав с помощью делителя необходимые потенциалы U_{ki}, получим функцию передачн в виде ломаной линии, каждый из отрезков которой имеет наклон

$$K_i=(1/R_3+1/R_2+1/\bar{R}_{ki})\,R_2R_3/R_1,$$

где $1/\bar{R}_{ki}=\sum_{j=1}^{i}1/R_{kj}$.

Схема аппроксиматора с «идеальными» диодами, построенными на $ОУ2-ОУ_n$ [22], показана на рис. 4.33, *а*. Напряжение U_{ki} в данной схеме формируется с помощью резисторного делителя. Расчет номиналов схемы начинается с определения на заданной характеристике точек излома аппроксимирующей линии, исходя из требуемой погрешности аппроксимации. По найденным точкам излома определяют необходимые коэффициенты K_i (наклоны отрезков), после чего по нижеследующим формулам определяют номиналы резисторов и потенциалы U_{ki}:

$$R_1=(R_2+R_3)/K_1;$$

$$U_{оп}=U_1/(1+1/K_1);$$

$$U_{ki}=U_{оп}(1+R_2/R_1)-U_iR_2/R_1;$$

$$R_{ki}=\frac{R_2R_3}{R_1}(K_i-K_{i-1}),$$

где U_i — входное напряжение, соответствующее точке излома (первая точка излома соответствует $U_{вых}=0$).

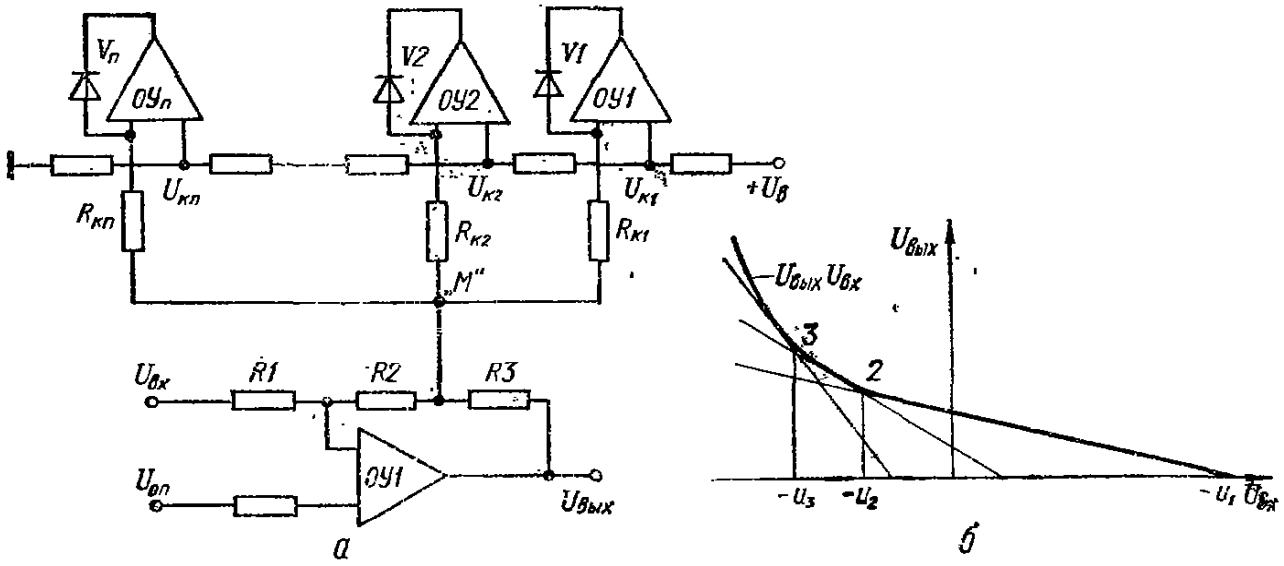
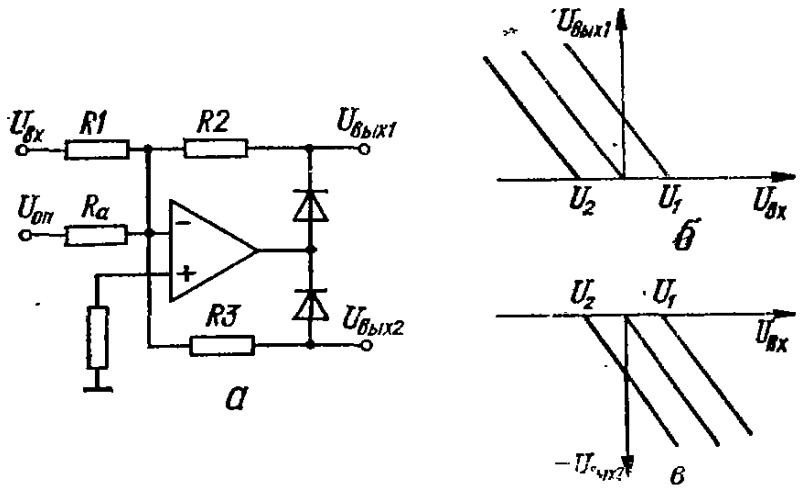


Рис. 4.33. Кусочно-линейный аппроксиматор функций (вариант 1):
а — схема; *б* — пример аппроксимации функции $A_{вых}$ ($U_{вх}$)



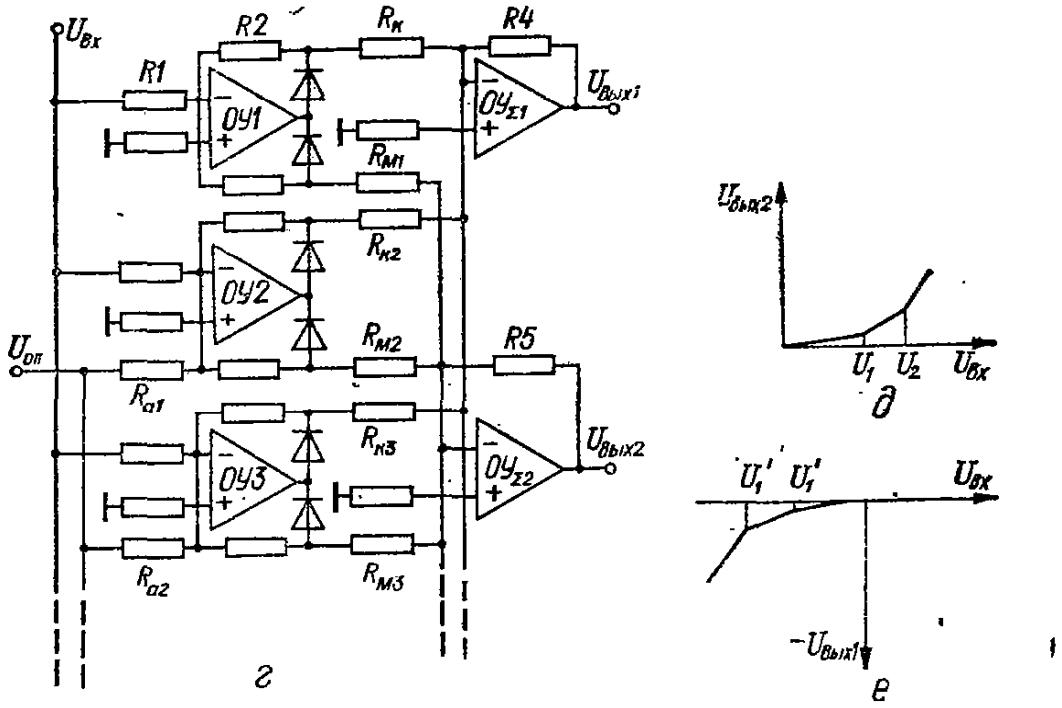
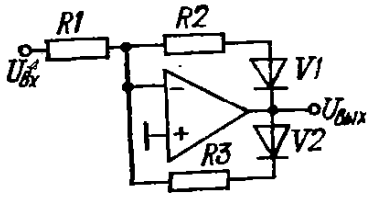
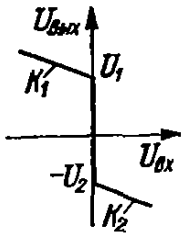
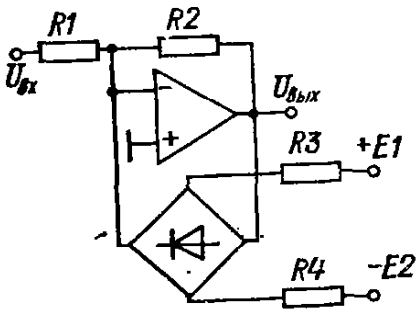
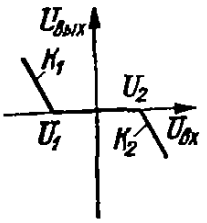
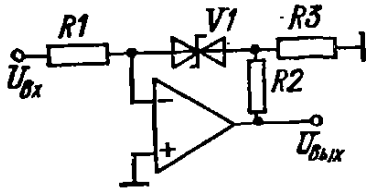
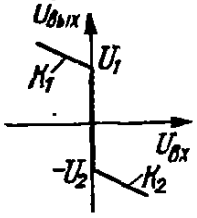
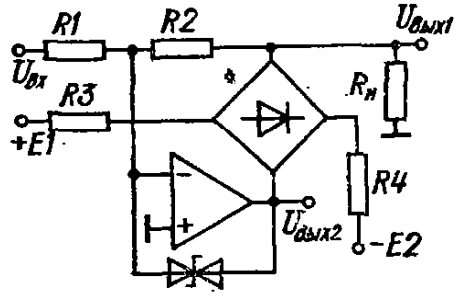
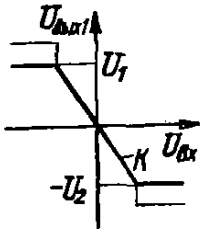


Рис. 4.34. Кусочно-линейный аппроксиматор (вариант 2):
а — схема звена аппроксиматора; *б*, *в* — амплитудные характеристики звена аппроксиматора; *г* — схема аппроксиматора; *д*, *е* — амплитудные характеристики аппроксиматора

4.2 Операционные звенья для аппроксиматоров

Схема	Характеристика	Расчетные формулы
		$K_1 = (R_2 + R_{V1})/R_1;$ $K_2 = (R_3 + R_{V2})/R_1;$ $U_1 = \varphi_к;$ $U_2 = -\varphi_к$
		$K_1 = R_2/R_1;$ $K_2 = R_2/R_1;$ $U_1 = -E_1R_1/R_3;$ $U_2 = E_2R_1/R_4$
		$K_1 = K_2 = \left(R_3 + R_{V1} + \frac{R_3R_{V1}}{R_2}\right)/R_1,$ $U_1 = U_{V1}^{+}(1 + R_2/R_3),$ $U_2 = U_{V1}^{-}(1 + R_2/R_3)$
		$K = R_2/R_1,$ $U_1 = \frac{R_2R_нE_1}{R_2R_н + R_2R_3 + R_нR_3};$ $U_2 = \frac{R_2R_нE_2}{R_2R_н + R_2R_4 + R_нR_4}$

На рис. 4.33, *б* показан пример аппроксимации функции отрезками касательных, проведенных к функции.

Для разнополярных входных сигналов более экономично строить аппроксиматоры на основе знена, схема которого показана на рис. 4.34, *а*. Наклон амплитудной характеристики в данной схеме по выходу *1* (рис. 4.34, *б*) $K = R_2/R_1$, а точка излома определяется по формуле

$$U_{пор} = U_{оп}R_1/R_а.$$

Для выхода *2* наклон амплитудной характеристики (рис. 4.34, *в*) $K_2 = R_3/R_1$, а точка излома та же, что и по ныходу *1* (с учетом полярности).

На рис. 4.34, *г* показана схема аппроксиматора, в которую входят $2n$ операционных звена, формирующих $2n$ точек излома (включая и точку в начале координат) и два сумматора на $ОУ_{Σ1}$, $ОУ_{Σ2}$. Наклоны аппроксимнрующих отрезков в данной схеме опреде-

ляются по формулам:

для выхода *1* (рис. 4.34, *е*) $K_i = \frac{R_2 R_i}{R_1} \sum_{i=1}^{n} 1/R_{kt}$, для выхода *2* — $K_i' = \frac{R_3 R_5}{R_1} \times$

$\times \sum_{i=1}^{n} 1/R_{Mt}$.

Точки излома амплитудных характеристик по обоим выходам вычисляются по формуле

$$U_t = U_{оп} R_1 / R_{at}.$$

Для получения амплитудной характеристики, располагающейся в первом и третьем квадрантах, вместо сумматоров на $ОУ_{\Sigma 1}$, $ОУ_{\Sigma 2}$ можно включить один сумматор или включить дополнительный сумматор напряжений $U_{вых1}$, $U_{вых2}$.

Используя звенья, приведенные в табл. 4.2, можно построить ряд схем аппроксиматоров функций, имеющих зоны нечувствительности.

Глава 5

МОДУЛЯТОРЫ, ДЕМОДУЛЯТОРЫ, АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

1. АМПЛИТУДНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

При амплитудной модуляции (АМ) амплитуда несущего колебания изменяется в соответствии с изменением модулирующего сигнала во времени и без изменения фазы. Если несущее колебание $u_н$ и модулирующее колебание $u_м$ представляют собой гармонические колебания вида

$$u_н = U_{н\,max} \cos \omega_н t; \quad u_м = U_{м\,max} \cos \omega_м t,$$

то выходной сигнал при АМ можно представить в виде

$$u_{вых} = U_{н\,max} (1 + m \cos \omega_м t) \cos \omega_н t,$$

где $m = U_{м\,max}/U_{н\,max}$.

Данное выражение можно записать в виде суммы спектральных составляющих:

$$u_{вых} = U_{н\,max} \cos \omega_н t + \frac{m}{2} U_{н\,max} \cos (\omega_н - \omega_м) + \frac{m}{2} U_{н\,max} \cos (\omega_н + \omega_м).$$

Отсюда следует, что при амплитудной модуляции в выходном сигнале присутствуют несущее колебание с неизменной амплитудой и два боковых колебания, амплитуды которых равны и изменяются по гармоническому закону.

Поскольку информацию о модулирующем сигнале несут боковые составляющие, частоты которых $(\omega_н + \omega_м)$ и $(\omega_н - \omega_м)$, то схемы амплитудных модуляторов, как правило, предусматривают подавление несущего колебания. Такие модуляторы называются балансными модуляторами.

Балансные модуляторы (БМ) обычно строят на основе умножителей. Действительно, если умножить два гармонических сигнала, то получим

$$u_{вых} = K U_{н\,max} \sin \omega_н t \sin \omega_м t = \frac{1}{2} K U_{н\,max} U_{м\,max} [\cos (\omega_н - \omega_м) - \cos (\omega_н + \omega_м)],$$

где $U_{н\,max}$, $U_{м\,max}$, $\omega_н$, $\omega_м$ — амплитудные значения и частоты несущего и модулирующего сигнала соответственно.

Очевидно, что при перемножении двух гармонических сигналов несущее колебание с частотой $\omega_н$ подавляется, а результат умножения представляет собой разность напряжений, имеющих частоты $(\omega_н + \omega_м)$, $(\omega_н - \omega_м)$. БМ можно построить и без умножителей. Схема такого модулятора с несущим и модулирующим сигналами синусоидальной формы показана на рис. 5.1. Напряжения несущей частоты с помощью двух сумматоров-выпрямителей, построенных на *ОУ1*, *ОУ2*, преобразуются в однополярные импульсы полусинусоидальной формы, при этом положительные импульсы формируются на выходе *ОУ1*, а отрицательные — на выходе *ОУ2*.

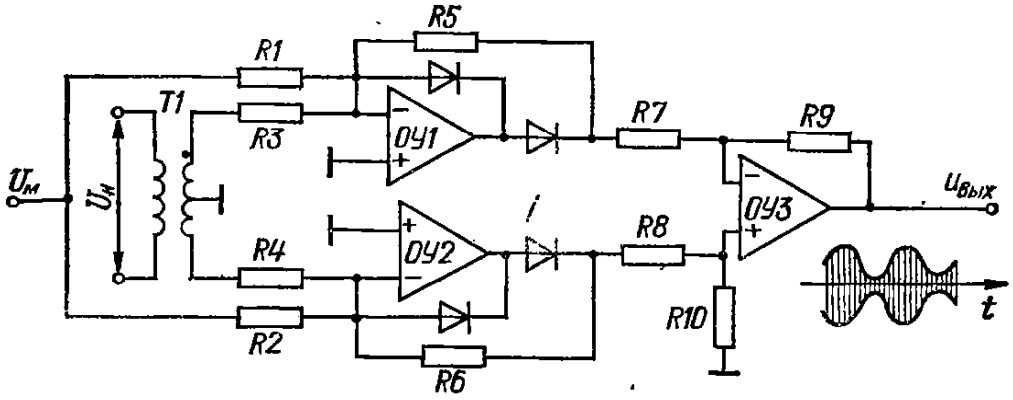


Рис. 5.1. Схема амплитудного модулятора с синусоидальной несущей

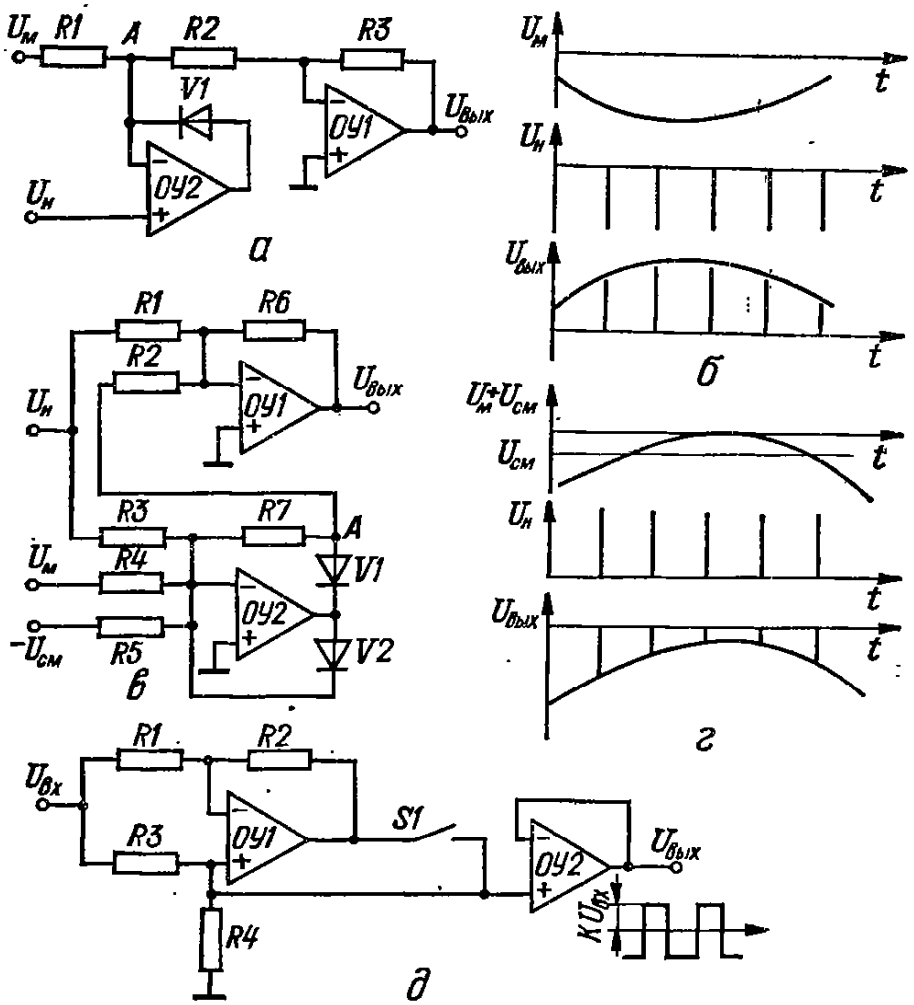


Рис. 5.2. Схемы амплитудных модуляторов с импульсной несущей (*а*, *в*, *д*) и временные диаграммы (*б*, *г*)

Модулирующее напряжение суммируется с напряжением несущего сигнала в каждом сумматоре-выпрямителе, при этом коэффициенты передачи по каждому из входов выбираются такой величины, чтобы выполнялось условие

$$2U_{м\,max}K_м < U_{н\,max}K_н,$$

где $K_м = R_5/R_4$, $K_н = R_5/R_3$.

В результате суммирования напряжения на выходах *ОУ1*, *ОУ2* будут представлять собой амплитудно-модулированные сигналы положительной и отрицательной полярностей. Объединив эти сигналы с помощью дифференциального усилителя, построенного на *ОУ3*, получим выходной сигнал, аналогичный сигналу, получаемому при умножении двух сигналов синусоидальной формы. В данной схеме $R_1 = R_2$, $R_3 = R_4$, $R_5 = R_6$, $R_7 = R_8$, $R_9 = R_{10}$. Трансформатор *Т1* можно заменить усилителем с двумя противофазными выходами.

Схема амплитудно-импульсного модулятора (АИМ) для однополярных модулирующего и несущего сигналов показана на рис. 5.2, *а*, временные диаграммы — на рис. 5.2, *б*. Если полярность модулирующего напряжения $U_м$ отрицательная, то при отсутствии импульсов несущей частоты напряжение в точке *А* равно нулю, так как выходное сопротивление «идеального диода», построенного на *ОУ2*, весьма низкое (необходимо использовать быстродействующие ОУ). При поступлении импульса несущей частоты отрицательной полярности, амплитуда которого больше амплитуды модулирующего напряжения (точнее больше напряжения в точке *А* при отключенном *ОУ2*), на выходе *ОУ2* возникнет напряжение насыщения отрицательной полярности, которое закроет диод *V1*, в связи с чем на выходе *ОУ1* на время действия несущего импульса будет сформировано напряжение, пропорциональное величине модулирующего напряжения, т. е.

$$u_{вых} = u_м R_3/(R_1 + R_2).$$

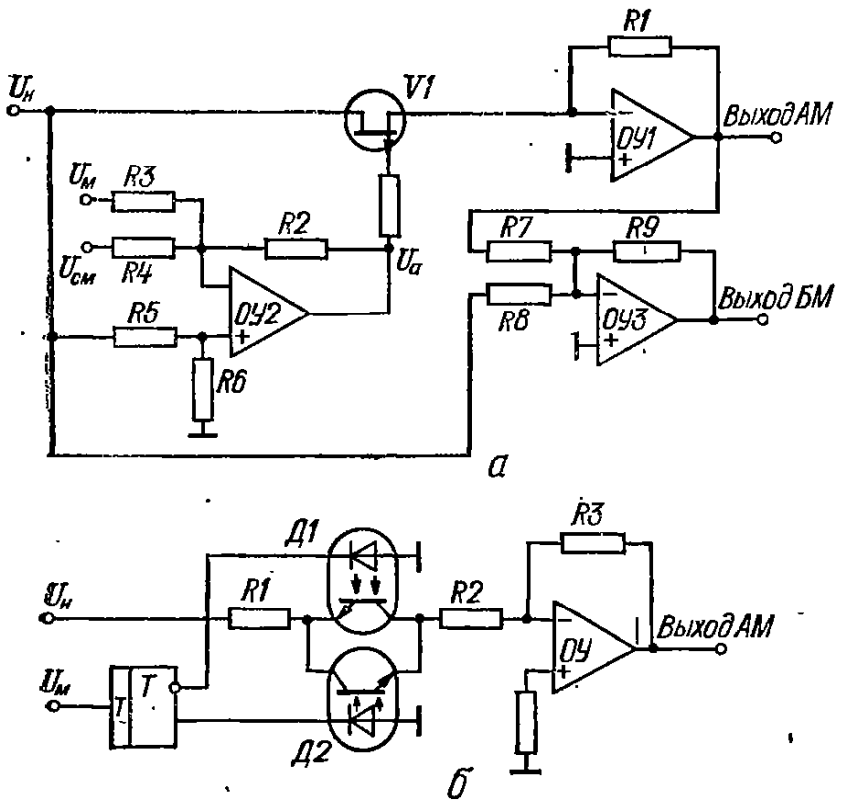


Рис. 5.3. Схемы амплитудных модуляторов, построенных на основе усилителя с регулируемым коэффициентом усиления

В схему АИМ для разнополярного модулирующего напряжения (рис. 5.2, *в*) входят сумматор на *ОУ1* и сумматор-выпрямитель на *ОУ2*.

Напряжение на выходе сумматора-выпрямителя (точка *А*)

$$u_А = -(K_м u_м + K_{см} u_{см} + K_н u_н),$$

где $K_м = R_7/R_4$, $K_{см} = R_7/R_5$, $K_н = R_7/R_3$.

Коэффициенты $K_м$, $K_{см}$, $K_н$ выбираются такой величины, чтобы при отсутствии несущей ($u_н = 0$) напряжение $U_А$ равнялось нулю. При поступлении импульсов несущей частоты (положительной полярности) получим

$$u_{вых} = -[u_н R_6/R_1 - (u_м K_м + u_{см} K_{см} + u_н K_н) R_6/R_2],$$

где $U_{см} = \text{const}$.

Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, показаны на рис. 5.2, *г*.

Другой вариант АИМ для биполярного входного сигнала показан на рис. 5.2, *д* [1]. В схему входят усилитель на *ОУ1*, повторитель напряжения на *ОУ2* и ключ *S1*, частота замыкания которого определяется несущей частотой.

Выходное напряжение при разомкнутом ключе *S1*

$$u_{вых} = K u_{вх},$$

где $K = R_4/(R_4 + R_3)$.

В другой фазе, когда ключ *S1* замкнут, получим

$$u_{вых} = u_{вх} \frac{(R_{S1} - KR_3) R_4}{R_{S1}(R_3 + R_4) + R_3 R_4},$$

где R_{S1} — сопротивление закрытого ключа *S1*; $K_1 = R_2/R_1$.

Если выполнить условие

$$K_1 = \frac{R_3 R_4 + 2R_{S1}(R_3 + R_4)}{R_3(R_3 + R_4)},$$

то при замкнутом ключе *S1* получим

$$u_{вых} = -Ku_{вх},$$

т. е. при переключении *S1* на выходе изменяется полярность выходных импульсов, при этом их амплитуда пропорциональна входному напряжению. Полярность входного напряжения в данном случае однозначно определяет фазу выходных импульсов. Отличительной особенностью схемы является возможность компенсировать погрешности, вызванные остаточным сопротивлением открытого ключа *S1*.

Схемы модуляторов можно также построить на основе усилителей с управляемым коэффициентом усиления (рис. 5.3, *а*). В данной схеме [5] используется принцип умножения несущего колебания и модулирующего сигнала с помощью полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом. В схему входят усилитель с регулируемым коэффициентом усиления на *ОУ1*, сумматоры на *ОУ2* и *ОУ3*. Коэффициент усиления усилителя на *ОУ1* $K = R_1/R_т$, где $R_т$ — сопротивление канала полевого транзистора, зависящее от модулирующего напряжения.

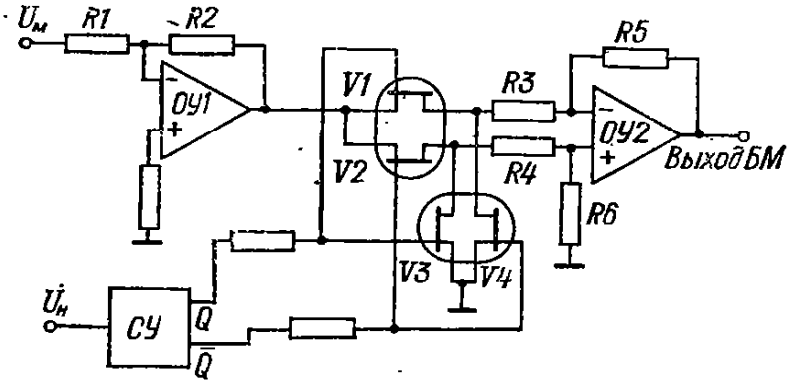


Рис. 5.4. Схема широкодиапазонного балансного модулятора

Поскольку напряжение несущей частоты, действующее на стоке транзистора *V1*, знакопеременно, то для «привязки» затвора к стоку или истоку в зависимости от полярности напряжения сток — исток в схему введен сумматор на *ОУ2*, имеющий коэффициент передачи по отношению к напряжению $U_н$, равный $^1/_2$, т. е.

$$K_н = \frac{R_6}{R_5 + R_6}\left(1 + \frac{R_2}{R_3 + R_4}\right) = \frac{1}{2}.$$

Для установки транзистора *V1* в линейный режим на его затвор подается постоянное напряжение $u_а$, равное половине напряжения отсечки, т. е. $u_а = u_{см}R_2/R_4 = {}^1/_2 u_{отс}$. Моделирующее напряжение и напряжение $u_а$ подаются на затвор *V1* с помощью сумматора на *ОУ2*.

Для получения выходного сигнала с малыми нелинейными искажениями напряжение $u_н$ не должно превышать несколько сот милливольт. Поскольку сопротивление канала транзистора *V1* изменяется в больших пределах, то входные токи *ОУ1* должны быть весьма малыми.

Выходной амплитудно-модулированный сигнал состоит из трех спектральных составляющих: с частотой $\omega_н$ и двух с частотами $(\omega_н + \omega_м)$, $(\omega_н - \omega_м)$. Для подавления несущей используется сумматор на *ОУ3* (выход *БМ*), на входы которого поступают напряжение $u_н$ и противофазное ему напряжение с выхода *ОУ1*, при этом на выходе *ОУ2* при $R_7 = R_8$ выходное напряжение будет иметь только две боковые спектральные составляющие. Вместо полевого транзистора в данной схеме можно использовать диодные, транзисторные или резистивные оптроны.

На рис. 5.3, *б* показан пример включения транзисторных оптронов в качестве модуляторов [6]. Использование оптронов практически полностью исключает проникновение управляющих сигналов в канал усиления.

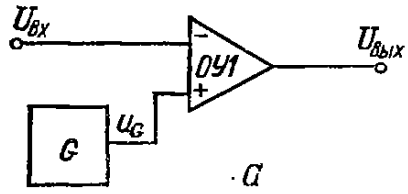
Более сложная схема БМ с высокой стабильностью характеристик и широким динамическим диапазоном работы [9] показана на рис. 5.4. Форма колебаний $\omega_н$ и $\omega_м$ может быть в данном случае любой. В схему входят масштабирующий усилитель на *ОУ1*, дифференциальный усилитель на *ОУ2*, коммутатор *V1—V4* и схема управления коммутатором *СУ*. Принцип действия модулятора аналогичен принципу действия рассмотренной схемы рис. 5.1, *а* с той лишь разницей, что формирование положительных и отрицательных импульсов в данном случае осуществляется поочередной коммутацией выхода *ОУ1* на инвертирующий и неинвертирующий входы дифференциального усилителя. Для открытых ключей *V1*, *V3* и закрытых *V1*, *V2* имеем $u_{вых} = u_м R_2 R_5/R_1 R_3$. В другой фазе для открытых ключей *V2*, *V4* и закрытых *V2*, *V4* выходное напряжение $u_{вых} = u_м R_2 R_6 \times \times (1 + R_5/R_6)/R_1 (R_4 + R_6)$.

При $R_2 = R_1 = R_3 = R_5 = R_4 = R_6 = R$ получим $u_{вых} = u_м$. Поскольку ключи *V1—V4* переключаются с частотой несущих колебаний, то на выходе будет сформирован сигнал, имеющий две боковые составляющие с частотами $(\omega_н + \omega_м)$ и $(\omega_н - \omega_м)$.

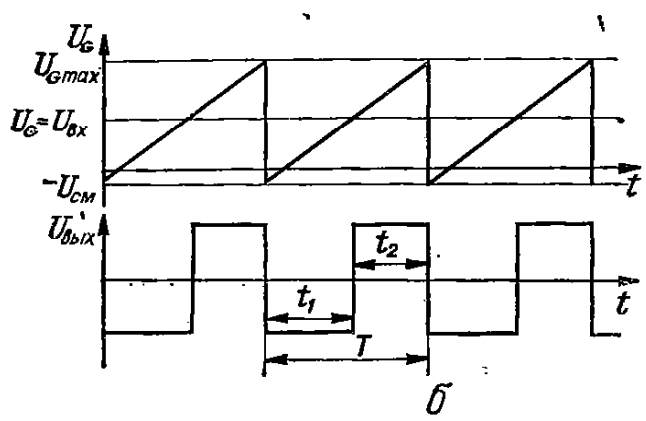
Схема управления ключами представляет собой триггер со счетным выходом. Для синусоидальной формы колебаний $u_н$ на входе триггера включается формирователь прямоугольных колебаний.

2. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЕ МОДУЛЯТОРЫ

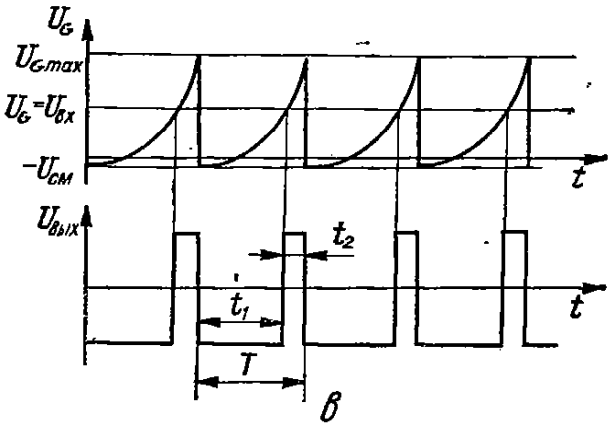
В качестве широтно-импульсных модуляторов (ШИМ) можно использовать преобразователи напряжение — частота, схемы которых рассмотрены в гл. 4 (рис. 4.15, *а*, *в*, 4.16). Поскольку в этих схемах длительность выходных импульсов неизменна, а длительность паузы зависит от входного напряжения, то скважность сигнала, среднее и эффективное значения напряжения выходного сигнала могут регулироваться в больших пределах. Однако во многих случаях к выходному сигналу ШИМ предъявляется требование постоянства периода следования импульсов. В структуру таких ШИМ, как прави-



а



б



в

Рис. 5.5. Широтно-импульсный модулятор однополярных сигналов:

а — схема; *б*, *в* — временные диаграммы для пилообразного и экспоненциального модулирующего сигналов

вило, входит генератор стабильной частоты, форма выходного напряжения которого определяет закон модуляции при линейном изменении входного сигнала.

Структурная схема ШИМ для однополярного источника входного сигнала (рис. 5.5) включает генератор напряжений специальной формы *G* и компаратор *ОУ1*. Для пилообразного напряжения (рис. 5.5, *б*) длительность отрицательных импульсов выходного напряжения компаратора

$$t_1 = (U_{вх} - U_{см})/K,$$

где K — крутизна пилообразного напряжения; $U_{см}$ — уровень смещения пилообразного напряжения в область отрицательных значений.

Максимальное значение длительности выходного импульса t_1 равно периоду следования импульсов T, который определяется из выражения

$$T = t_1 + t_2 = (U_G^{max} - U_{см})/K = \text{const}.$$

Минимальное значение длительности импульса t_1^{min} равно $t_1^{min} = U_{см}/K$. Если отрицательное и положительное напряжения насыщения *ОУ1* по модулю равны, т. е. $U_{нас}^{-} = U_{нас}^{+} = U_{нас}$, то среднее значение выходного напряжения

$$U_{вых}^{ср} = U_{нас}(t_1 - t_2)/T,$$

а эффективное значение выходного напряжения постоянно и равно $U_{нас}$.

Отсекая с помощью диода импульсы положительной полярности, получаем:

$$U_{вых}^{ср} = U_{нас}^{-} t_1/T.$$

Для экспоненциальных импульсов типа $U_G = U_0 e^{t/\tau}$, период следования которых

$$T = \tau \ln \frac{U_G^{\max} - U_{2м}}{U_0},$$

длительность импульсов отрицательной полярности

$$t_1 = \tau \ln \frac{U_{вх} - U_{см}}{U_0}.$$

Если отсечь импульсы положительной полярности, то среднее значение выходного напряжения

$$U_{вых}^{ср} = U_{нас}^{-} t_1/T = U_{нас}^{-} \frac{\tau}{T} \times$$

$$\times \ln \frac{U_{вх} - U_{см}}{U_0}.$$

Отсюда следует, что включив на выходе такого ШИМ преобразователь среднего значения, получим схему логарифмического усилителя.

Сравнительно простые схемы ШИМ можно построить на основе управляемых одновибраторов.

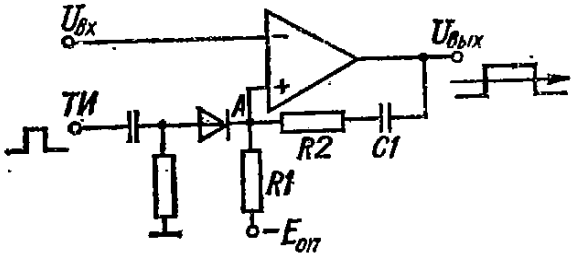


Рис. 5.6. Схема широтно-импульсного модулятора, построенного на основе одновибратора

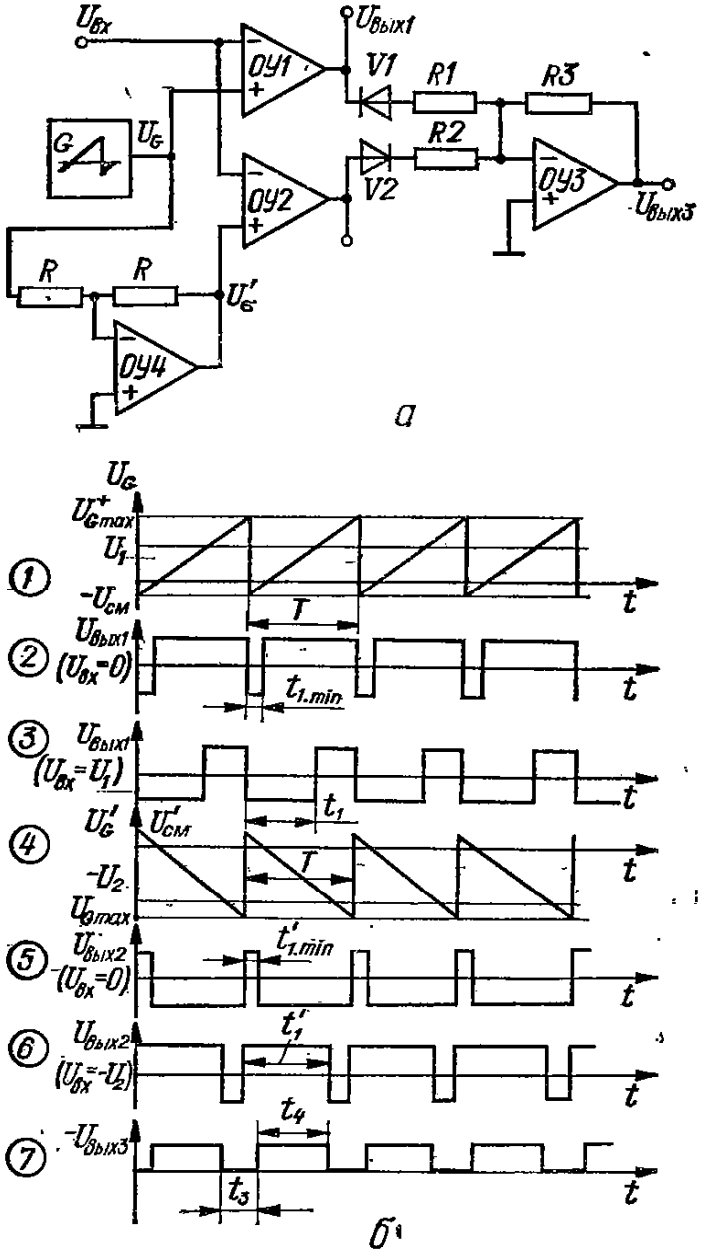


Рис. 5.7. Широтно-импульсный модулятор для биполярного входного сигнала:

а — схема; *б* — временные диаграммы

Схема ШИМ, где одновибратор, построенный на ОУ, периодически запускается тактовыми импульсами [2], показана на рис. 5.6. В исходном положении (при отсутствии тактовых импульсов) ОУ находится в состоянии насыщения $U_{вых}^{-}$. Тактовый импульс положительной полярности релаксационно возбуждает на выходе ОУ состояние $U_{вых}^{+}$, вследствие чего конденсатор *C1* начинает перезаряжаться с постоянной времени $\tau = (R_1 + R_2) C_1$. При $U_A = U_{вх}$ схема возвращается в исходное состояние, при этом на выходе будет сформирован импульс, длительность которого

$$T = \tau \ln \frac{U_{вых}^{+} + U_{вых}^{-}}{U_{вх} + |E_{оп}|} \beta_п.$$

Схема ШИМ для биполярного входного сигнала (рис. 5.7, *а*) может быть использована в системе автоматического регулирования скорости вращения двигателей постоян-

ного тока с реверсированием направления вращения вала. Схема включает в себя два компаратора *ОУ1*, *ОУ2*, генератор пилообразного напряжения *G*, инвертор пилообразного напряжения на *ОУ4*, сумматор на *ОУ3* и диоды *V1*, *V2*. Принцип действия ШИМ поясняется осциллограммами, показанными на рис. 5.7, *б*. На неинвертирующие входы *ОУ1*, *ОУ2* подаются противофазные пилообразные напряжения U_G, U'_G (диаграммы *1*, *4*). При отсутствии входного сигнала на выходах компараторов (диаграммы *2*, *5*) будут формироваться импульсы, длительность которых определяется длительностью импульсов пилообразного напряжения U_G и напряжением смещения $U_{см}$ этого напряжения относительно нулевого уровня. Если инвертор на *ОУ4* не вносит дополнительного смеще-

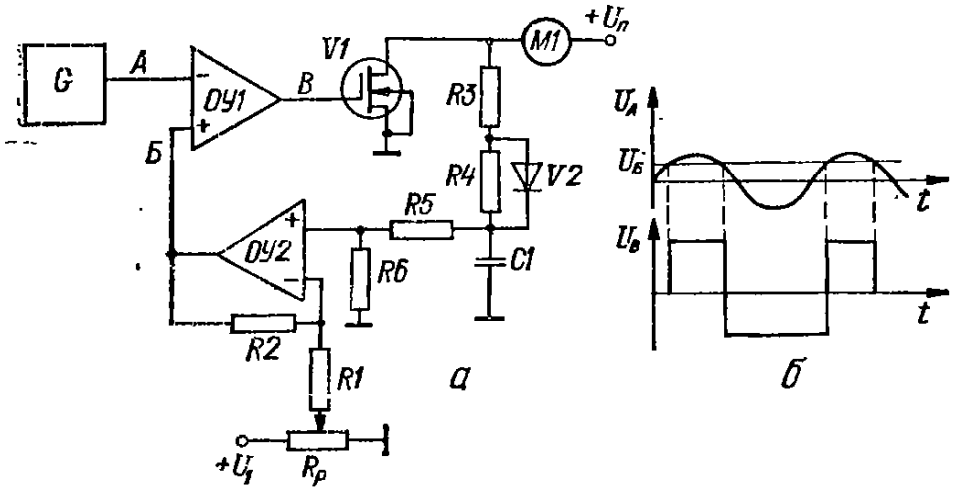


Рис. 5.8. Устройство управления скоростью вращения двигателя постоянного тока:
а — схема; *б* — временные диаграммы

ния пилообразного напряжения относительно нулевого уровня, то длительность отрицательных импульсов на выходе *1* и длительность положительных импульсов на выходе *2* при $U_{вх} = 0$ определяется из формулы

$$t_{1\,min} = t'_{1\,min} = U_{см}/K,$$

где K — крутизна переднего фронта импульса U_G.

На выходе *3* после суммирования этих импульсов и при идентичности напряжений насыщения *ОУ1*, *ОУ2* напряжение будет равно нулю. Для положительного входного сигнала $U_{вх} = U_1$ форма выходного напряжения на выходе *2* останется неизменной (диаграмма *5*), а длительность отрицательных импульсов на выходе *1* (диаграмма *3*)

$$t_1 = (U_1 + |U_{см}|)/K.$$

Для отрицательного входного сигнала $U_{вх} = -U_2 t'_1 = (|U_2| + U_{см})/K$ (диаграмма *6*).

Если $U_{вх} > U_{G\,max}$, то на выходе *1* будет постоянное напряжение отрицательной полярности, уровень которого определяется напряжением насыщения *ОУ1* и коэффициентом передачи сумматора.

Напряжение на выходе *3* при $R_1 = R_3$ будет определяться разностью амплитуд положительных (выход *2*) и отрицательных (выход *1*) импульсов (диаграмма *7*). При этом для $U_{вх} > 0$ импульсы будут иметь положительную полярность, а для $U_{вх} < 0$ — отрицательную полярность. Длительность импульсов рассчитывается по формуле

$$t_4 = t_1 - t_{1\,min} \quad \text{или} \quad t'_4 = t'_1 - t'_{1\,min},$$

где $t_{1\,min} = t'_{1\,min}$ — длительность импульса при $U_{вх} = 0$.

Эффективное и среднее значения выходного напряжения $U_{вых\,3}$ при $U_{вх} = 0$ равны нулю и максимальны при $|U_{вх}| \geqslant |U_{G\,max}|$.

Закон модулирования длительности импульсов можно изменить путем использования других форм сигналов U_G.

На рис. 5.8, *а* показана схема устройства для управления скоростью вращения двигателя постоянного тока [8]. В данном устройстве закон управления определяется сину-

соидальной формой напряжения генератора *G* (рис. 5.8, *б*). В схему входят задающий генератор *G*, компаратор *ОУ1*, ключ *V1*, неинвертирующий усилитель на *ОУ2*, фильтр *V2*, *R3*, *R4*, *C1*, делитель напряжения *R5*, *R6* и двигатель *M1*. Ключ *V1*, включенный последовательно с обмоткой возбуждения двигателя *M1*, коммутирует питающее напряжение $U_п$. При этом в момент запирания *V1* на обмотке возбуждения двигателя возникает напряжение самоиндукции, значение которого пропорционально скорости вращения двигателя. Это напряжение детектируется, фильтруется и усиливается с помощью усилителя, построенного на *ОУ2*. Постоянное напряжение $U_Б$ на выходе *ОУ2*, пропорциональное скорости вращения, сравнивается с напряжением синусоидальной формы генератора *G*, при этом на выходе компаратора *ОУ1* формируются импульсы, длительность которых определяет среднее значение напряжения на обмотке возбуждения *M1*. Регулирование скорости вращения производится с помощью потенциометра $R_р$.

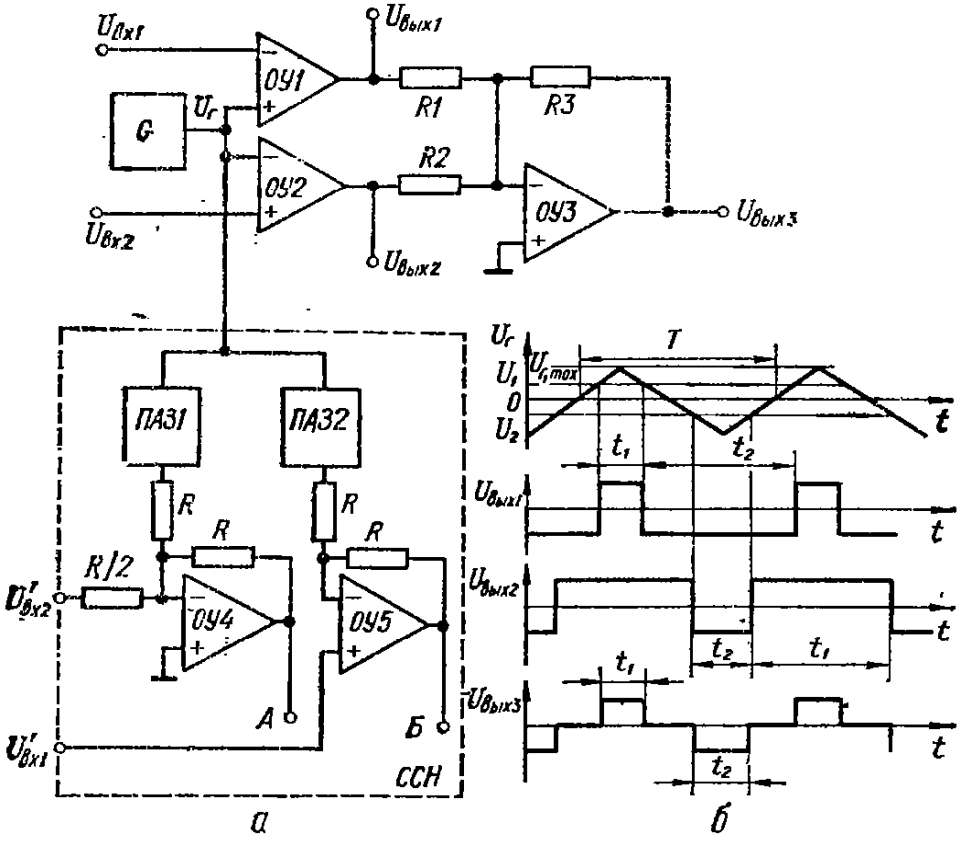


Рис. 5.9. Широтно-импульсный модулятор для систем автоматического регулирования:
а — схема; *б* — временные диаграммы

В замкнутых системах автоматического регулирования используется ШИМ с дифференциальным входом. Вариант построения ШИМ, реагирующего на разность входных сигналов показан на рис. 5.9, *а*.

В схему входят генератор треугольных колебаний *G*, компараторы *ОУ1*, *ОУ2*, сумматор на *ОУ3* и схема смещения нулей *ССН*. Рассмотрим работу данного ШИМ без узла *ССН*. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы без узла *ССН*, показаны на рис. 5.9, *б*.

Если входные напряжения $U_{вх1}$, $U_{вх2}$ изменяются соответственно в пределах $(0 — U^{+}_{Gmax})$, $(0 — U^{-}_{Gmax})$, то длительности положительных импульсов на выходе *1* и отрицательных на выходе *2* будут находиться в диапазоне $0 — T/2$.

Длительность положительных импульсов t_1 на выходе *1* и отрицательных импульсов на выходе *2* определяются по формулам

$$t_1 = \frac{T}{2} - U_{вх1}\left(\frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2}\right); \quad t_2 = \frac{T}{2} - U_{вх2}\left(\frac{1}{K_1} + \frac{1}{K_2}\right),$$

где K_1, K_2 — крутизна переднего и заднего фронтов треугольного импульса U_G соответственно; T — период сигнала U_G.

Если напряжения насыщения *ОУ1*, *ОУ2* равны, т. е. $U^{\pm}_{\text{вых1}} = U^{\pm}_{\text{вых2}} = U_{\text{нас}}$ и выполняется равенство $K_1 = K_2$, то при $R_1 = R_2 = R$ среднее значение напряжения на выходе *3*

$$U^{\text{ср}}_{\text{вых3}} = 2\,\frac{R_3}{R}\,\frac{U_{\text{нас}}}{KT}\,(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}).$$

Эффективное значение напряжения на выходе *3*

$$U^{\text{эфф}}_{\text{вых3}} = \frac{R_3}{R}\,U_{\text{нас}}\,\frac{t_1 + t_2}{T} = \frac{R_3}{R}\,U_{\text{нас}}\left[1 - \frac{2}{KT}\,(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}})\right].$$

Следовательно, с увеличением уровней входных сигналов эффективное значение напряжения $U_{\text{вых3}}$ уменьшается.

Данную схему (без узла *ССН*) целесообразно использовать в ключевых источниках питания с импульсной стабилизацией выходного напряжения.

В ряде случаев (например, при управлении скоростью вращения двигателя переменного или постоянного тока) необходимо иметь прямо пропорциональную зависимость между уровнем входных напряжений и эффективным значением напряжения на выходе *3*. С этой целью на входе рассмотренной схемы можно включить схему смещения нулей *ССН*, с помощью которой нулевой уровень входных сигналов смещается соответственно на значение $U^{+}_{G\max}$ и $U^{-}_{G\max}$.

В схему *ССН* входят преобразователь максимального значения положительной амплитуды треугольного напряжения *ПАЗ1*, преобразователь максимального значения отрицательной амплитуды треугольного напряжения *ПАЗ2* и два сумматора на *ОУ4*, *ОУ5*. Узел *ССН* включается в схему путем соединения точки *А* с входом *2* и точки *Б* с входом *1*.

Учитывая, что на выходах *ПАЗ1* и *ПАЗ2* напряжения соответственно равны $U^{+}_{G\max}$, $U^{-}_{G\max}$, напряжения в точках *А* и *Б* можно представить в виде

$$U_A = U_{\text{вх2}} = -\,(U^{+}_{G\,\max} + 2U'_{\text{вх2}}); \quad U_Б = U_{\text{вх1}} = U^{-}_{G\,\max} + 2U'_{\text{вх1}},$$

где $U'_{\text{вх1}}$, $U'_{\text{вх2}}$ — входные напряжения *ССН*.

При высокой стабильности амплитудного значения треугольного напряжения *ПАЗ1* и *ПАЗ2* можно заменить источниками постоянного напряжения.

3. ДЕМОДУЛЯТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ

При большом разносе частот модулирующего и несущего колебаний амплитудная демодуляция достаточно просто осуществляется путем детектирования и фильтрации колебаний.

Для низких частот и при малом разносе частот несущего и модулирующего колебаний целесообразно использовать демодуляторы амплитудно-модулированных колебаний (ДАМК), построенные на основе устройства выборки — хранения (рис. 5.10, *а*). Схема включает в себя устройство выборки — хранения *УВХ*, одновибратор *ОВ* и экстрематор *ЭК*. Принцип действия ДАМК легко уяснить, пользуясь осциллограммами, показанными на рис. 5.10, *б*.

Если в моменты экстремума АМ-колебаний производить преобразование (выборку) амплитудного значения с последующим запоминанием этого значения до наступления следующего экстремума, то на выходе ДАМК будет формироваться огибающая АМ-колебания. Быстродействие *УВХ* должно быть достаточно большим для того, чтобы за время выборки амплитудное значение выходного сигнала изменилось незначительно. Время выборки определяется длительностью выходного импульса одновибратора *ОВ*, который запускается передним (или задним) фронтом выходного импульса экстрематора *ЭК*.

Экстрематор представляет собой усилитель с нелинейной отрицательной обратной связью, запоминающей значение входного сигнала в момент разрыва цепи ООС [4]. Действительно, при открытом стабилизаторе *V1* цепь ООС *ОУ3* замкнута, и напряжение на конденсаторе *С2* отслеживает напряжение на входе.

В точке экстремума (рис. 5.10, *б*) разность потенциалов на входах *ОУ3* изменяет знак, вследствие чего для замыкания цепи ООС напряжение на выходе *ОУ3* скачкообразно изменяется по величине и знаку. Величина скачка напряжения равна напряжению

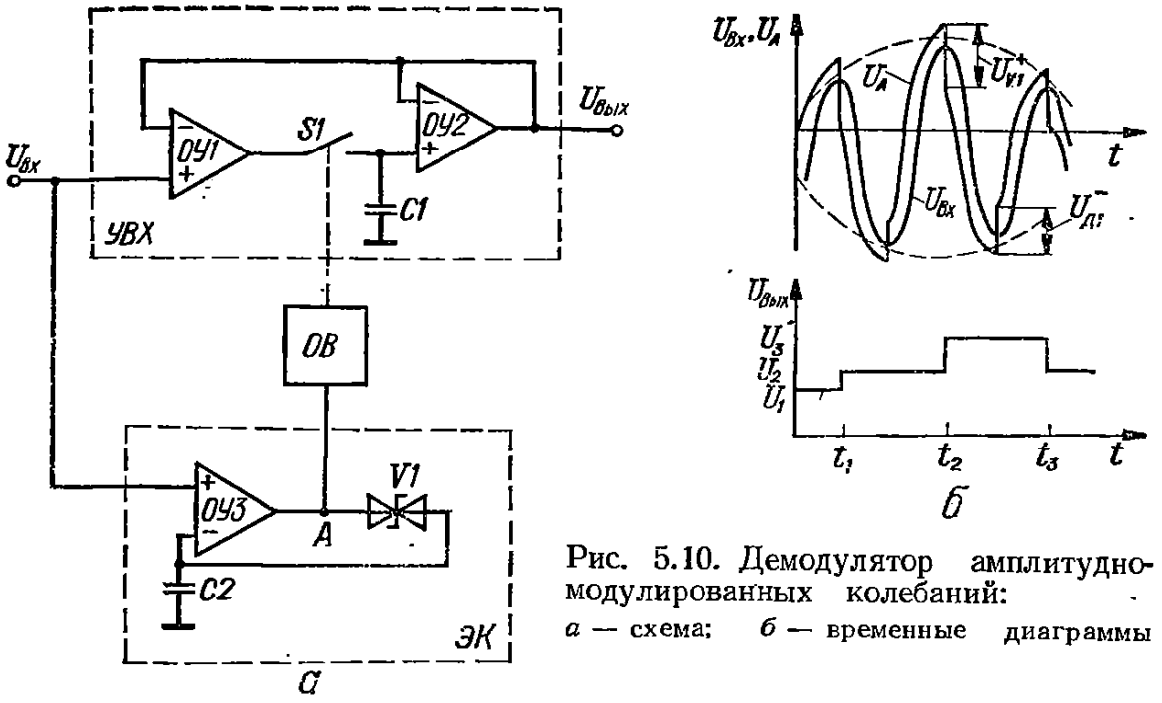


Рис. 5.10. Демодулятор амплитудно-модулированных колебаний:
а — схема; *б* — временные диаграммы

пробоя стабилитрона $U_{V1}^{\pm}$. Момент формирования скачка с высокой точностью соответствует экстремуму входного колебания. В зависимости от требований к точности и быстродействию схемы узлы *УВХ*, *ОВ*, *ЭК* могут иметь различные варианты исполнения (см. соответствующие разделы).

4. ДЕМОДУЛЯТОРЫ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ КОЛЕБАНИЙ

Из различных схем демодуляторов частотно-модулированных колебаний (ДЧМК) рассмотрим схему импульсного ДЧМК (рис. 5.11, *а*), имеющего достаточно высокую стабильность и линейность выходной характеристики [10]. В схему импульсного ДЧМК (рис. 5.11, *а*) входят формирователь прямоугольных колебаний *ФПК*, одновибратор *ОВ* и фильтр низких частот *ФНЧ*. Принцип действия ДЧМК поясняется осциллограммами рис. 5.11, *б*.

Входной сигнал с помощью *ФПК* (например, с помощью триггера Шмитта) преобразуется в сигнал типа «меандр». Передний (или задний) фронт прямоугольных колебаний U_A дифференцируется с помощью *RC*-цепи, включенной на входе *ОВ*, вследствие чего формируются запускающие импульсы одновибратора. На выходе *ОВ* формируются импульсы постоянной длительности t_1, при этом длительность паузы между импульсами изменяется в зависимости от частоты входного сигнала. Постоянная времени *ОВ* выбирается такой, чтобы при максимальной частоте входного сигнала длительность импульса t_1 была меньше половины периода входных колебаний, т. е.

$$t_1 \leqslant 1/2\,(f_0 + \Delta f),$$

где f_0 — центральная частота несущих колебаний; Δf — девиация частоты.

Среднее значение напряжения импульсной последовательности (точка *Б*)

$$\overline{U}_Б = f_{вх} t_1 (U_{нас}^{+} + U_{нас}^{-}) - U_{нас}^{-},$$

где $U_{нас}^{+}$, $U_{нас}^{-}$ — напряжения насыщения *ОУ2*.

Для выделения среднего значения $U_Б$ на выходе ДЧМК включается преобразователь среднего значения (в данном случае фильтр низких частот *ФНЧ*).

Крутизна выходной характеристики

$$K = t_1 (U_{нас}^{+} + U_{нас}^{-}).$$

Компенсация постоянной составляющей на требуемой частоте осуществляется с помощью источника напряжения смещения $U_{см}$.

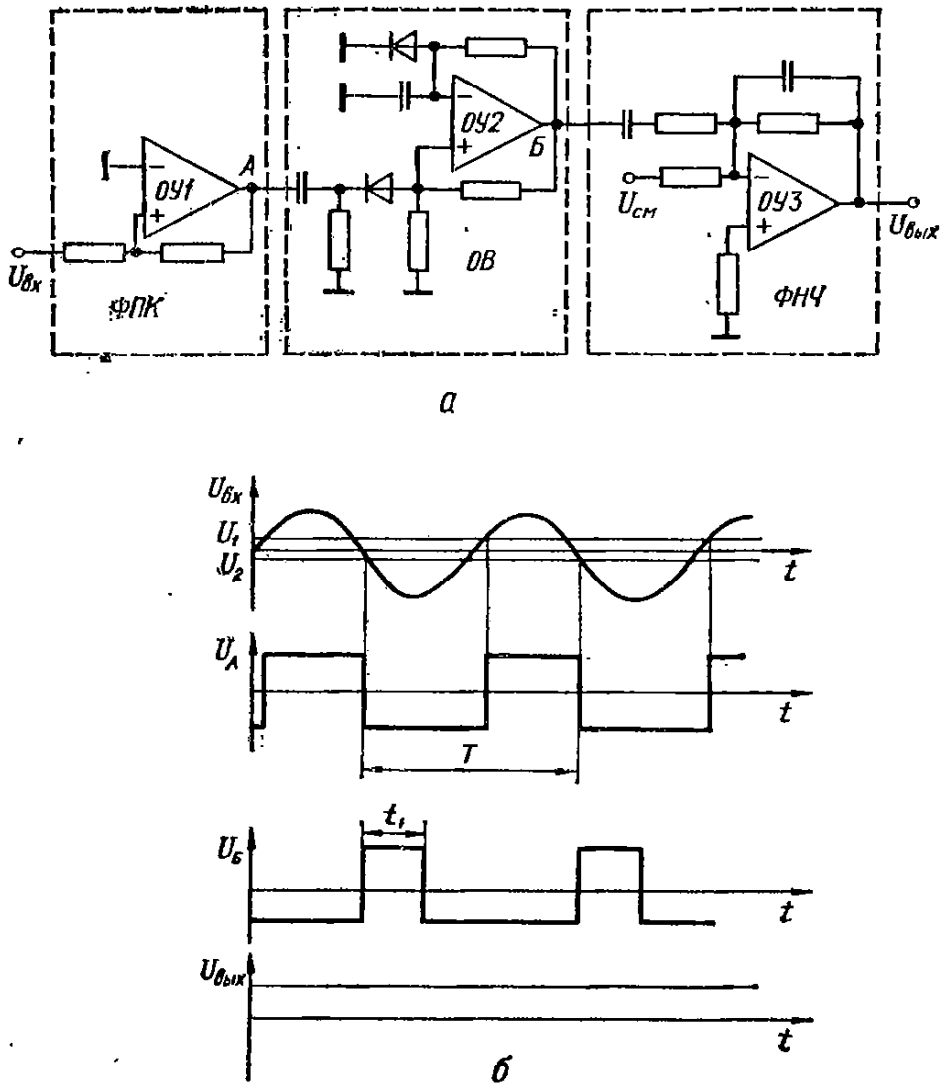


Рис. 5.11. Демодулятор частотно-модулированных колебаний:
а — схема; *б* — временные диаграммы

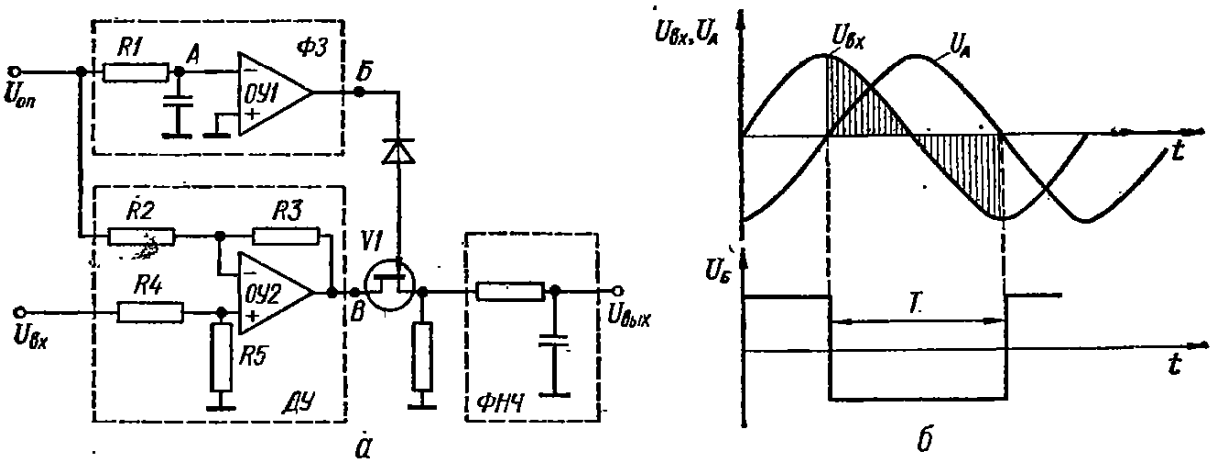


Рис. 5.12. Фазовый демодулятор гармонических колебаний

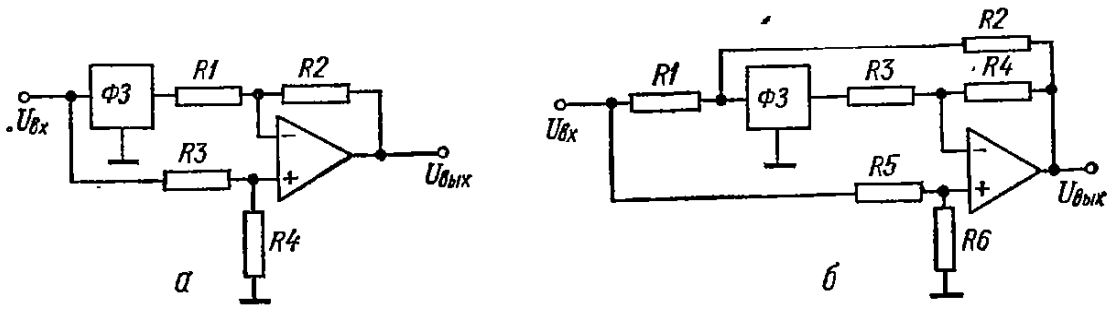


Рис. 5.13. Схемы преобразователей «фаза — амплитуда»

5. ФАЗОВЫЕ ДЕМОДУЛЯТОРЫ

В схему бестрансформаторного фазового демодулятора гармонических сигналов [12], показанную на рис. 5.12, *а*, входят фазовое звено *ФЗ*, дифференциальный усилитель *ДУ*, фильтр нижних частот *ФНЧ* и транзисторный ключ *V1*. Работу схемы поясняют осциллограммы, показанные на рис. 5.12, *б*. Если входной $U_{вх}$ и опорный $U_{оп}$ сигналы находятся в фазе, то интеграл выходного напряжения *ДУ* $U_{вых}$ за время $T = 1/f$ (где f — частота входного сигнала) будет равен нулю. Поскольку управляющее ключом напряжение $U_Б$ формируется с помощью *ФЗ*, где осуществляется сдвиг по фазе на —90°, то при сдвиге фазы входного сигнала в ту или другую сторону относительно фазы опорного сигнала интеграл напряжения U_B не будет равен нулю, причем в зависимости от направления смещения фазы будет изменяться и знак интеграла. Интегрирование в данной схеме осуществляется с помощью *ФНЧ*. Используя различные варианты схем *ФЗ*, *ДУ*, *ФНЧ*, можно реализовать другие схемы фазовых демодуляторов, отличающиеся точностью и быстродействием.

Если модуляция фазы производится с помощью фазового звена, имеющего модуль коэффициента передачи $K = 1$, то осуществить демодуляцию (преобразование фазы в амплитуду) можно включением фазового звена на входе дифференциального усилителя. Два варианта таких схем показаны на рис. 5.13 [11].

Для схемы рис. 5.13, *а* при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ можно записать

$$U_{вых}/U_{вх} = 1 - K_\varphi,$$

где $K_\varphi = \sin(\omega t + \varphi)/\sin \omega t$; φ — фазовый сдвиг в *ФЗ*.

Поскольку фазовое звено *ФЗ* изменяет фазу выходного сигнала без изменения модуля, то при $\varphi = 0$ получим $U_{вых} = 0$ и при $\varphi = \pi$ $U_{вых} = 2U_{вх}$.

Для схемы рис. 5.13, *б* можно записать аналогичное соотношение в виде

$$\frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{R_6(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) - K_\varphi R_2 R_4 (R_5 + R_6)}{R_3(R_1 + R_2)(R_5 + R_6) + K_\varphi R_1 R_4 (R_5 + R_6)}.$$

При $R_1 = R_2 = R_3 = R_6 = R$, $R_4 = R_5 = 2R$ получим

$$U_{вых}/U_{вх} = 1 - K_\varphi(1 + K_\varphi).$$

Данная схема имеет более широкие функциональные возможности.

6. АНАЛОГОВЫЕ КЛЮЧИ

Для коммутации аналоговых сигналов широко используют ключи, выполненные на *МОП*-транзисторах (рис. 5.14). Сочетание таких ключей с ОУ позволяет уменьшить погрешности, обусловленные падением напряжения на сопротивлении открытого ключа. В инвертирующем ключе (рис. 5.14, *а*) цепь ООС коммутируется с помощью МОП-транзисторов. При открытом *V1* и закрытом *V2* ОУ охвачен ООС через сопротивление открытого ключа *V1*, в результате чего напряжение в точке *А* практически равно нулю (точнее, напряжение определяется входными токами ОУ и напряжением смещения ОУ). Очевидно, что выходное напряжение в этом случае также будет равно нулю, а выходное сопротивление ключа будет равно R_2. В другом положении ключей (*V1* — заперт, *V2* — открыт) ООС замыкается через резистор *R2*. В этом случае схема ключа представляет собой инвертирующий усилитель, имеющий коэффициент передачи $K = R_2/R_1$. Выходное сопротивление мало и определяется глубиной ООС. Управление транзисторами *V1*, *V2* осуществляется *Т*-триггером.

На рис. 5.14, *б* показан неинвертирующий аналоговый ключ, достоинством которого является низкое выходное сопротивление в обоих состояниях. Схема состоит из МОП-переключателя на транзисторах *V1*, *V2*, повторителя напряжения на ОУ и *Т*-триггера.

Точность работы рассмотренных ключей возрастает при увеличении отношения сопротивлений МОП-транзисторов в закрытом и открытом состояниях.

Аналоговый ключ можно построить и без применения МОП-транзисторов, если в качестве ключевого элемента использовать «идеальный диод», выходное сопротивление которого в открытом состоянии на несколько порядков меньше сопротивления открытого канала МОП-транзистора. На рис. 5.14, *в* показан один из возможных вариантов схемы аналогового ключа. При отрицательной полярности управляющего напряжения «идеальный диод», построенный на *ОУ2*, открыт, вследствие чего напряжение в точке *А*

практически равно нулю. При положительной полярности управляющего напряжения «идеальный диод» заперт, при этом напряжение $U_A = U_{вх} = U_{вых}$.

Рассмотренные схемы аналоговых ключей используют при заземленных источнике сигнала и нагрузки. Для коммутации незаземленных цепей можно использовать аналоговый ключ, схема которого показана на рис. 5.15, *а* [7]. В схему входят неинвертирующий усилитель, построенный на ОУ, коммутирующий полевой транзистор *V1* и транзистор *V2*, с помощью которого *ОУ* вводится в состояние насыщения. В запертом состоянии *V2* с помощью неинвертирующего усилителя (*ОУ*, *R1*, *R2*, *R3*, *R4*) обеспечивается равенство по амплитуде и фазе напряжений на входе и затворе транзистора *V1*, что эквивалентно соединению затвора с истоком *V1*. В этом случае сопротивление канала *V1* минимально. При открытом *V2* под действием источника $U_{оп}$ ОУ входит в состояние насыщения, вследствие чего *V1* будет закрыт.

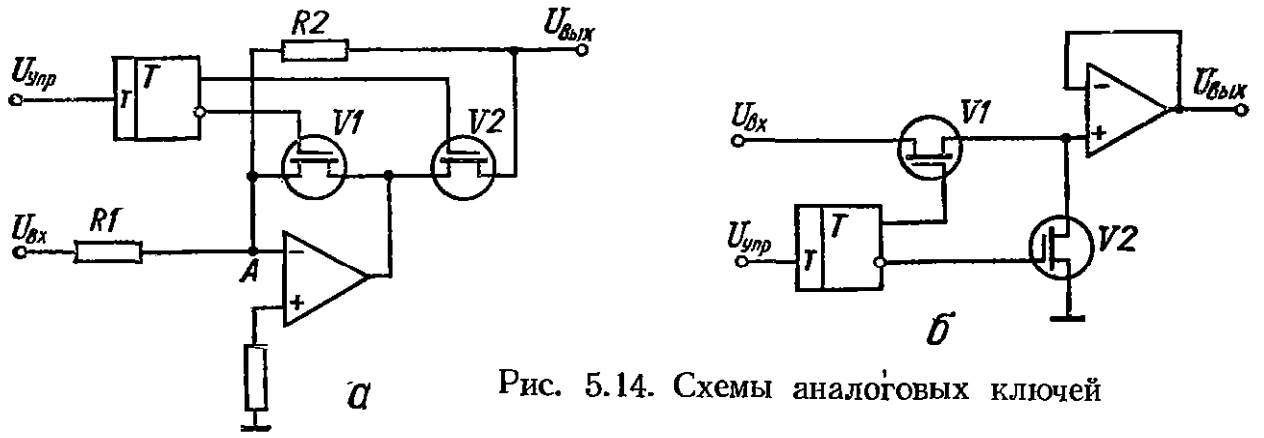
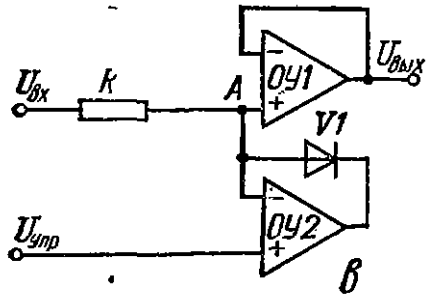


Рис. 5.14. Схемы аналоговых ключей



На рис. 5.15, *б* показана схема аналогового ключа для коммутации разнополярных сигналов, в котором питание ОУ осуществляется с помощью «взвешенных» (не имеющих общей точки с общей шиной) источников питания [3]. Для упрощения МОП-транзисторы, имеющие оптроинную (или какую-либо другую) развязку цепей управления, на схеме показаны в виде механических ключей *S1*, *S2*. При замкнутых *S1*, *S2* к ОУ подключается напряжение питания, при этом ОУ по отношению к точке соединения источников $E_{п1}$, $E_{п2}$ оказывается включенным в режиме повторителя напряжения. Входной сигнал через весьма низкое выходное сопротивление повторителя напряжения поступает на нагрузку $R_н$. При размыкании *S1*, *S2* питание ОУ отключается и между источником входного сигнала и нагрузкой будет включено большое сопротивление перехода «выход — вход ОУ». Быстродействие такого ключа определяется не только быстродействием ОУ, но и значением паразитной емкостной связи между элементами коммутируемой цепи и элементами ОУ, $E_{п1}$, $E_{п2}$.

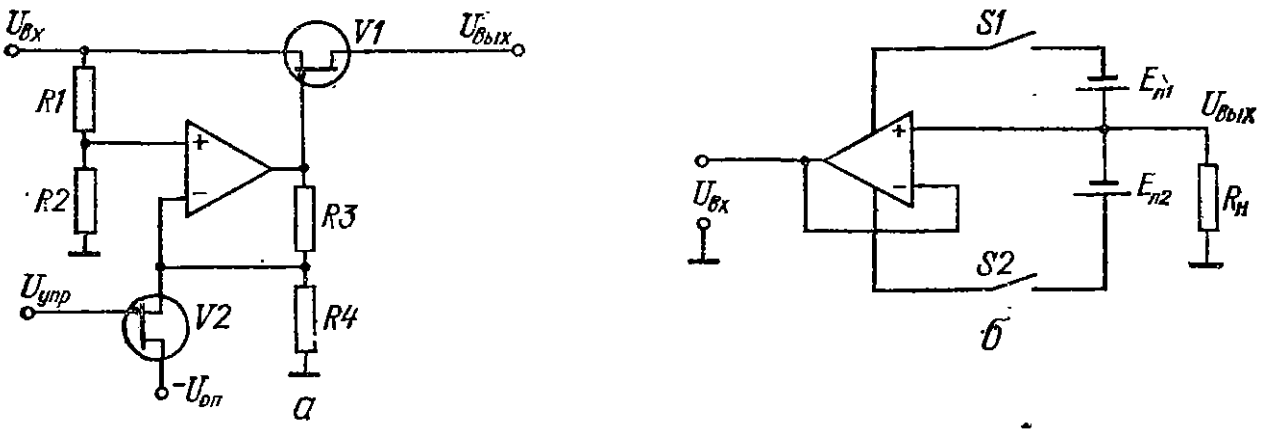
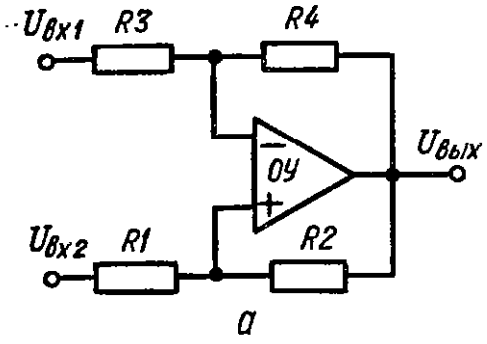


Рис. 5.15. Схемы аналоговых ключей для коммутации «взвешенных» цепей

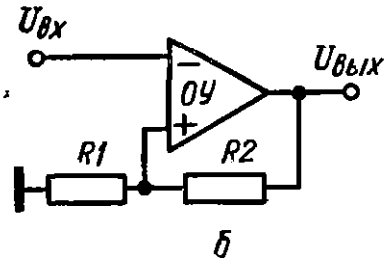
ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА И ОГРАНИЧИТЕЛИ

1. ДВУХСТАБИЛЬНЫЕ ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

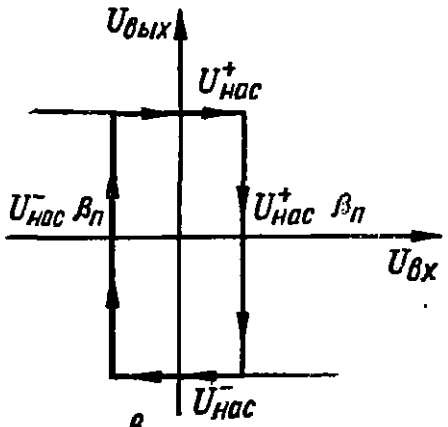
Обобщенная схема двухстабильного порогового устройства (триггера Шмитта) показана на рис. 6.1, *а*. Для получения триггерной характеристики в данной схеме необходимо, чтобы коэффициент передачи по цепи ПОС $\beta_п$ был больше коэффициента передачи по цепи ООС $\beta_о$, т. е. $\beta_п > \beta_о$, где $\beta_о = R_3/(R_3 + R_4)$; $\beta_п = R_1/(R_1 + R_2)$.



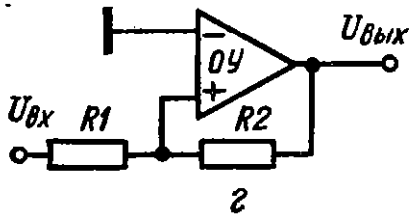
а



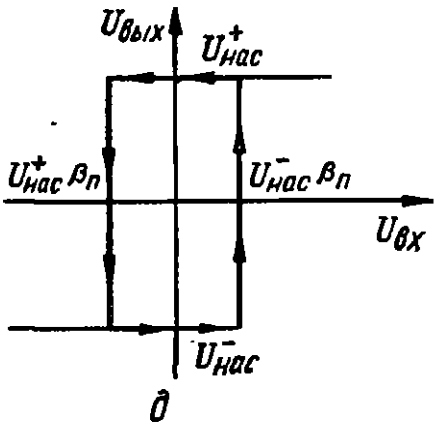
б



в



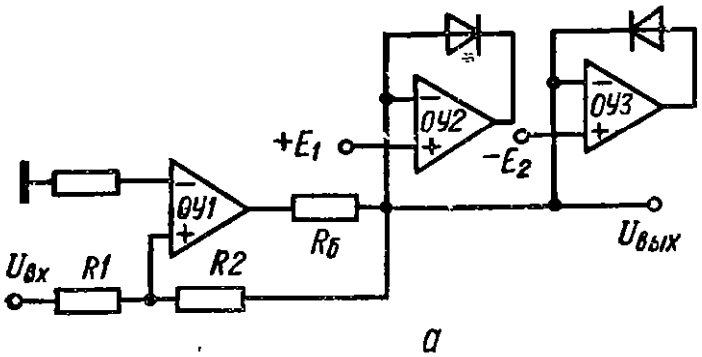
г



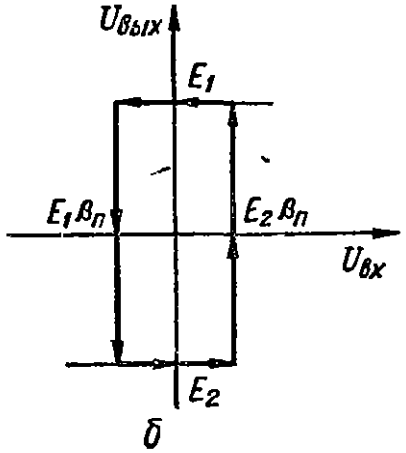
д

Рис. 6.1. Триггеры Шмитта:

а — триггер с двумя входами; *б* — триггер с петлей гистерезиса типа *в*; *г* — триггер с петлей гистерезиса типа *д*



а



б

Рис. 6.2. Прецизионный триггер Шмитта:

а — схема; *б* — амплитудная характеристика

Порогн переключения можно записать в следующем виде:

по входу 1 $U^{\pm}_{вх1} = U^{\pm}_{вых}\frac{\beta_о + \beta_п}{1 - \beta_о} + U_{вх2}\frac{1 - \beta_п}{1 - \beta_о}$,

по входу 2 $U^{\pm}_{вх2} = -U^{\mp}_{вых}\frac{\beta_о + \beta_п}{1 - \beta_п} + U_{вх1}\frac{1 - \beta_о}{1 - \beta_п}$.

Если в схеме отсутствует резистор *R4*, то

по входу 1 $U^{\pm}_{вх1} = U^{\pm}_{вых}\beta_п + U_{вх2}(1 - \beta_п)$,

по входу 2 $U^{\pm}_{вх2} = -U^{\mp}_{вых}\beta_п/(1 - \beta_п) + U_{вх1}/(1 - \beta_п)$.

На рис. 6.1, *б*, *г* показаны схемы триггеров, отличающиеся порогами и направлениями переключения в гистерезисной петле (рис. 6.1, *в*, *д*). Для схемы рис. 6.1, *б* пороги переключения определяются по формуле

$$U^{\pm}_{вх} = U^{\pm}_{вых}\beta_п = U^{\pm}_{вых}R_1/(R_1 + R_2).$$

Для схемы 6.1, *г* имеем

$$U^{\pm}_{вх} = -U^{\mp}_{вых}R_1/R_2.$$

Поскольку пороги переключения в рассмотренных схемах зависят от напряжений насыщения ОУ, то для их стабилизации необходимо на выходе ОУ включить двухполярный прецизионный ограничитель выходного напряжения.

На рис. 6.2, *а* показана схема прецизионного триггера Шмитта, в котором пороги переключения зависят от опорных напряжений E_1, E_2.

Для данной схемы пороги переключения определяются выражениями

$$U^{-}_{вх} = E_2\beta_п; \quad U^{+}_{вх} = E_1\beta_п,$$

где $\beta_п = R_1/(R_1 + R_2)$.

При расчете погрешностей пороговых устройств необходимо помнить, что входные токи ОУ в режиме насыщения существенно отличаются от значений, данных в технических условиях на ОУ. Как правило, входной ток одного из входов резко уменьшается, а другого — резко увеличивается (иногда на порядок и более).

2. ДЕТЕКТОРЫ ПЕРЕСЕЧЕНИЯ НУЛЕВОГО УРОВНЯ

Простейшим из пороговых устройств является детектор пересечения сигналом нулевого уровня (рис. 6.3, *а*). Стабилитрон *V1* и диод *V2* в данной схеме включены для формирования выходного сигнала, соответствующего уровням дискретной логики. Верхний уровень выходного напряжения равен напряжению стабилизации стабилитрона, нижний уровень $U_0 = U_{вх}R_д/R_1$, где $R_д$ — сопротивление открытого диода *V2*. Для смещения амплитудной характеристики влево или вправо достаточно подать на неинвентирующий вход ОУ соответствующее напряжение смещения. Входное сопротивление данного порогового устройства равно R_1. Для подавления высокочастотных помех на входе детектора можно включать ФНЧ, однако при этом сужается полоса пропускания сигнального тракта.

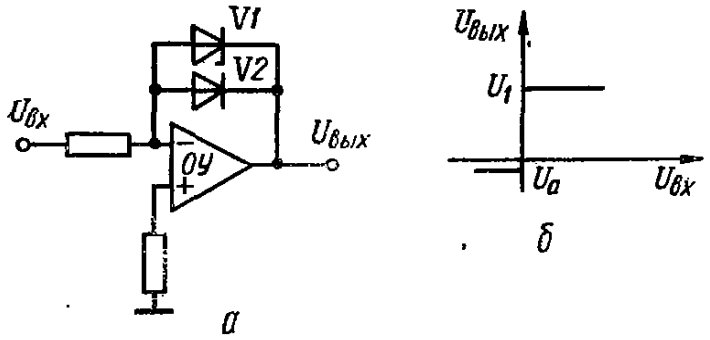


Рис. 6.3. Детектор пересечения нулевого уровня:
а — схема; *б* — временная диаграмма

Во многих случаях (например, при использовании двухпороговых устройств в качестве компараторов или детекторов пересечения нулевого уровня) необходимо уменьшать ширину петли гистерезиса, сохраняя при этом свойство релаксационного перехода из одного устойчивого состояния в другое. Эту задачу можно решить с помощью двухстабильного порогового устройства, схема которого показана на рис. 6.4, *а* [4]. В схему входят два триггера Шмитта на *ОУ1*, *ОУ2* и инвертирующий усилитель на *ОУ3*. Триггер Шмитта на *ОУ1* совместно с инвертирующим усилителем на *ОУ3* служат для сме-

щения петли гистерезиса триггера Шмитта на *ОУ2* влево или вправо от нулевого уровня в зависимости от полярности входного сигнала. Для переключения триггера Шмитта на *ОУ2* (например, при нулевом уровне сигнала) независимо от направления перехода через нуль входного сигнала необходимо, чтобы потенциал неинвертирующего входа *ОУ2* всегда был равен нулю. Следовательно, выходное напряжение *ОУ3* должно соответствовать выражению

$$U_A^{\pm} = -U_{вых}^{\mp} R_Б / R_в.$$

Напряжение смещения петли гистерезиса U_A зависит от напряжения насыщения *ОУ1* и коэффициента передачи усилителя на *ОУ3*, т. е. $U_A^{\mp} = -U_Б^{\pm} R_4/R_3$, а знак этого

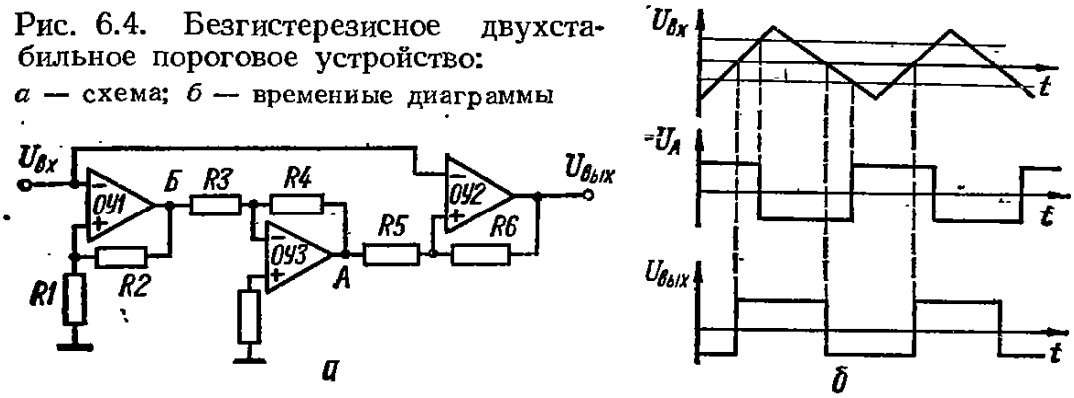


Рис. 6.4. Безгистерезисное двухстабильное пороговое устройство:
а — схема; *б* — временные диаграммы

напряжения изменяется синхронно с полярностью входного сигнала с помощью триггера Шмитта на *ОУ1*.

Для повышения стабильности порога переключения в данной схеме целесообразно использовать прецизионные триггеры Шмитта. Использование данной схемы в качестве детектора пересечения нулевого уровня позволяет исключить ложные серии импульсов, обусловленные помехами вблизи нулевого уровня (рис. 6.4, *б*).

3. ТРЕХСТАБИЛЬНЫЕ ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА

Для получения трех устойчивых состояний (нулевого уровня и двух разнополярных уровней насыщения ОУ) в схеме рис. 6.1, *а* коэффициент $\beta_о$ или $\beta_п$ должен зависеть от входного или выходного сигнала. При этом одно из устойчивых состояний (нулевой уровень выходного напряжения) формируется при $\beta_о > \beta_п$, а два других при $\beta_о < \beta_п$. При $\beta_о > \beta_п$ режим работы устройства соответствует режиму работы масштабирующего усилителя, при $\beta_о < \beta_п$ — режиму работы триггера Шмитта.

В схеме трехстабильного устройства (рис. 6.5, *а*) коэффициент $\beta_п$ зависит от уровня выходного напряжения. Установка нулевого уровня осуществляется при замыкании

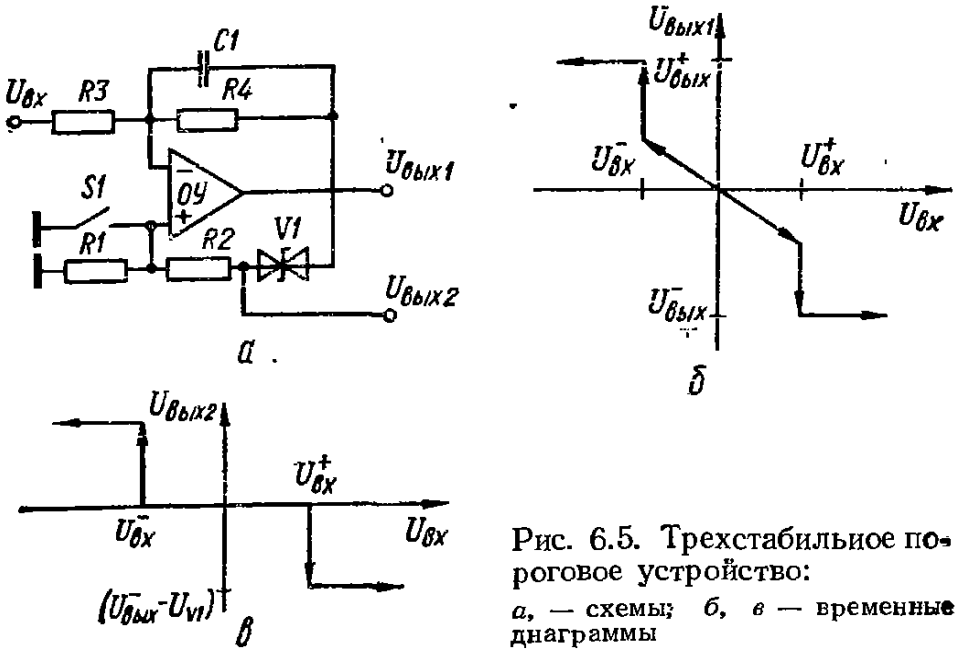


Рис. 6.5. Трехстабильное пороговое устройство:
а, — схемы; *б*, *в* — временные диаграммы

ключа *S1*, при этом выполняется условие $\beta_0 > \beta_п$. Для перевода устройства из состояния, при котором $U_{вых} = 0$, в состояние $U^+_{вых}$ на вход подается напряжение отрицательной полярности, уровень которого должен быть больше порога переключения, равного $U^-_{вх} = U^+_{V1}R_3/R_4$, где U^+_{V1} — напряжение стабилизации положительной полярности двустороннего стабилитрона *V1*. Аналогично, для перевода устройства в состояние $U^-_{вых}$ из нулевого состояния на вход необходимо подать напряжение положительной полярности, уровень которого должен быть больше порога переключения, равного $U^+_{вх} = U^-_{V1}R_3/R_4$, где U^-_{V1} — напряжение стабилизации отрицательной полярности стабилитрона *V1*.

Поскольку пороги переключения устройств зависят от напряжений стабилизации стабилитрона и не зависят от напряжений насыщения ОУ, то стабильность порогов переключения в основном определяется стабильностью напряжений включения стабилитрона.

Наличие диффузной и барьерной емкостей стабилитрона может привести к ложным переключениям устройства, вызванным помехами, так как для напряжения помехи может выполняться условие $\beta_п > \beta_0$. Поэтому для компенсации емкости стабилитрона параллельно *R4* включен конденсатор *C1*, емкость которого несколько больше емкости стабилитрона *V1*. Номиналы резисторов *R1*, *R2* должны выбираться, исходя из обеспечения номинального тока стабилизации стабилитрона $I_и$, т. е. $(R_1 + R_2) = (U^{\pm}_{вых} - U^{\pm}_{V1})/I_н$. В схеме целесообразно использовать стабилитроны с малым током стабилизации.

4. ПОРОГОВЫЕ УСТРОЙСТВА ДЛЯ ПЕРЕМЕННЫХ СИГНАЛОВ

На практике часто приходится решать задачу контроля уровня переменного сигнала. Для этой цели используют различные пороговые устройства, выходной сигнал которых формируется только при превышении входным сигналом заданного значения (амплитудного, средневыпрямленного или эффективного). Если выходной сигнал таких устройств обычно поступает в ЭВМ, то, как правило, ставится задача гальванической развязки входных и выходных цепей.

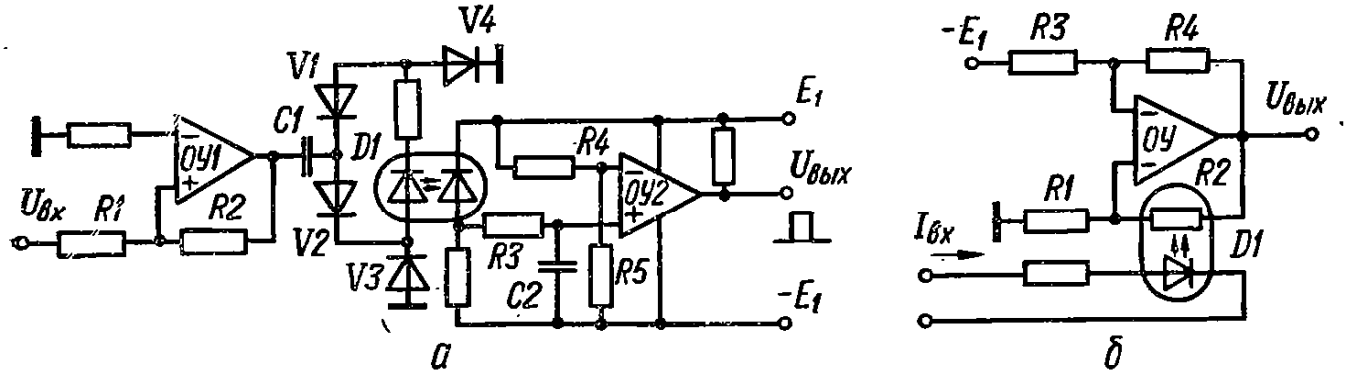


Рис. 6.6. Схемы пороговых устройств для переменных сигналов с оптронной развязкой входных цепей

На рис. 6.6 показаны схемы пороговых устройств для переменных сигналов, одна из которых (рис. 6.6, *а*) реагирует на амплитудное значение разнополярных периодических сигналов, а другая (рис. 6.6, *б*) — на эффективное значение однополярных импульсов.

В схему порогового устройства рис. 6.6, *а* входят триггер Шмитта на *ОУ1*, диодный мост *V1*, *V2*, *V3*, *V4*, в диагональ которого включена входная цепь оптрона *D1*, и формирователь логического сигнала для *ТТЛ*-логики на *ОУ2* и *D1*. В схеме может быть использован оптрон с собственным формирователем логического сигнала.

Логический уровень «1» формируется в данной схеме только в том случае, если амплитуда положительной полярности больше $U^+_{вх} = U^-_{нас}R_1/R_2$, а амплитуда отрицательной полярности превышает уровень $U^-_{вх} = U^+_{нас}\ R_1/R_2$, где $U^{\pm}_{нас}$ — напряжения насыщения ОУ. Для устранения ложных переключений, вызванных помехами, в схему

формирователя включен *RC*-фильтр (*R3*, *C2*). В исходном состоянии логический «О» формируется с помощью напряжения, снимаемого с делителя *R4*, *R5*.

Схема порогового устройства рис. 6.6, *б* включает в себя резистивный оптрон *D1* и трехстабильное устройство на ОУ, в котором состояние $U^{-}_{вых}$ исключено путем подключения источника напряжения E_1 (десятые доли вольта).

В исходном состоянии при $I_{вх} = 0$ сопротивление фоторезистора *R2* велико, вследствие чего выполняется неравенство $\beta_п < \beta_о$. При этом напряжение на выходе, соответствующее логическому «О», $U_{вых} = E_1R_4/R_3$. Порог переключения находится из условия $\beta_о = \beta_п$ или $R_2 = R_1R_4/R_3$.

Подставляя вместо R_2 выражение (2.24), представляющее собой зависимость фотосопротивления от входного тока оптрона АОР104Б, получим

$$I_{вх} = e^{\frac{R_1R_4}{19{,}8R_3}} - 3{,}67,$$

или при $R_1 = R_3 = R_4 = R$ порог переключения можно записать в виде

$$I_{вх} = e^{R/19{,}8} - 3{,}67,$$

где $I_{вх}$ — эффективное значение входного тока, мА; R — сопротивление, кОм.

Стабильность порога переключения рассмотренного устройства в основном определяется стабильностью характеристики R_2 ($I_{вх}$) оптрона.

Включив вместо *D1* магниторезистор, терморезистор, легко получить соответствующее пороговое устройство. Порог переключения в таких устройствах находится также из условия $\beta_о = \beta_п$ или $R_2R_3 = R_1R_4$.

5. СЕЛЕКТОРЫ ИМПУЛЬСОВ

Селекторы импульсов представляют собой пороговые устройства, реагирующие на амплитуду или длительность или одновременно на амплитуду и длительность импульсов. Для выделения импульсов определенной амплитуды достаточно использовать компаратор, на один из входов которого подается входной сигнал, а на другой — опорное напряжение (рис. 6.7).

В схему триггерного устройства, реагирующую на определенную амплитуду и длительность одиночного импульса [2], входят триггер Шмитта на ОУ с конденсатором *C1*, подключенным к неинвертирующему входу ОУ, фильтр *R3C2* и выходной ключевой каскад на транзисторе *V1*. В исходном состоянии, которое устанавливается с помощью ключа *S1*, напряжение на выходе устройства соответствует уровню логического «О», при этом напряжение на выходе ОУ равно $U^{+}_{нас}$. При поступлении положительного

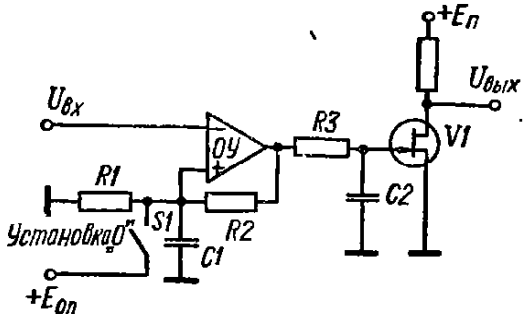


Рис. 6.7. Схема селектора триггерного типа, реагирующего на заданные амплитуду и длительность импульса

импульса, амплитуда которого больше порога переключения триггера, равного $U^{+}_{вх} = U^{+}_{нас}\beta_п$, на выходе ОУ установится состояние $U^{-}_{нас}$, при этом конденсатор *C1* будет перезаряжаться с постоянной времени $\tau_1 = R_2C_1\beta_п$. Время перезаряда конденсатора *C1* от исходного уровня $U^{+}_{нас}\beta_п$ до нуля $T_{C1} = \tau_1 \ln(1 + U^{+}_{нас}/U^{-}_{нас})$.

Если длительность импульса $T_{им} < T_{C1}$, то при исчезновении импульса на выходе ОУ вновь установится состояние $U^{+}_{нас}$, так как напряжение на конденсаторе при этом будет иметь положительную полярность.

Очевидно, что если за время действия входного импульса напряжение на конденсаторе *C1* будет иметь отрицательную полярность, то состояние $U^{-}_{нас}$, возникшее в начале действия импульса, сохранится. Для предотвращения срабатывания выходного ключевого каскада за время действия импульса необходимо постоянную времени $\tau_2 = R_3C_2$ выбирать достаточно большой. Таким образом, описанное пороговое устройство имеет

триггерную характеристику с порогами переключения для импульсов по амплитуде, $U^{+}_{вх} = U^{+}_{нас}\beta_{п}$ и длительности T_{C1}.

На рис. 6.8, *а* показана схема селектора импульсов по длительности, предназначенная для подавления ложных импульсов, длительность которых меньше заданной длительности сигнала, при этом входные импульсы без искажения (но со сдвигом) передаются на выход устройства [7]. Подавление ложных импульсов в данной схеме осуществляется сравнением входного импульса с временем перезаряда конденсатора, включенного на входе ОУ.

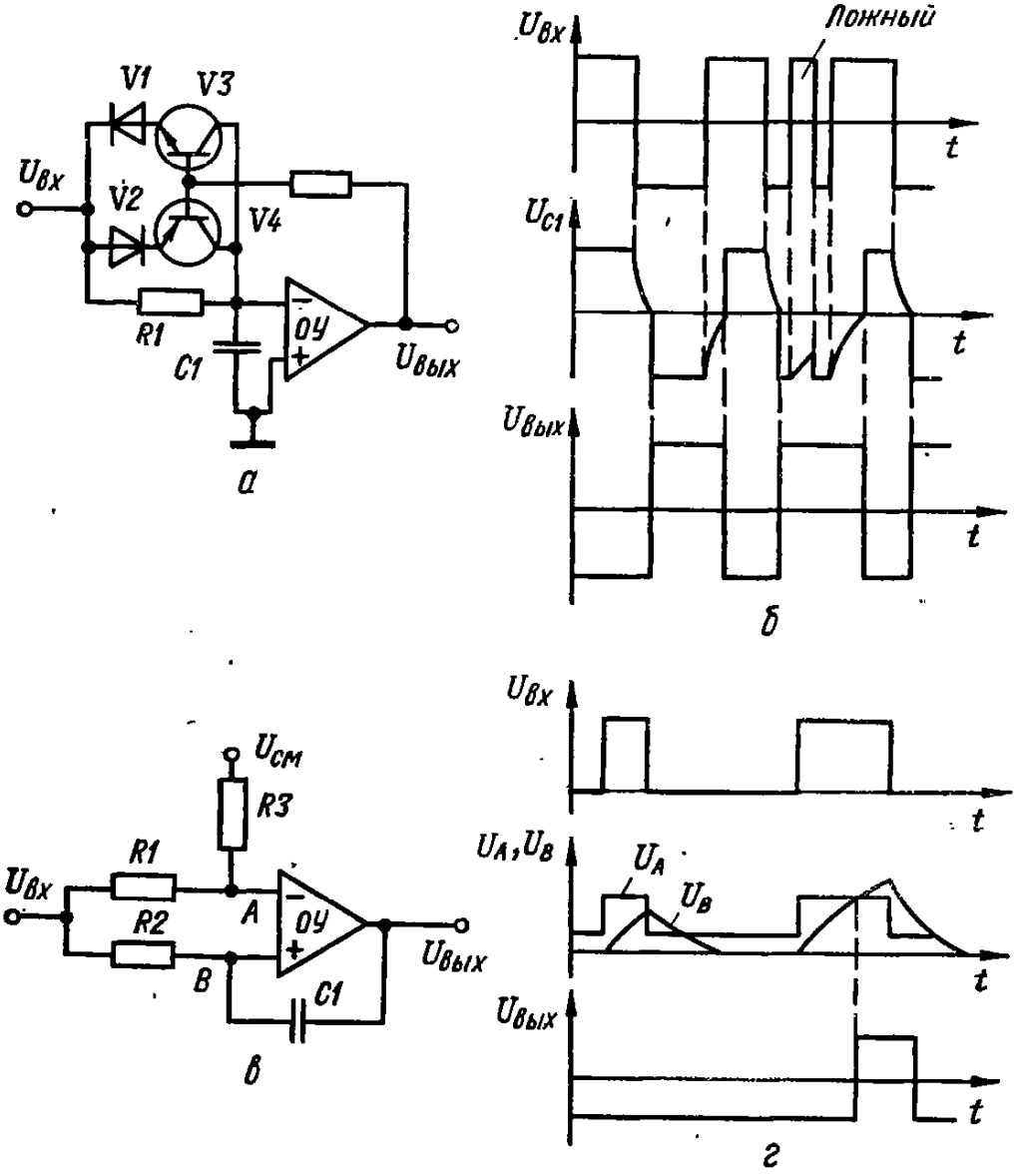


Рис. 6.8. Селекторы импульсов по длительности:
а, в — схема; *б, г* — временные диаграммы

При положительной полярности входного сигнала выходное напряжение имеет отрицательную полярность, вследствие чего резистор *R1* шунтирован низким сопротивлением открытых ключа *V4* и диода *V2*. Если полярность входного импульса изменяется на обратную, то диод *V2* запирается, вследствие чего конденсатор *C1* начинает разряжаться через резистор *R1* (рис. 6.8, *б*). При разряде конденсатора *C1* до нуля и в присутствии входного отрицательного импульса на выходе ОУ установится состояние $U^{+}_{нас}$, вследствие чего резистор *R1* вновь будет шунтирован сопротивлением открытых ключа *V3* и диода *V1*. Для следующего положительного импульса диод *V1* закроется и конденсатор *C1* будет разряжаться через резистор *R1* (при этом ключ *V4* закрыт). При разряде конденсатора до нуля и в присутствии входного положительного импульса на выходе ОУ установится состояние $U^{-}_{нас}$. Очевидно, что если за время действия входного импульса напряжение на конденсаторе не достигнет нулевого уровня, то такой импульс не повлияет на выходное напряжение.

Схема селектора импульсов, реагирующая на заданную длительность импульса [1], показана на рис. 6.8, *в*. В данной схеме цепь *R2C1*, образующая ПОС, по отношению к входному импульсу является интегрирующей, а по отношению к выходному импульсу — дифференцирующей. В исходном состоянии на выходе ОУ присутствует напряжение насыщения отрицательной полярности. Если на вход подать импульс положительной полярности ($U_{вх} > U_A$), то напряжение в точке A изменится скачкообразно, а напряжение в точке B будет изменяться по экспоненциальному закону. Поскольку в пределе всегда $U_B > U_A$, то за время действия входного импульса могут возникнуть две ситуации (рис. 6.8, *г*): $U_B < U_A$; $U_B > U_A$.

Если в конце действия входного импульса $U_B < U_A$, то исходное состояние на выходе не изменится. В противном случае (при $U_B > U_A$) на выходе релаксационно возбуждается импульс, длительность которого зависит от $\tau = R_2C_1$. Длительность входного импульса, при котором возбуждается выходной импульс,

$$T = \tau \ln \frac{U_{вых}^{-} + U_{вх}}{U_{вх} - U_A},$$

где $U_A = U_{вх}R_3/(R_1 + R_3) + U_{см}R_1/(R_1 + R_3)$.

6. РЕЛЕ ВРЕМЕНИ

В качестве реле времени можно использовать одновибраторы, схемы которых рассмотрены в разделе 4.1. Использование интеграторов в сочетании с компаратором позволяет реализовать высокостабильное реле времени, выдержка времени которого не зависит от напряжения питания [8]. В схему такого реле (рис. 6,9, *а*) входят два ОУ: *ОУ1* охвачен емкостной обратной связью и выполняет функции интегратора, *ОУ2* является компаратором, сравнивающим напряжение уставки (напряжение на неинвертирующем входе *ОУ2*) с выходным напряжением интегратора. Пуск реле времени осуществляется замыканием ключа *S1* и размыканием ключа *S2*. При этом выходное напряжение *ОУ1* начинает линейно уменьшаться за счет интегрирования напряжения E_1. Когда напряжение на выходе *ОУ1* становится меньше напряжения уставки, компаратор

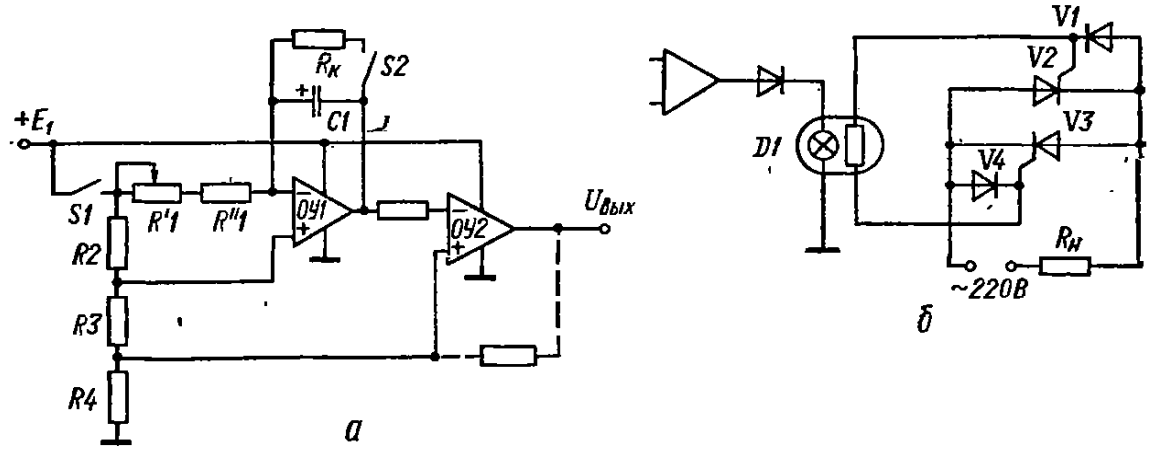


Рис. 6.9. Схемы реле времени

переключается. Время выдержки реле времени определяется по формуле

$$T = R_1C_1U_{уст}/E_1,$$

где $U_{уст}$ — напряжение уставки; $R_1 = R'_1 + R''_1$.

Для получения высокой точности конденсатор необходимо выбирать с малыми токами утечки. Сопротивление резистора *R4* должно выбираться существенно меньшим, чем резистора *R2*. Независимость времени выдержки от уровня питающего напряжения обеспечивается тем, что напряжение уставки формируется из напряжения, поступающего на вход интегратора, которое, в свою очередь, представляет собой напряжение питания *ОУ*. К преимуществам данной схемы следует также отнести использование только одного заземленного источника питания.

Используя несложную схему бесконтактного выходного коммутатора, показанную на рис. 6.9, *б* [3], можно коммутировать цепи переменного тока. Гальваническое разделение силовой цепи переменного тока от низковольтных цепей реле времени в данной

схеме осуществляется с помощью резистивного оптрона *D1*. Тип тиристоров *V2*, *V3* и диодов *V1*, *V4* определяется напряжением сети и мощностью нагрузки $R_н$. Например, для коммутации нагрузки в цепи 220В с помощью тиристоров типа КУ202Н можно применить оптроны типа ОЭП-1 или ОЭП-2.

Схемы реле времени можно также построить на основе таймеров. В простейшем случае таймер (рис. 6.10, *а*) содержит времязадающий мост *R1*, *C1*, *R2*, *R3*, компаратор *Км*, триггер *T* и ключ *V1*. Импульс запуска, поступающий на вход триггера *T*, устанавливает триггер в состояние, при котором ключ *V1* разомкнут. В этом случае конденсатор *C1* заряжается с постоянной времени $\tau = R1C$ от начального уровня U_1 до порогового уровня U_2, величина которого задается делителем *R2*, *R3* (рис. 6.10, *б*). При достиже-

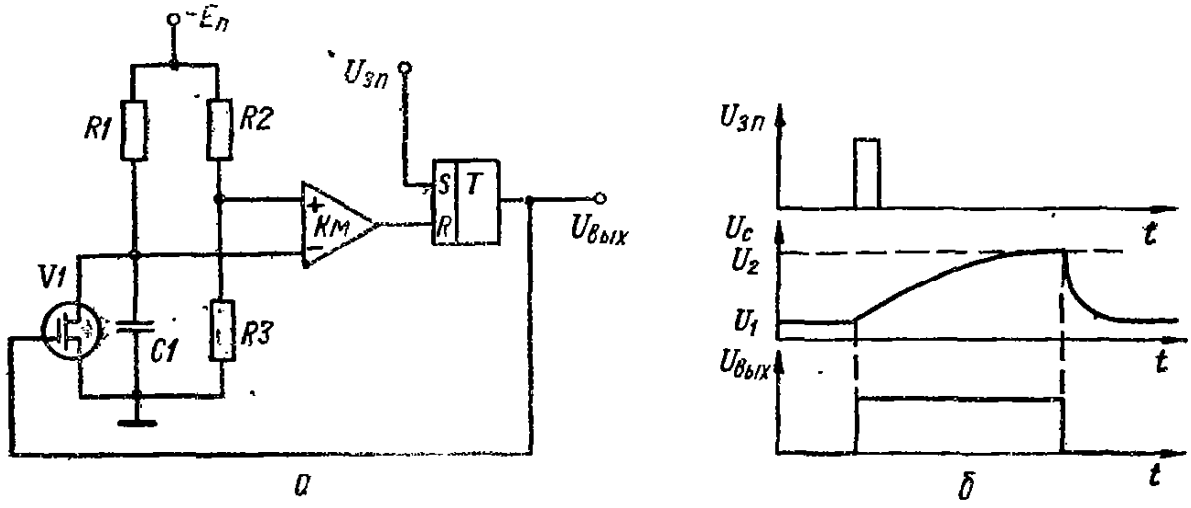


Рис. 6.10. Таймер:
а — схема; *б* — временные диаграммы

нии уровня U_2 компаратор *Км* переводит триггер *T* в исходное состояние, вследствие чего конденсатор *C1* разряжается через замкнувшийся ключ *V1*.

Длительность сформированного импульса

$$T = \tau \ln \frac{E_п - I_0 R - U_2}{E_п - I_0 R - U_1},$$

где I_0 — общий ток утечки.

Если I_0 и U_1 малы, то учитывая, что $U_2 = \beta E_п$, где $\beta = R_2/(R_1 + R_2)$, получим

$$T = \tau \ln (1 - \beta)^{-1}.$$

Отсюда следует, что длительность выходного импульса не зависит от напряжения $E_п$. Для получения максимальной стабильности при изменении порога U_2 необходимо чтобы крутизна экспоненциально изменяющегося напряжения $U_C(t) = E_п(1 - e^{-t/\tau})$ в момент времени $t = T$

$$S = (dU_C/dt)_{t=T} = \frac{E}{\tau} e^{-t/\tau}$$

была наибольшей.

Очевидно, что при заданном *T* крутизна *S* зависит от τ, при этом оптимальное значение

$$\beta_{опт} = U_2/E_п = (1 - 1/e) \approx 0{,}63.$$

7. ОГРАНИЧИТЕЛИ

Ограничители выходного напряжения по амплитуде. Наиболее просто ограничение выходного напряжения по амплитуде реализовать с помощью ОУ, работающего в насыщении. Уровень ограничения при этом определяется напряжениями питания ОУ. Температурную стабилизацию уровней ограничения в данном случае можно осуществить путем включения ряда диодов в цепи питания ОУ (рис. 6.11, *а*). Для заданного сопротивления нагрузки число компенсирующих диодов подбирается экспериментально.

Достаточно простая схема ограничителя получается, если на выходе ОУ включить параметрический стабилизатор на стабилитроне *V1* (рис. 6.11, *б*). Балластное сопротивление для стабилитрона в этом случае можно рассчитать по формуле

$$R_б = \frac{U_{вых} - U_{нас}}{I_{V1} + I_н^{max}},$$

где $U_{нас}$ — напряжение насыщения ОУ при токе $(I_{V1} + I_н^{max})$; I_{V1}, $I_н^{max}$ — номинальный ток стабилитрона и максимальный ток в нагрузке соответственно.

Данную схему ограничителя целесообразно использовать при построении релаксационных устройств, где ОУ работает в режиме насыщения и релаксационного усиления. Для улучшения качества ограничения (в идеальном случае коэффициент передачи в зоне ограничения равен нулю) следует выбирать стабилитроны с малыми токами стабилизации и малым динамическим сопротивлением.

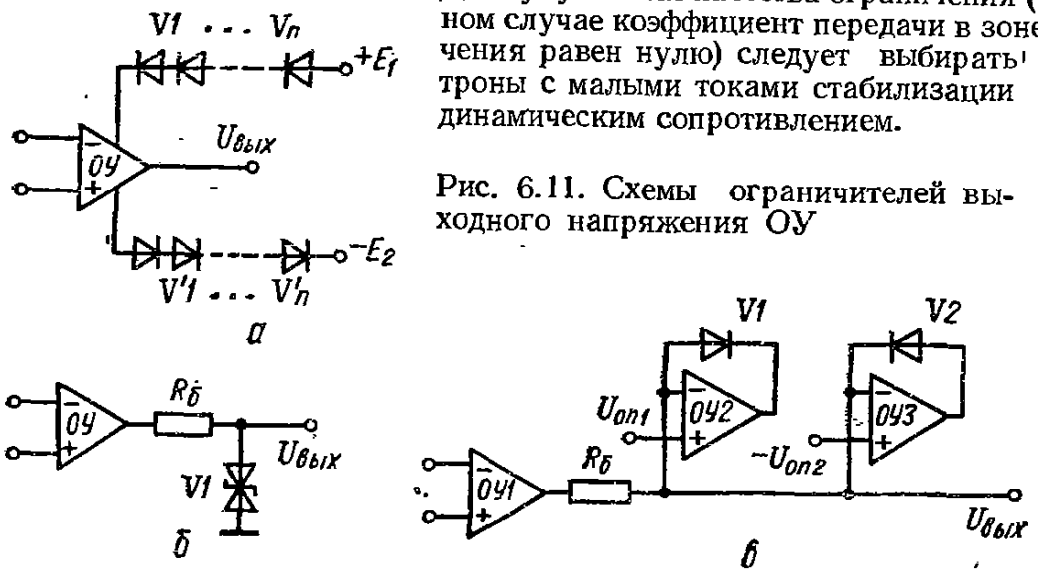


Рис. 6.11. Схемы ограничителей выходного напряжения ОУ

Для прецизионного ограничения выходного напряжения с перестраиваемыми порогами ограничения целесообразно использовать схему, показанную на рис. 6.11, *в*. В данной схеме для ограничения выходного напряжения ОУ сверху и снизу используются «идеальные диоды», построенные на *ОУ2* и *ОУ3*. Если $U_{вых} > U_{оп1}$, то диод *V1* открывается, вследствие чего выход закорачивается на общую шину через весьма низкое выходное сопротивление *ОУ2*, охваченного ООС. Аналогично происходит ограничение для отрицательной полярности выходного напряжения. Изменяя уровни $U_{оп1}$, $U_{оп2}$, можно устанавливать требуемые уровни ограничения.

Большую группу устройств составляют усилители-ограничители, в которых ограничение по амплитуде осуществляется с помощью стабилитронов или однополупериодных выпрямителей со смещенным порогом детектирования. Порог ограничения по амплитуде для схемы рис. 6.12, *а* можно записать в виде

$$U_{ог} = E_1 \frac{R_б R_н}{R_б R_н + R_2 R_б + R_2 R_н}.$$

Действительно, если $U_{вх} \geqslant -U_{ог} R_1/R_2$, то диод *V1* открывается и выходное напряжение линейно зависит от входного, т. е. $K = -R_2/R_1$. Если же $U_{вх} \leqslant -U_{ог} R_1/R_2$, то диод *V1* закрыт, ООС для ОУ замкнута по цепи *V2*, *R3*, вследствие чего напряжение на выходе будет определяться источником E_1. Порог ограничения, приведенный ко входу, $U_{вх.ог} = U_{ог} R_1/R_2$. Амплитудная характеристика показана на рис. 6.12, *б*. Изменив полярность источника E_1 и полярность включения диодов *V1*, *V2*, можно построить усилитель-ограничитель для отрицательной полярности выходного напряжения.

На рис. 6.12, *в* показана схема двухстороннего усилителя-ограничителя. Здесь ограничение по амплитуде осуществляется с помощью двухстороннего стабилитрона *V2*, включенного в цепь ООС ОУ. В зоне ограничения коэффициент передачи

$$K_{ог} = (R_2 \parallel R_д)/R_1,$$

где $R_д$ — динамическое сопротивление стабилитрона *V1*.

Поскольку $R_д$ зависит от протекающего через *V1* тока, то и $K_{ог}$ есть величина непостоянная. С увеличением тока через *V1* качество ограничения улучшается. Напряже-

ние ограничения в данном случае равно напряжению стабилизации *V1*. Амплитудная характеристика показана на рис. 6.12, *г*. К недостаткам схемы следует отнести невозможность получения достаточно хороших динамических характеристик в связи с большой емкостью стабилитрона, включенной параллельно *R2*.

На рис. 6.12, *в* показана схема двухстороннего усилителя-ограничителя с диодным мостом в цепи ООС. Ограничение по амплитуде здесь происходит аналогично ограниче-

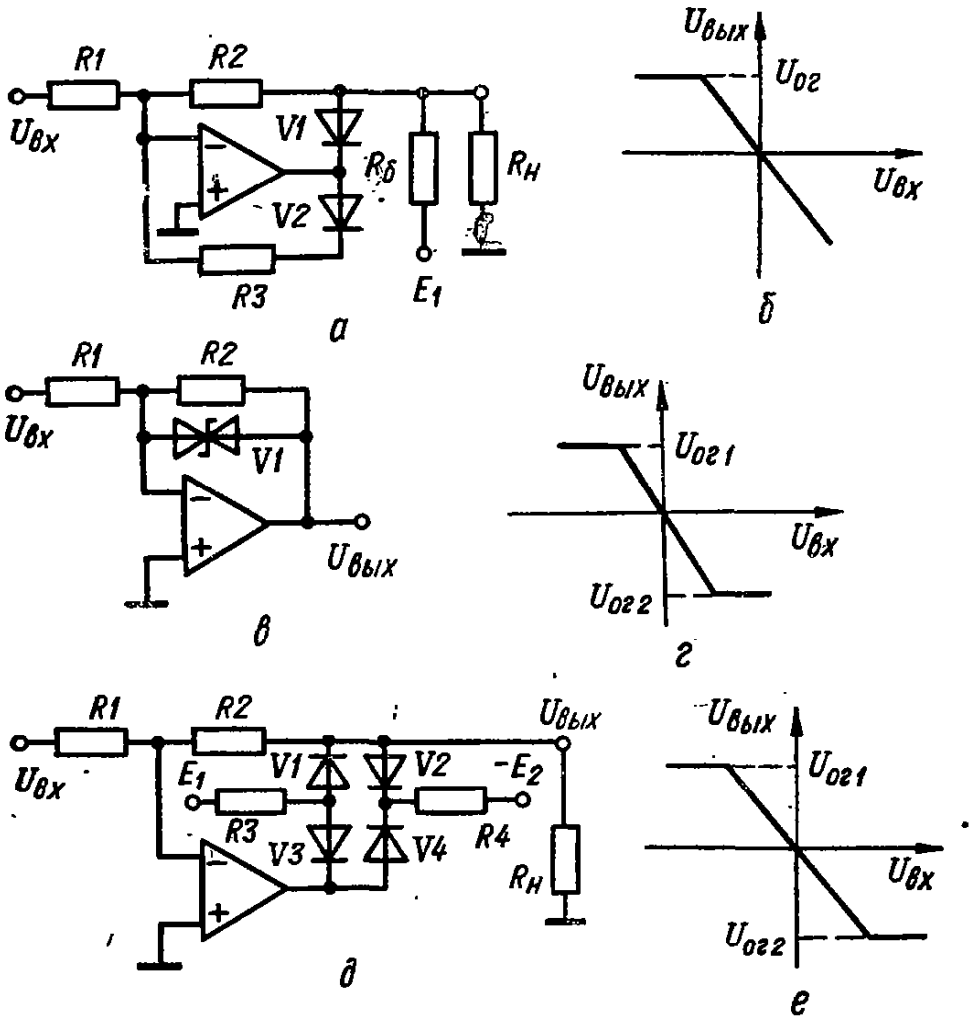


Рис. 6.12. Усилители-ограничители:
а в, д — схемы; *б, г, е* — временные диаграммы

нию амплитуды в схеме рис. 6.12, *а* для обеих полярностей выходного напряжения.

Действительно, если U_A будет больше

$$U_{ог1} = (E_1 - \varphi_к)\, R_2R_н/(R_2R_н + R_2R_3 + R_3R_н),$$

то диоды *V3* и *V2* будут заперты, а диоды *V1*, *V4* открыты, что эквивалентно схеме рис. 6.12, *а*, с той лишь разницей, что последовательно с резистором *R3* включен диод *V1*.

Для отрицательной полярности порог ограничения может быть записан в виде

$$U_{ог2} = (E_2 - \varphi_к)\, R_2R_н/(R_2R_н + R_2R_4 + R_4R_н).$$

Пороги ограничения, приведенные ко входу,

$$U_{вх.ог1} = U_{ог1}R_1/R_2, \quad U_{вх.ог2} = -U_{ог2}R_1/R_2.$$

Амплитудная характеристика показана на рис. 6.12, *е*. К недостаткам данной схемы следует отнести зависимость напряжения ограничения от сопротивления нагрузки и контактиой разности потенцналов $\varphi_к$ диодов *V1*, *V2*.

На рис. 6.13 показана схема дифференциального усилителя, в котором для предотвращения насыщения ОУ во входных цепях включены диоды *V1*, *V2*. Сопротивления резисторов рассчитываются исходя из того, что падение напряжения на диоде *V1* или *V2*, возникающее при перегрузке, не должно приводить к насыщению ОУ.

Для ограничения низковольтных сигналов можно использовать схему, показанную на рис. 6.14 [6]. Здесь ограничение двухполярного сигнала осуществляется с помощью двухстороннего стабилитрона *V1*, причем резистор $R_б$ и стабилитрон *V1* образуют параметрический стабилизатор, напряжения на котором представляет собой сумму входного напряжения и напряжение точки *A*. В свою очередь напряжение в точке *A* зависит от выходного напряжения следующим образом: $U_A = -U_{вых}R_2^*/R_1$, где R_2^* — сопротивление цепи обратной связи ОУ.

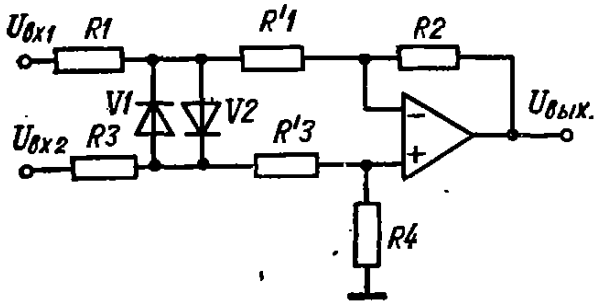


Рис. 6.13. Схема ограничителя выходного напряжения дифференциального усилителя

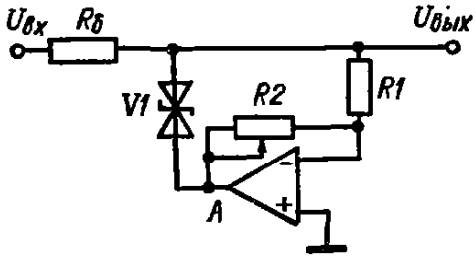


Рис. 6.14. Схема ограничителя низковольтных сигналов с регулируемым уровнем ограннчения

Ток через стабилитрон при $R_б \ll R_1$

$$I_{V1} = \frac{|U_{вх}| + |U_A| - |U_{V1}|}{R_б}.$$

Отсюда порог ограничения можно записать в следующем виде:

$$|U_{ог}| \geqslant |U_{V1}| - |U_{вых}R_2^*/R_1|.$$

Очевидно, что изменяя коэффициент усиления усилителя $K = R_2^*/R_1$, можно устанавливать порог ограничения в широком диапазоне амплитуд. Выходное сопротивление рассматриваемого ограничителя в режиме работы без ограничения выходного сигнала равно $R_б$ (точнее $R_б \parallel R_1$), а в области ограничения в основном определяется динамическим сопротивлением стабилитрона *V1*.

Формирователи зон нечувствительности. Для формирования зон нечувствительности используют различные методы регулирования коэффициента передачи устройства и смещения выходных амплитудных характеристик устройств.

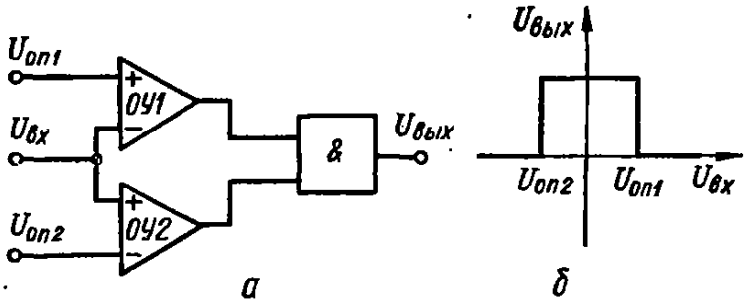


Рис. 6.15. Устройство контроля входного напряжения по типу «меньше — норма — больше»:
а — схема; *б* — временная диаграмма

Так, например, для выбора того или иного диапазона работы устройства (по амплитуде входного сигнала) часто используют формирователи зон нечувствительности типа «окно». Такие формирователи зон нечувствительности можно включать параллельно управляемому устройству. Схема формирователя зоны нечувствительности типа «окно», предназначенная для оценки выходного сигнала по типу «меньше — норма — больше», показана на рис. 6.15, *а*. Выходной сигнал данного устройства формируется схемой совпадения, на вход которой поступают сигналы от компараторов на *ОУ1* и *ОУ2*. Изменяя уровни опорных сигналов $U_{оп1}$, $U_{оп2}$, можно сформировать требуемую ширину «окна» на выходной характеристике устройства (рис. 6.15, *б*).

Для усилителей зону нечувствительности можно сформировать с помощью однополупериодных выпрямителей, выходная характеристика которых смещена относительно нулевого уровня (рис. 6.16). Пороги детектирования в выпрямителях устанавливаются с помощью напряжений смещеиия $U_{оп1}$, $U_{оп2}$. Поскольку нагрузка на *ОУ1*, *ОУ2* есть постоянная величина (резисторы *R8*, *R9*), а на выходе формирователя включен сумматор на *ОУ3*, то пороги ограничения в данной схеме не зависят от нагрузки:

$$U_{ог1} = U_{оп2}R_5/R_7; \quad U_{ог2} = U_{оп1}R_4/R_1.$$

Коэффициенты передачи в линейной зоне определяются из выражений

$$K_1 = R_3R_{10}/R_2R_4; \quad K_2 = R_{10}R_{11}/R_7R_9.$$

Коэффициент передачи в зоне ограничения практически равен нулю.

Поскольку в рассмотренной схеме зона нечувствительности задается порогами детектирования выпрямителей и неизменна для данных напряжений смещения, то для переменных сигналов с изменяющейся амплитудой зона нечувствительности, выраженная в градусах угла отсечки, будет переменной. Для больших амплитуд угол отсечки будет мал, для малых амплитуд, соизмеримых с напряжением смещения, велик. Для стабилизации

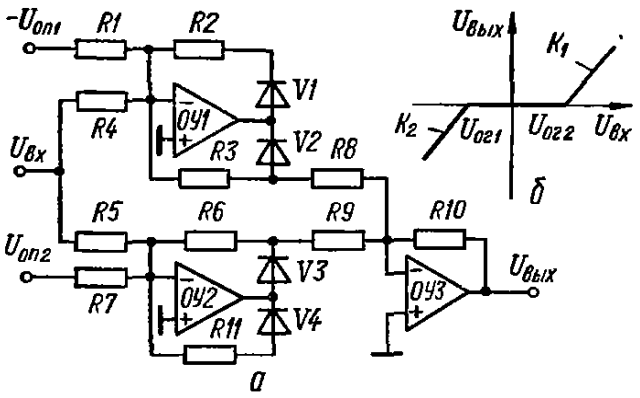


Рис. 6.16. Формирователь зоны нечувствительности:
а — схема; *б* — временная диаграмма

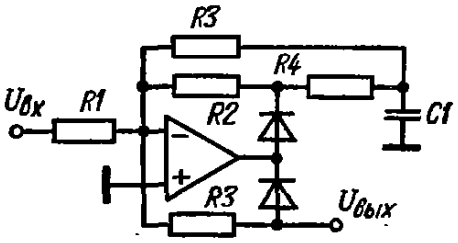


Рис. 6.17. Схема ограничителя угла отсечки выпрямленного напряжения .

зоны нечувствительности по углу отсечки целесообразно использовать схему однополупериодного выпрямителя (рис . 6.17) [5] с плавающими порогами детектирования. В этой схеме напряжение смещения выходной характеристики выпрямителя изменяется пропорционально амплитуде входного сигнала. Формирование напряжения смещения после детектирования осуществляется с помощью *R4C1*-фильтра.

Глава 7

ИСТОЧНИКИ НАПРЯЖЕНИЯ И ТОКА

1. ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ УСТРОЙСТВ НА ОУ

Характерной особенностью источников питания, предназначенных для питания устройств на ОУ, является наличие двух разнополярных и, как правнло, равных по абсолютному значению напряжений. В большинстве случаев мощность таких источников невелика.

Источники питания от сети переменного напряжения. Типовые схемы источников питания с однополупериодным и с двухполупериодным выпрямителем показаны на рис. 7.1. При использовании этих схем каскады устройств на ОУ, от которых зависит точность работы устройства, запитываются от параметрических стабилизаторов, а выходные более мощные каскады питаются нестабилизированными напряжениями.

Параметрический стабилизатор нецелесообразно нагружать более чем на три ОУ (если в цепях питания ОУ отсутствуют фильтры), поскольку возможно самовозбуждение ОУ по цепям питания. Для построения более мощных источников питания со стабилизированным напряжением можно использовать интегральные стабилизаторы серии 142 (табл. 7.1). Схема такого источника питания показана на рис. 7.1, *в* [5]. Уровень выходного стабилизированного напряжения в данной схеме определяется делителем *R1*, *R2*, *R'1*, *R'2*. Транзисторы *V3*, *V4* включены для умощнения стабилизаторов. Для получения отрицательного напряжения микросхема М1 типа 142ЕН1 включается с инвертором напряжения на *V5* и стабилитроном *V1* типа Д814А.

Источники питания от сети постоянного напряжения строят на основе преобразователей постоянного напряжения в переменное с последующим выпрямлением перемеиного напряжения. В качестве преобразователей напряжения используют различного рода генераторы, управляющие мощными ключами в цепи первичной обмотки трансформатора, или автогенераторы, работающие совместно с силовыми трансформаторами. Габарит-

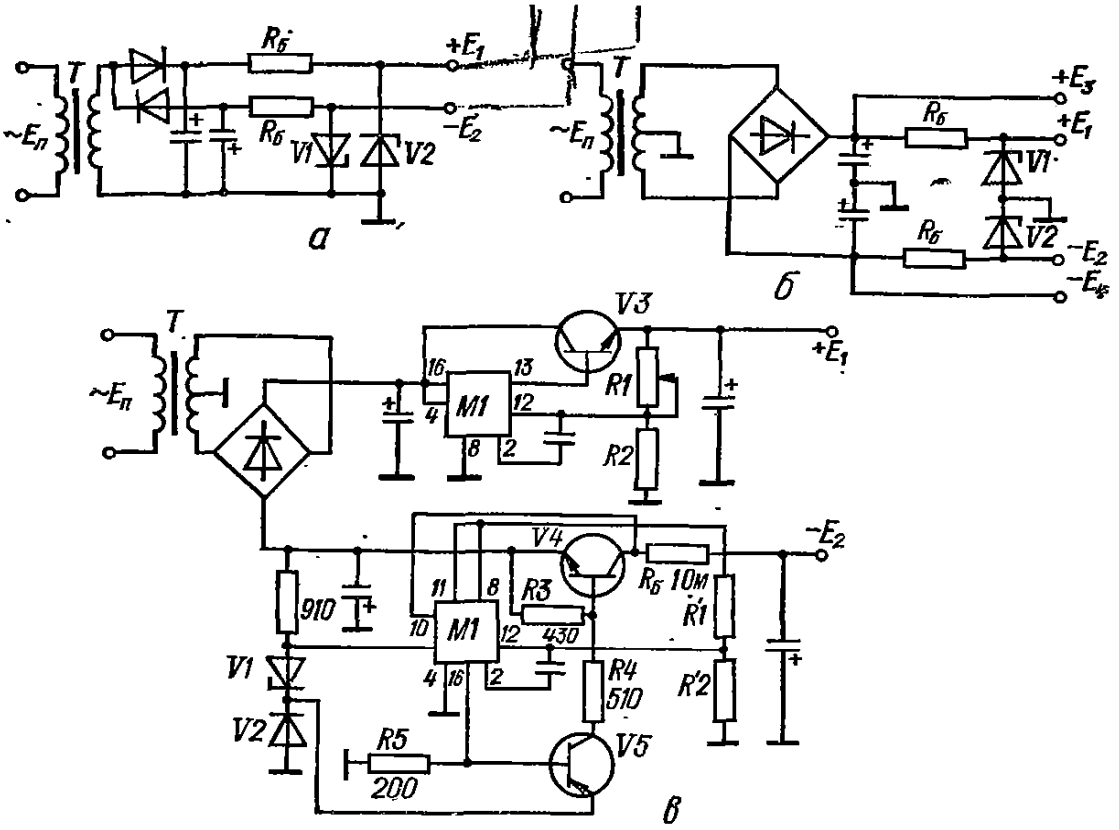


Рис. 7.1. Схемы источников питания устройств на ОУ от сети переменного тока

ные размеры и КПД таких источников питания во многом зависят от частоты генератора, характеристик силовых транзисторов и типа силового трансформатора.

Применение полевых транзисторов в схемах преобразователей постоянного напряжения (рис. 7.2), в которых используются генераторы с самовозбуждением на мощных полевых транзисторах, позволяет избавиться от усилительных каскадов для раскачки силовых транзисторов. Кроме того, частоту генерирования колебаний можно выбрать на порядок и более выше, чем при использовании мощных биполярных транзисторов [3].

7.1. Основные параметры михросхем серни 142

Тип стабилизатора	Параметр							
	$I_н$, А	$U_{вх}$, В	$U_{вых}$, В	K_U, %/В	K_I, %/В	$\alpha_0 U_{вых}$, %/ °С	$U_{кэ\ min}$, В	$P_{рас\ max}$, Вт
К142ЕН1,2А	0,15	40	3—12					
			12—30	0,3/0,03 *	0,5	0,01	4/2,5 *	0,8
К142ЕН1,2Б	0,15	40	3—12					
			12—30	0,1/0,01 *	0,2	0,01	4/2,5 *	0,8
К142ЕН3	1,0	45	3—30	0,05	0,5	0,01	3	4
К142ЕН4	1,0	45	3—30	0,05	0,5	0,01	4	4
К142ЕН5А	3,0	35	5±1 %	0,05	3,0	0,02	2,5	10
К142ЕН5Б	3,0	35	5±1 %	0,05	3,0	0,02	2,5	10
К142ЕН6	0,4	40	±5...±25	0,005	0,02	0,01	2,5	4

* Значения параметра при раздельном питанни регулирующего элемента и схемы управления:
$I_н$, $U_{вх}$ — предельные значення выходного тока и входного напряжения;
K_I, K_U — коэффнцненты нестабнльностн по току н напряженню;
$\alpha_0 U_{вых}$ — температурный коэффнциент; $U_{кэ\ min}$ — мнннмальное напряженне на регулирующем элементе; $P_{рас\ max}$ — мощность рассеяния.

В схеме преобразователя рис. 7.2, *а* для возбуждения колебаний использован отдельный маломощный трансформатор *Т1*, что позволяет устранить насыщение сердечника трансформатора *Т2*. В схеме преобразователя рис. 7.2, *б* применен генератор мостового типа, в котором также насыщение сердечника силового трансформатора *Т1* отсутствует. В данной схеме транзисторы *V1—V4* работают в ключевом режиме. Для предотвращения пробоя транзисторов, вызванного напряжением самоиндукции при всех запертых транзисторах, параллельно переходу сток — исток транзисторов *V1—V4* включены шунти-

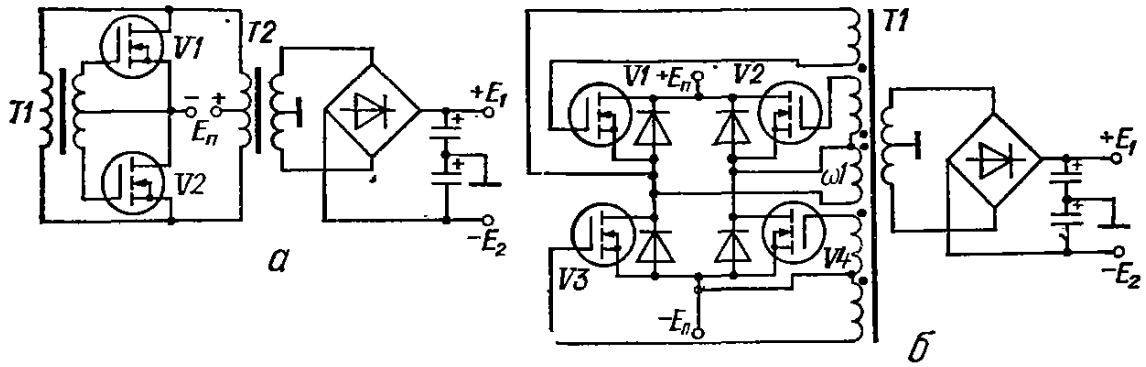


Рис. 7.2. Схемы источников питания устройств на ОУ от сети постоянного тока

рующие диоды. При открытых транзисторах *V1*, *V4* и запертых *V2*, *V3* ток через обмотку ω_1 протекает по цепи $+E_п$, *V1*, ω_1, *V4*, $— E_п$. В другой фазе при открытых *V2*, *V3* и закрытых *V1*, *V4* ток протекает по цепи $+E_п V2$, ω_1, *V4*, $—E_п$, изменив направление тока в обмотке ω_1.

Если напряжение первичной незаземленной сети (батареи, аккумулятора) равно или больше удвоенного напряжения питания ОУ, то сформировать два разнополярных напряжения можно с помощью резистивного делителя напряжения и усилителей мощности.

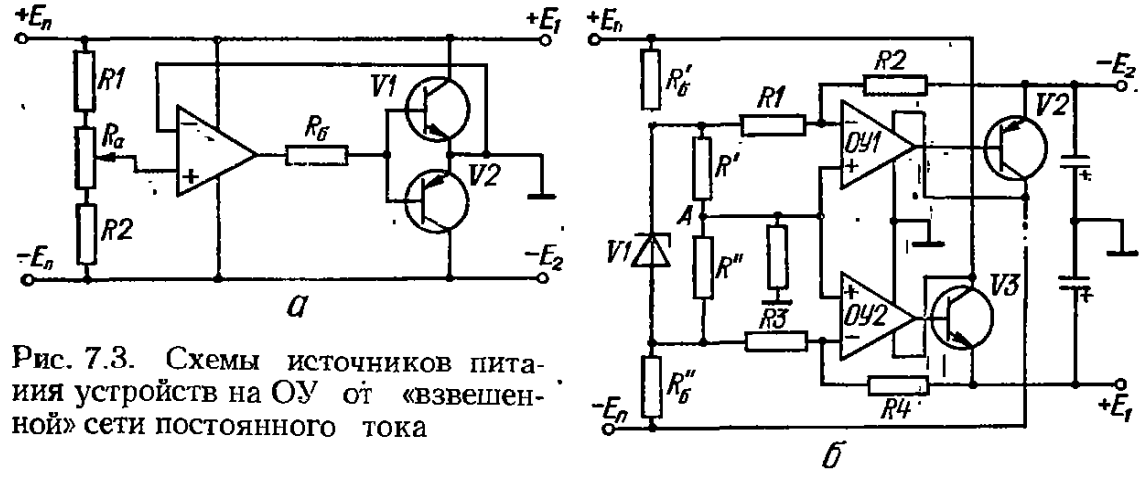


Рис. 7.3. Схемы источников питания устройств на ОУ от «взвешенной» сети постоянного тока

Схема источника с разнополяным выходным напряжением и однополярной входной сетью питания (рис. 7.3 *а*) используется в случае, если $E_п = |E_1| + |E_2|$, где E_1, E_2 — напряжения питания ОУ; $E_п$ — напряжение первичной сети. Средняя точка в данной схеме (движок потенциометра $R_а$) образуется делителем напряжения *R1*, $R_а$, *R2*. Для повышения выходной мощности среднюю точку подключают ко входу повторителя напряжения, построенного на ОУ и транзисторах *V1*, *V2*. Поскольку первичная сеть питания не заземлена, то выход повторителя напряжения можно принять за общую шину, относительно которой напряжения E_1, E_2 будут иметь различную полярность. Резистор $R_б$, включенный на выходе ОУ, ограничивает выходной ток источника при перегрузках. Подстройка напряжений E_1, E_2 осуществляется с помощью потенциометра $R_а$, при этом $E_п = |E_1| + |E_2|$.

Если напряжение первичной сети $E_п$ больше удвоенного напряжения питания ОУ, но меньше чем $4E_1 = 4E_2$, то вместо повторителя напряжения можно включить два инвертирующих усилителя так, как показано на рис. 7.3, *б* [7]. В данной схеме пассивный делитель напряжения образован резисторами $R'_б$, R', R'', $R''_б$, причем напряжение на резисторах R', R'' стабилизировано с помощью стабилитрона *V1*. Образованная средняя

точка A (точка соединения резисторов R', R'') является общей для усилителей, построенных на *ОУ1*, *ОУ2* соответственно. Для повышения мощности на выходах *ОУ1*, *ОУ2* включены повторители напряжения на транзисторах *V2*, *V3*. На вход усилителей подается стабилизированное напряжение, снимаемое с резисторов R', R'' соответственно. Выходные напряжения источника при $R_1 \gg R'$, $R_3 \gg R''$, $R' = R''$ определяются коэффициентами передачи усилителей:

$$E_1 = U_{V1}R_4/2R_3; \quad E_2 = -U_{V1}R_2/2R_1,$$

где U_{V1} — напряжение стабилитрона *V1*.

Подстройка выходных напряжений осуществляется путем изменения коэффициентов передачи усилителей. Балластные сопротивления $R'_б$, $R''_б$ выбираются, исходя из условия обеспечения номинального тока стабилизации *V1*. Стабильность выходных напряжений определяется стабильностью напряжения U_{V1} и коэффициентов передачи усилителей. Мощность данного источника определяется мощностью усилителей. Для повышения мощности вместо эмиттерных повторителей (*V2*, *V3*) необходимо включить более мощные каскады повторителей напряжения.

Используя описанные принципы построения разнополярных источников и схемы высоковольтных усилителей на ОУ, данных в гл. 1, можно построить аналогичным образом источники разнополярных напряжений при $E_п$, во много раз превышающих $|E_1| = |E_2|$.

Маломощные источники питания ОУ при $E_п < E_1$ можно построить на основе емкостного умножителя напряжения. На рис. 7.4, *а* показана схема источника, состоящего из генератора прямоугольных колебаний Гн, ключей *V5*, *V6* и емкостного умножителя напряжения *V1*—*V4*, *C1*—*C4*. При работе генератора ключи *V5*, *V6* подключают один из полюсов конденсаторов *C1*, *C3* либо к общей шине (*V5* закрыт, *V6* открыт), либо к источнику питания (*V5* открыт, *V6* закрыт). При открытом ключе *V6* установившееся напряжение на конденсаторе *C1* примерно равно $E_п$, а напряжение на конденсаторе *C3* будет равно напряжению на конденсаторе *C2*. В другой фазе, при открытом ключе *V5*, конденсаторы *C1* и *C3* включаются последовательно с источником питания $E_п$, вследствие чего напряжение на конденсаторах *C2*, *C4* будет формироваться путем переноса количества электричества из конденсаторов *C1*, *C3*. В пределе, при периодическом переключении транзисторов *V5*, *V6*, напряжение на конденсаторе *C2* (на холостом ходу) будет равно $2E_п$, а напряжение на конденсаторе *C4*—$3E_п$, т. е. выходное напряжение на холостом ходу, равно утроенному напряжению питания. Под нагрузкой выходное напряжение будет несколько меньше в результате падения напряжения на диодах *V1*—*V4* примерно на 5—6 В (падение напряжения на *V1*, *V4* удваивается). Мощность и габариты такого источника зависят от частоты генератора и емкостей конденсаторов *C1*—*C4*.

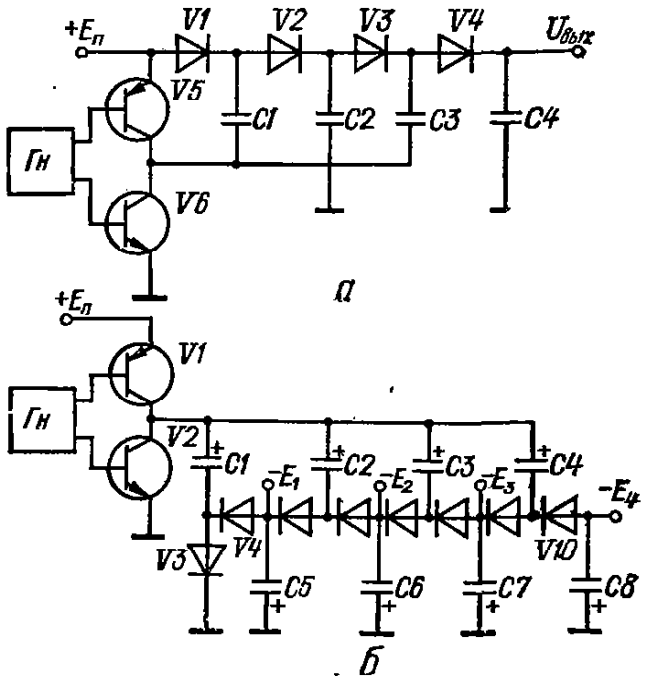


Рис. 7.4. Схемы источников питания устройств на ОУ от сети постоянного тока, построенных на основе емкостных преобразователей

Для заземленного источника $E_п$ рассмотренную схему можно использовать только в том случае, если полярность выходного напряжения совпадает с полярностью первичного источника $E_п$. В противном случае можно использовать схему источника, показанную на рис. 7.4, *б*. В данной схеме при открытом ключе *V1* конденсатор *C1* заряжается через диод *V3* до напряжения источника $E_п$ (падение напряжения на *V1* и *V3* условно не учитываем). В другой фазе, при открытом ключе *V2* конденсатор *C1* подключается через диод *V4* параллельно конденсатору *C5*, вследствие чего происходит перенос заряда конденсатора *C1* в *C5* до момента выравнивания на них напряжений.

В пределе, при периодическом переключении транзисторов *V1*, *V2*, напряжение на конденсаторе *C5* (на холостом ходу) будет равно напряжению первичного источника по абсолютной величине и противоположным по знаку. Под нагрузкой напряжение E_1 будет

меньше $E_п$ на величину падения напряжения на диодах *V3*, *V4* и ключе *V1* (примерно на 2В). Аналогично можно рассмотреть процесс формирования напряжения E_2.

Учитывая, что напряжение E_1 имеет полярность, противоположную $E_п$, то при открытом ключе V_1 конденсатор *C2* будет заряжаться до напряжения $U_{C2} = E_1 + E_п$. При открытом ключе *V2* в результате переноса заряда конденсатора *C2* в *C6* напряжение на *C6* будет равно напряжению на *C2*. В пределе, при периодическом переключении *V1*, *V2*, напряжение на конденсаторе *C6* (на холостом ходу) будет равно удвоенному напряжению источника питания $E_п$ по абсолютной величине, но противоположным по знаку, т. е. $E_2 = -2E_п$. Под нагрузкой, вследствие падения напряжения на диодах и ключах *V1*, *V2*, выходное напряжение будет меньше примерно на 5В, поскольку удваиваются не только напряжение на *C5*, но и потери.

Продолжая рассмотрение процесса формирования напряжений E_3, E_4, можно убедиться, что на холостом ходу каждое последующее напряжение E_{i+1} есть удвоенное предыдущее E_i. Одновременно растут и потери на диодах при работе источника под нагрузкой. Поэтому каждое последующее отличается от удвоенного предыдущего примерно на 5В. Это обстоятельство приводит к тому, что рост выходного напряжения с увеличением цепей удвоения происходит до определенного предела, примерно равного $3E_п$. Мощность источника определяется частотой генератора и емкостями *C1*—*C8*.

2. СТАБИЛИЗАТОРЫ НАПРЯЖЕНИЯ

Для стабилизации напряжения в диапазоне 5—30 В и токе нагрузки 0—3 А отечественная промышленность выпускает интегральные стабилизаторы. Основные параметры этих микросхем приведены в табл. 7.1. Существенно расширить возможности интегральных стабилизаторов можно путем включения на их выходе усилителей мощности [5].

Схемы стабилизаторов, построенных на ОУ, представляют собой масштабирующий усилитель, на вход которого подается опорное напряжение от параметрического стабилизатора. Разнообразие таких схем в основном определяется схемами усилителей и параметрических стабилизаторов.

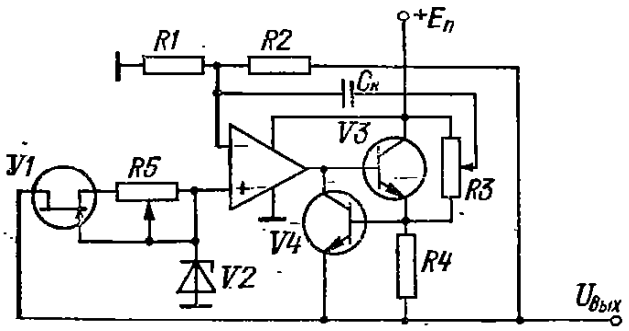


Рис. 7.5. Схема стабилизатора напряжения

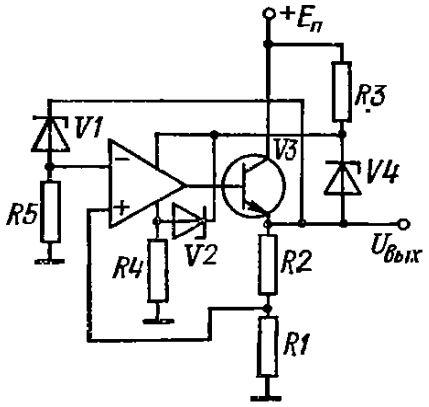


Рис. 7.6. Схема высоковольтного стабилизатора напряжения

Схема стабилизатора, в которой параметрический стабилизатор выполнен с источником тока на полевом транзисторе *V1*, показана на рис. 7.5. Масштабирующий усилитель, построенный на ОУ, имеет схему защиты от перегрузки по току на транзисторе *V4*. Для повышения нагрузочной способности ОУ на выходе усилителя включен повторитель напряжения на транзисторе *V3*. Выходное напряжение стабилизатора определяется напряжением стабилитрона *V2* и коэффициентом передачи усилителя, т.е.

$$U_{вых} = U_{V2}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$$

Выходное напряжение в данном случае всегда больше напряжения стабилитрона.

Для уменьшения пульсаций выходного напряжения используется ООС по переменному току, величина которой устанавливается с помощью потенциометра *R3*. Резистор *R4* и транзистор *V4* образуют цепь защиты выхода от короткого замыкания.

Полевой транзистор, используемый в параметрическом стабилизаторе в качестве источника тока, выбирается из условия $I_{V2} = I_C$, где I_C, I_{V2} — ток стока *V1* (при $U_{зи} =$

= 0), и ток, протекающий через *V2*. Так как ток стока полевых транзисторов имеет большой разброс, то в данной схеме подстройка I_C осуществляется с помощью резистора *R5*. Выходное напряжение данного стабилизатора не превышает удвоенное максимальное выходное напряжение ОУ. Так, если в схеме используется интегральный ОУ с выходным напряжением ±15 В, то максимальное выходное напряжение стабилизатора будет 30 В.

При построении высоковольтных стабилизаторов ($U_{вых} > 30$В) целесообразно использовать схемы высоковольтных усилителей. На рис. 7.6 показана схема высоковольтного стабилизатора, где ОУ «взвешен» относительно входа эмиттерного повторителя, построенного на транзисторе *V3*. Характерной особенностью схемы является наличие

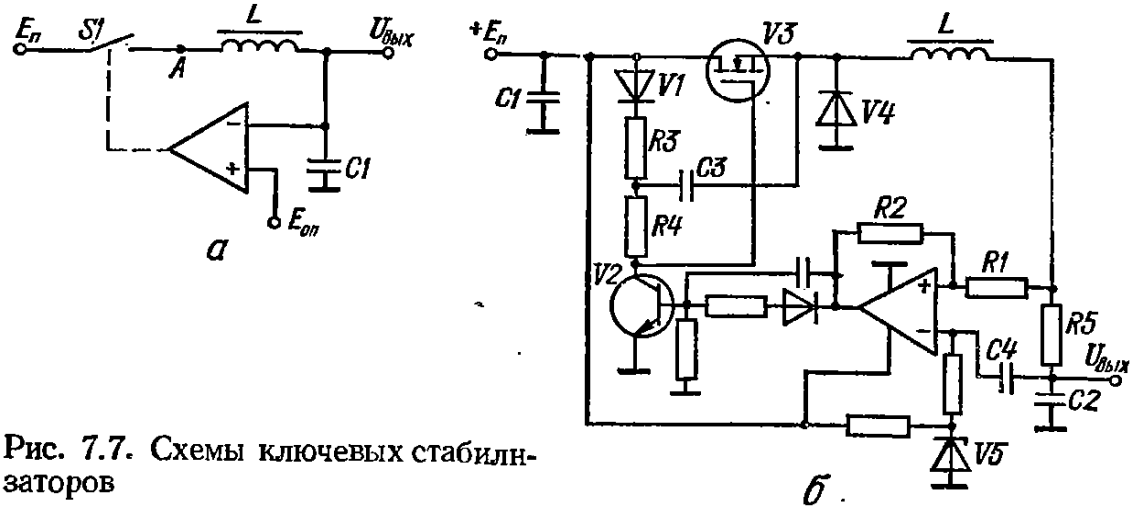


Рис. 7.7. Схемы ключевых стабилизаторов

как ООС, так и ПОС в усилителе. В момент включения питания цепь ООС выключена (стабилитрон *V1* заперт), вследствие чего выходное напряжение нарастает релаксационно до уровня, при котором происходит пробой стабилитрона *V1*. Уровень выходного стабилизированного напряжения определяется из условия равенства напряжений на резисторах *R1* и *R5*, т. е.

$$U_{вых} - U_{V1} = U_{вых} R_1/(R_1 + R_2),$$

отсюда $U_{вых} \doteq U_{V1}(1 + R_1/R_2)$.

Из показанной схемы видно, что независимо от уровня выходного напряжения разность потенциалов между инвертирующим входом и выходом ОУ равна U_{V1}, разность потенциалов между выходом ОУ и клеммой питания ОУ не превышает U_{V4}, потенциал неинвертирующего входа ОУ примерно равен потенциалу инвертирующего входа ОУ, т. е. все напряжения между электродами ОУ не превышают допустимой величины. В динамике потенциал неинвертирующего входа ОУ может существенно отличаться от потенциала инвертирующего входа ОУ в связи с низким быстродействием усилителя. Поэтому между входами ОУ целесообразно включить диод, защищающий ОУ от опасных напряжений. Защита стабилизатора от перегрузок по току и подавление пульсаций в данной схеме могут быть такими же, как и в предыдущей схеме.

Для повышения КПД и уменьшения габаритов в мощных стабилизаторах целесообразно использовать ключевой режим работы силового транзистора (ключевые стабилизаторы). Однако следует помнить, что ключевой режим работы транзисторов в стабилизаторе вызывает мощные высокочастотные помехи, подавление которых во многих случаях представляет сложную задачу. Особое внимание следует обратить на конструкцию стабилизатора и правильность экранирования входных и выходных цепей.

Большинство ключевых стабилизаторов работает в автогенераторном режиме. Структурная схема, поясняющая принцип работы стабилизатора, показана на рис. 7.7, *а*. Работа стабилизатора сводится к сравнению выходного напряжения с опорным напряжением $E_{оп}$ с помощью компаратора, при этом ключ *S1* либо замыкается, если $U_{вых} < U_{оп}$, либо размыкается, если $U_{вых} > U_{оп}$. Усреднение переменного напряжения на выходе ключа (точка *A*) осуществляется *LC*-фильтром.

Таким образом, в ключевых стабилизаторах пульсации напряжения на выходе принципиально необходимы. Амплитуда пульсаций зависит от порога переключения и быстродействия компаратора и ключа. Большинство ключевых стабилизаторов работают

на частоте 10—20 кГц. Повышение частоты ведет к уменьшению габаритов стабилизатора. Одиако при этом одновременно повышаются требования к быстродействию компаратора и к частотным свойствам силового транзистора. Для построения ключевых стабилизаторов отечественная промышленность выпускает специальные микросхемы серии 142.

Используя мощные полевые транзисторы в ключевых стабилизаторах, можно существенно повысить частоту автоколебаний (до 100—200 кГц). На рис. 7.7, *б* показана схема ключевого стабилизатора с мощными полевыми транзисторами, работающего на частоте 200 кГц [6]. Здесь в качестве компаратора используется триггер Шмитта на ОУ, управление которым осуществляется напряжением U_{R5}. Опорное напряжение, равное выходному напряжению, формируется стабилитроном *V5*. Управление силовым транзистором *V3* осуществляется с помощью ключевого каскада *V2*, *V1*, *V3*, *V4*. Конденсатор *C3* включен для улучшения режима переключения транзистора *V3* и работает как «вольтдобавка».

3. ИСТОЧНИКИ ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Источники опорного напряжения представляют собой маломощные высокоточные стабилизаторы напряжения. В основе построения большинства источников опорного напряжения (ИОН) лежит прецизионный стабилитрон. Основными источниками погрешностей ИОН являются падение напряжения на внутреннем сопротивлении стабилитрона $R_д$ и температурный дрейф напряжения стабилизации стабилитрона и ОУ. Если, например, ток, протекающий через стабилитрон, будет изменяться при изменении нагрузки

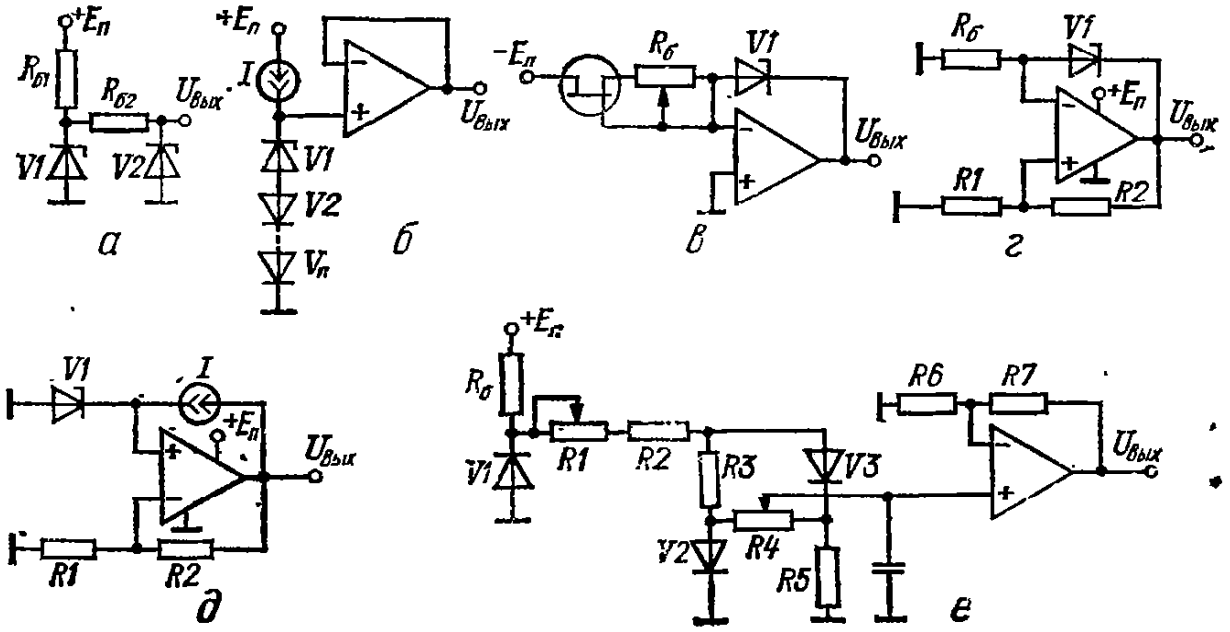


Рис. 7.8. Схемы источников опорного напряжения

или напряжения питания на ΔI, то напряжение стабилизации будет изменяться на $\Delta U_д = \Delta I R_д$. Для исключения этой погрешности необходимо стабилизировать ток стабилитрона, например, путем двухкаскадного включения параметрических стабилизаторов (рис. 7.8, *а*).

Температурная компенсация дрейфа напряжения стабилизации может осуществляться путем последовательного включения со стабилитроном в прямом направлении определенного числа диодов (или стабилитронов). На рис. 7.8, *б* показана схема ИОН, где используются источник тока *I*, повторитель напряжения на ОУ, стабилитрон *V1* и термокомпенсирующие диоды $V2—V_n$. В качестве источника тока можно использовать полевой триод с управляющим *p-n*-переходом. На рис. 7.8, *в* показана схема ИОН, где в качестве источника тока используется полевой транзистор. Тип полевого транзистора выбирается из условия $I_{V1} = I_C$, где I_{V1} — номинальный ток стабилитрона *V1*; I_C — ток стока транзистора *V1* при $U_{зн} = 0$. Подстройка тока стока осуществляется с помощью переменного сопротивления $R_б$. Выходное напряжение данного ИОН равно напряжению стабилитрона *V1*.

Достаточно высокую стабильность выходного напряжения ИОН можно получить в мостовых схемах, где напряжение разбаланса, усиленное с помощью ОУ, является питающим напряжением моста (рис. 7.8, *г*, *д*).

Для схемы рис. 7.8, *г* можно записать следующее равенство:

$$U_{вых} - U_{VI} = U_{вых}\beta_п, \text{ где } \beta_п = R_1/(R_1 + R_2),$$

отсюда $U_{вых} = U_{VI}/(1 - \beta_п)$.

Величина $R_б$ рассчитывается по формуле

$$R_б = U_{вых}\beta_п/I_{VI}.$$

Для схемы рис. 7.8, *д* можно записать аналогичное равенство

$$U_{VI} = U_{вых}\beta_0,$$

отсюда $U_{вых} = U_{VI}\,(1 + R_2/R_1)$.

Температурая компенсация дрейфа ИОН достаточно просто осуществляется с помощью различных термокомпенсирующих цепей. Однако получить хорошую термокомпенсацию в широком температурном диапазоне в данной схеме — задача достаточно сложная. Хорошую термокомпенсацню можно получить в схеме, показанной на рис. 7.8, *е* [2]. В схему входят параметрнческий стабилизатор R_0, *VI* (который выполняется с источником тока или многокаскадным), термокомпенсирующая мостовая. схема *R1*, *R2*, *R3*, *R5*, *V2*, *V3* и масштабирующий усилнтель на ОУ, коэффициент передачи которого, $K = 1 + R_7/R_6$. Цепь термокомпенсацнн настраивается с помощью *R1* таким образом, чтобы напряжение в диагонали моста (на резисторе *R4*) было равно нулю, после чего с помощью потенцнометра *R4* осуществляется термокомпенсация выходного напряжения при нагреванни или охлажденин ИОН. Существенно улучшнть температурную стабильность можно путем использования термостатов.

Важной задачей, которая должна решаться при разработке прецнзионных ИОН, является достиженне высоких динамических характеристнк усилителя, т. е. достижение миннмального времени установления выходного напряжения с высокой точностью. С этой целью ОУ в ИОН должны обладать высоким быстродействием и иметь наклон АЧХ, приближающийся к —20 дБ/дек. Как правило, для выполнения этих требований ОУ должен иметь высокочастотный параллельный канал и достаточно мощный выходной каскад.

4. УПРАВЛЯЕМЫЕ ИСТОЧНИКИ ТОКА

Источники тока для незаземлениой нагрузки. Большую группу составляют источники, работающие на незаземленную нагрузку (не соединенную с общей шиной). Схемы таких источников тока для биполярных входных сигналов (рис. 7.9) представляют собой инвертирующий и неинвертирующий усилители, в которых в цепь обратной связи включено нагрузочное сопротивление $R_н$.

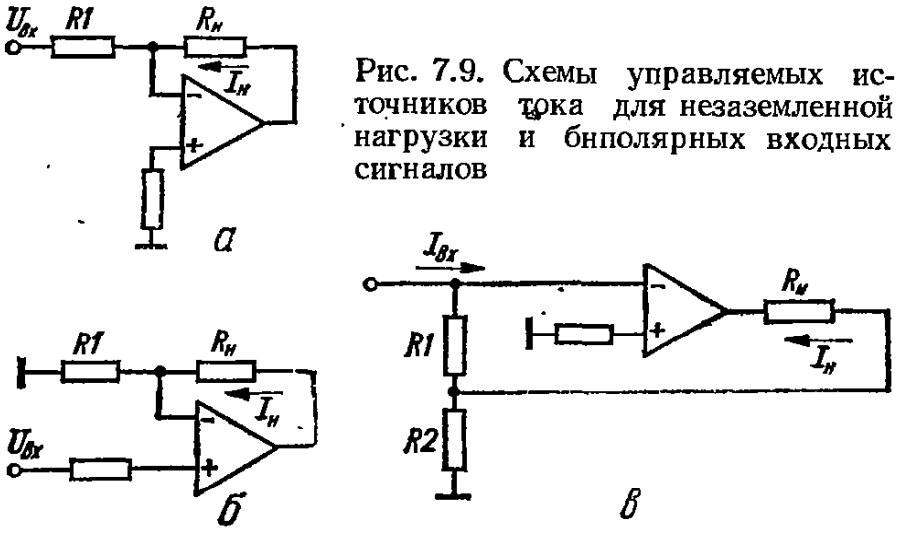


Рис. 7.9. Схемы управляемых источников тока для незаземленной нагрузки и бнполярных входных сигналов

Ток в нагрузке: для схемы рис. 7.9, *а* $I_н = -U_{вх}/R_1$, для схемы рнс. 7.9, *б* $I_н = U_{вх}/R_1$.

Схема, показанная на рис. 7.9, *в*, представляет собой источник тока, управляемый током. Для данной схемы имеем $I_н = -I_{вх}\,(1 + R_2/R_1)$. В схемах источнников тока,

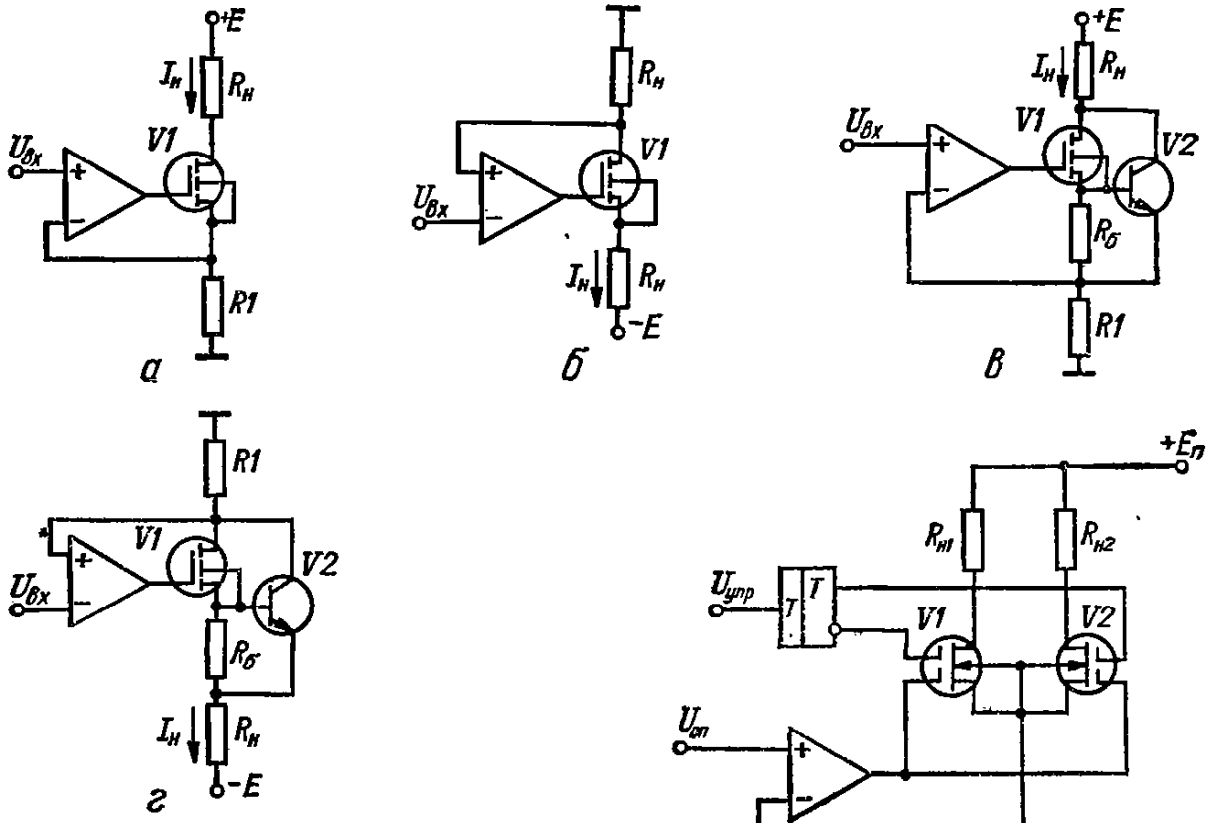


Рис. 7.10. Схемы управляемых источников тока для незаземленной нагрузки и однополярных входных сигналов

Рис. 7.11. Схема источнника тока с выходным коммутатором

где нагрузка включается в цепь ООС, может возникнуть проблема обеспечения устойчивости усилителя. Рекомендации по обеспечению устойчивости при работе с емкостной и индуктивной составляющей сопротивления нагрузки даны в гл. 1.

Для построения однополярных источников тока с нагрузкой, подключенной к силовому источнику напряжения, можно использовать схемы, показанные на рис. 7.10. Для данных схем можно записать: $I_н = U_{вх}/R_1$. В зависимости от того, какой полюс источника $E_п$ подсоединен к нагрузке, используются схемы рис. 7.10, *а*, *в* или *б*, *г*. Схемы источников тока, показанные на рис. 7.10 *в*, *г*, отличаются от схем рис. 7.10, *а*, *б* только выходным каскадом, построенным на полевом *V1* и биполярном *V2* транзисторах. Принцип действия этих источников легко уяснить, если принять во внимание, что ОУ с помощью транзисторов *V1*, *V2* сводит к нулю разность напряжений $(U_{вх} - U_{R1})$, где $U_{R1} = I_н R_1$.

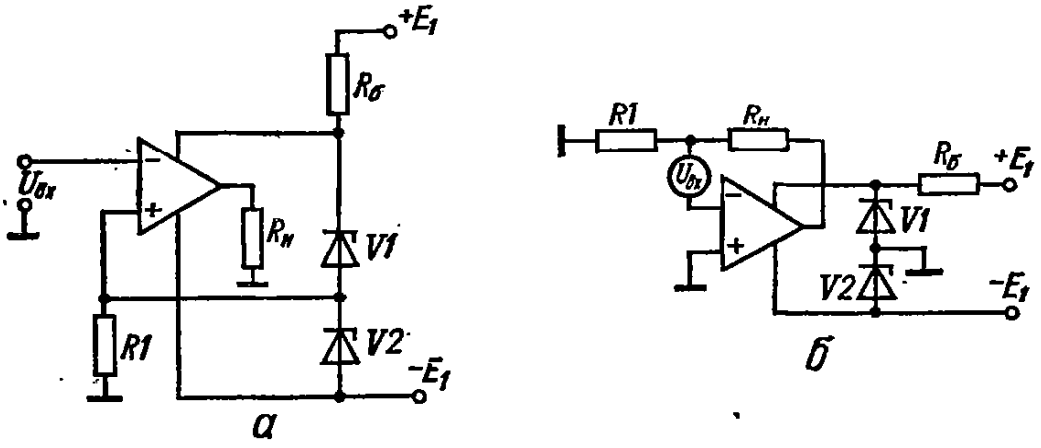


Рис. 7.12. Схемы управляемых источников тока с «взвешенным» источником питания для заземленной нагрузки

На рис. 7.11 показан источнник тока с коммутатором, построенным на тетродах. Переключение тока из нагрузкн $R_{н1}$ в нагрузку $R_{н2}$ (и обратно) осуществляется тетродами *V1*, *V2*. Очевидно, что число тетродов в данном случае равно числу нагрузок. Управление коммутатором осуществляется с помощью триггера *T*. Принцип действия данного источника тока аналогнчен принцнпу действня источников, показанных на рис. 7.10.

Источники тока для заземленной нагрузки. Наиболее простая схема источника тока для заземленной нагрузки может быть реализована при использовании «взвешенных» (не имеющих общей точки с общей шиной) источников питания ОУ. На рис. 7.12, *а* показана схема источника тока, где питание ОУ осуществляется от «взвешенного» источника E_1 и параметрического стабилизатора $R_б$, *V1*, *V2*. Для данной схемы можно записать следующее выражение:

$$I_н = U_{вх}/R_1.$$

Принцип действия источника тока легко уяснить, если условно принять за общую точку неинвертирующий вход ОУ. Эквивалентная схема такого преобразования, показанная на рис. 7.12, *б*, соответствует схеме источника тока с незаземленной нагрузкой (рис. 7.9, *б*).

Другая, сравнительно простая, схема источника тока на одном ОУ показана на рис. 7.13. В данной схеме ОУ охвачен одновременно отрицательной и положительной обратными связями. Обеспечнв линейный режим работы ОУ (т. е. отрицательная связь должна быть сильнее

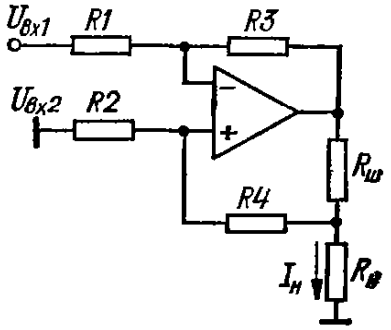


Рис. 7.13. Схема источника тока на одном ОУ для заземленной нагрузки

положительной), выполнив условие

$$\frac{R_1}{R_1+R_3} > \frac{R_2 R_н^{max}}{R_ш R_н^{max} + (R_ш + R_н^{max})(R_2 + R_4)},$$

выражение для тока в нагрузке запишем в следующем виде (для случая $U_{вх2} = 0$):

$$I_н = -U_{вх1}\frac{R_3}{R_1 R_ш}\cdot\frac{1}{1 + R_н\left[\frac{1}{R_ш} + \frac{1}{R_2 + R_н} - \frac{R_2}{R_ш(R_2+R_4)}\left(1+\frac{R_3}{R_1}\right)\right]}.$$

Выполнив условие

$$R_4 + R_ш = R_2 R_3/R_1, \qquad (7.1)$$

получим: $I_н = -U_{вх1}R_3/R_1R_ш$.

Для случая $U_{вх2} \neq 0$ ток в нагрузке можно записать в виде

$$I_н = (U_{вх2} - U_{вх1})\,R_3/R_1R_ш.$$

Сопротивление резистора *R4* может быть равно нулю, однако при этом могут возникнуть трудности при выборе номиналов резисторов *R1*—*R3*. Данная схема критична к выполнению условия (7.1), причем чем точнее выполнено условие, тем меньше погрешность, обусловленная изменением сопротивления нагрузки $R_н$. Это обстоятельство требует использования в схеме высокоточных резисторов.

Схемы источников тока (рис. 7.14), где напряжение с шунта $R_ш$ снимается с помощью дифференциального усилителя, позволяют существенно улучшить характеристики источника тока. В схеме рис. 7.14, *а* дифференциальный усилитель построен на *ОУ2*, причем коэффициент передачи этого усилителя может быть выбран мнимальным (для уменьшения погрешностей), так как далее выходной сигнал дифференциального усилителя сравнивается с входным сигналом с помощью *ОУ1*, имеющего большой коэффициент усиления, в связи с чем петлевое усиление цепи ООС будет достаточно большим.

Если $R_1 \gg R_н^{max}$, то $I_н = U_{вх}R_1/R_2R_ш$.

В данной схеме (в отлнчие от схемы рис. 7.13) влиянием внутреннего сопротивлення источника входного сигнала можно пренебречь, так как входное сопротивление

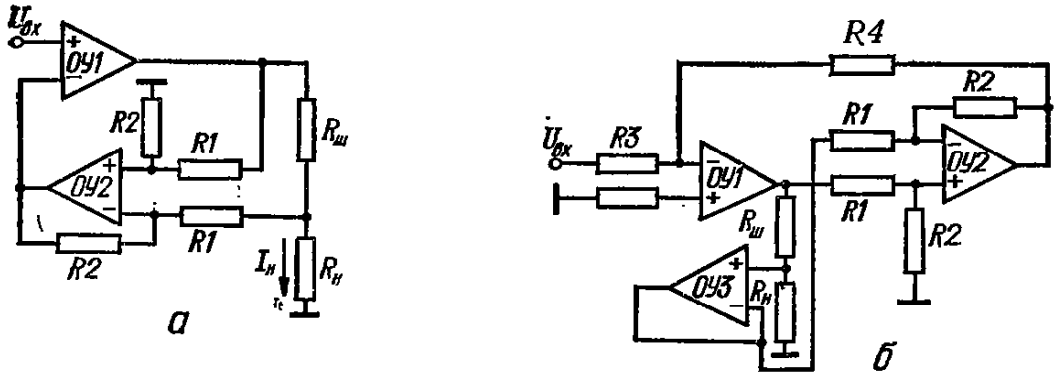


Рис. 7.14. Схемы источников тока с дифференциальным усилителем

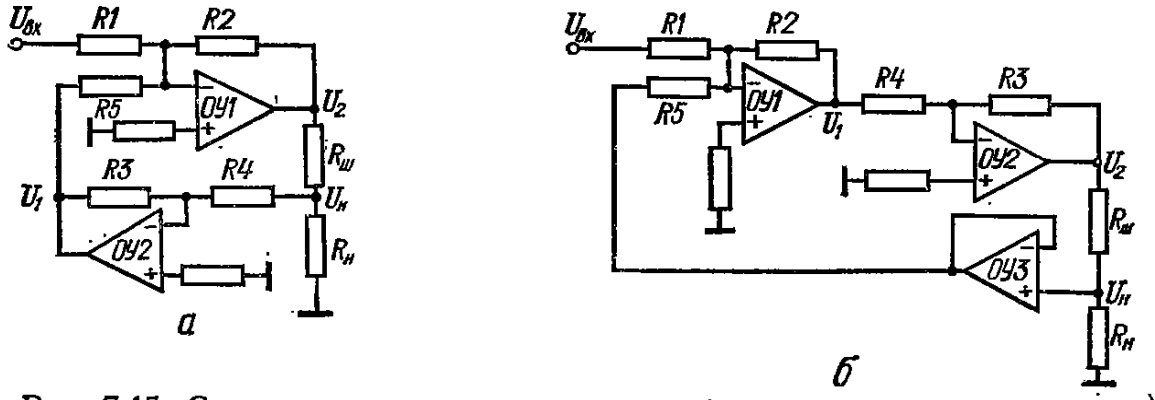


Рис. 7.15. Схемы источников тока с масштабирующими усилителями

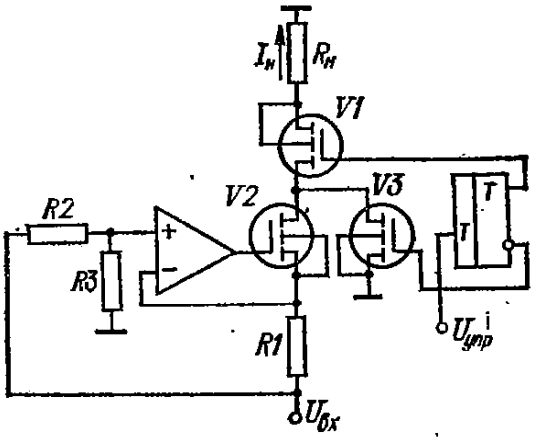


Рис. 7.16. Схема источника тока для заземленной нагрузки с коммутирующими элементами

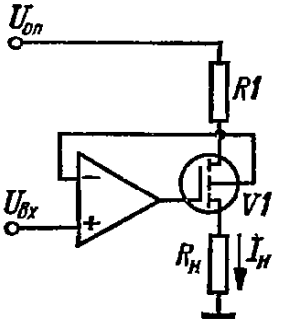


Рис. 7.17. Схема источника тока со смещенной характеристикой

источника тока весьма велико. При больших значениях $R_н$ сопротивление резистора $R1$ оказывается недопустимо большим. В этом случае целесообразно построить источник тока по схеме рис. 7.14, *б*, где требования к входному сопротивлению ($R1$) дифференциального усилителя ослаблены из-за включения повторителя напряжения (*ОУ3*).

Для данной схемы можно записать следующее выражение для тока нагрузки:

$$I_н = -U_{вх}R_1R_4/R_2R_3R_ш.$$

Прецизионные источники тока целесообразно строить с использованием точных резистивных микросхем, при этом вместо дифференциального усилителя целесообразно использовать масштабирующие усилители, имеющие резисторы одного номинала. Два варианта таких схем показаны на рис. 7.15.

Для схемы рис. 7.15, *а* можно записать

$$I_н = -U_{вх}K_1/R_ш + U_{R_н}K_2/R_ш - U_{R_н}\left(\frac{R_ш + R_4}{R_4 + R_ш}\right),$$

где $K_1 = R_2/R_1$; $K_2 = R_3/R_ш$; $K_3 = R_2/R_5$.

Выполнив условие $R_3 = R_4 + R_ш$, получим: $I_н = -U_{вх}K_1/R_ш$.

Для схемы рис. 7.15, *б*

$$I_н = U_{вх}\frac{R_2R_3}{R_1R_4R_ш} + U_{R_н}\left(\frac{R_3}{R_4R_ш} - \frac{1}{R_ш}\right).$$

Выполнив условие $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, получим: $I_н = U_{вх}/R_ш$.

Для однополярных источников тока цифроаналоговых преобразователей можно использовать схему, показанную на рис. 7.16. Управление коммутатором выходного тока, построенного на транзисторах *V1*, *V2*, осуществляется от триггера *T*. Выражение для тока в нагрузке запишется в виде

$$I_н = (U_{вх} - U_1)/R_1 = U_{вх}[1 - R_3/(R_2 + R_3)]/R_1,$$

где $U_1 = U_{вх}R_3/(R_2 + R_3)$.

На рис. 7.17 показана схема однополярного источника тока, где регулирование осуществляется относительно заданного уровня тока в нагрузке. Номинальный ток в нагрузке задается с помощью опорного источника напряжения $U_{оп}$. Работу схемы легко уяснить, приняв во внимание, что ток, протекающий через резистор *R1*, равен току, протекающему через $R_н$, при этом ток через *R1* определяется как

$$I_н = I_н = (U_{оп} - U_{вх})/R_1.$$

Данную схему можно использовать и как днфференциальный источник тока, если вместо $U_{оп}$ подключить второй входной сигнал. Однако при этом всегда должно соблюдаться неравенство $U_{оп} > U_{вх}$.

5. СТАБИЛИЗАЦИЯ ТОКА ДУГИ ИЛИ ТОКА ЭМИССИИ В ПРИБОРАХ С ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИМ КАТОДОМ

Схема стабилизатора анодного тока в приборе с термоэлектрическим катодом [4] показана на рис. 7.18. В установившемся режиме (диоды *V1*, *V2* заперты) анодный ток $I_а$, протекающий через прибор *V4*, создает на резисторе *R1* падение напряжения, равное опорному напряжению $U_{оп}$, т. е. ООС замкнута через прибор *V4*, при этом $U_{оп} = I_аR$. Следовательно, $I_а = U_{оп}/R = \text{const}$.

Ток $I_а$ можно регулировать путем изменения опорного напряжения $U_{оп}$ или сопротивления *R1*.

Если отключено анодное напряжение ($U_а = 0$) или перегорела цепь катода, то цепь ООС замкнется через открывшиеся диоды *V1*, *V2*. При этом ток, протекающий через резистор *R1*, так же, как и в нормальном режиме работы, будет равен $U_{оп}/R$, а напряжение на катоде будет равно $U_{оп} + U_{V1} + U_{V2}$, где U_{V1}, U_{V2} — прямое падение напряжения на диодах *V1*, *V2* соответственно, вследствие чего предотвращается избыточное напряжение на катоде прнбора *V4*.

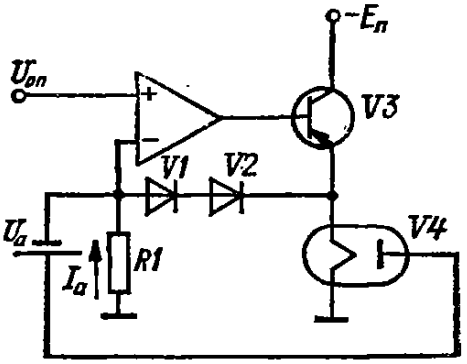


Рис. 7.18. Схема стабилизатора тока дуги в приборе с термоэлектрическим катодом

Мощность повторителя напряжения (построенного в данном случае на одном транзисторе *V3*) определяется мощностью цепи накала прибора *V4*.

6. СТАБИЛИЗАТОР МОЩНОСТИ

Схема стабилизатора мощности показана на рис. 7.19 [1]. В схему входят источник тока *I*, интегратор *Ин*, компаратор *ОУ2*, триггер *T*, ключи *S1*, *S2* и генератор прямоугольных импульсов *Гн*. В исходном состоянии ключ *S1* открыт, ключ *S2* закрыт. При включении генератора *Гн* ключи *S1*, *S2*, работающие в противофазе, периодически переключаются с помощью триггера *T*, ири этом ключ *S1* периодически подключает источник тока *I* к нагрузке $R_н$, а ключ *S2* периодически обнуляет интегратор. Напряжение $U_{R_н}$ (при замкнутом ключе *S1*) интегрируется интегратором *Ин*. Через время *t* выходное напряжение интегратора достигает уровня опорного напряжения $U_{оп}$, вследствие чего иа выходе компаратора *ОУ2* возникает сигнал, возвращающий триггер *T* в исходное положение.

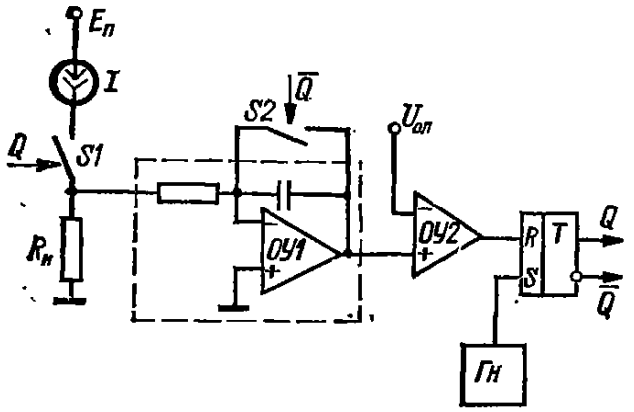


Рис. 7.19. Схема стабилизатора мощности

Длительность импульса, при котором ключ $S1$ замкнут,

$$t = U_{оп}\tau/U_{R_н},$$

где $\tau = RC$—постоянная времени интегратора; $U_{R_н}$ — напряжение на нагрузке $R_н$.

Следующий импульс генератора $Гн$ вновь переключит триггер T и ключи $S1$, $S2$, и процесс повторится.

Средняя за период мощность, выделяемая в нагрузке,

$$P = I^2R_н \frac{t}{T} = IU_{оп}\tau f_0,$$

где $f_0 = 1/T$ — частота колебаний генератора $Гн$.

Отсюда следует, что мощность P не зависит от сопротивления нагрузки $R_н$.

Глава 8

АНАЛОГОВЫЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

1. СУММАТОРЫ

Сумматор является одним из основных операционных звеньев аналоговой техники. По принципу действия сумматоры можно разделить на три типа: инвертирующие, неинвертирующие и дифференциальные.

Инвертирующие сумматоры. Передаточную функцию инвертирующего сумматора (рис. 8.1) можно записать (для идеального ОУ) в виде

$$U_{вых} = -\sum_{i=1}^{n} K_i U_{вхi},$$

где $K_i = R_{ос}/R_i$ — коэффициенты передачи по соответствующему входу.

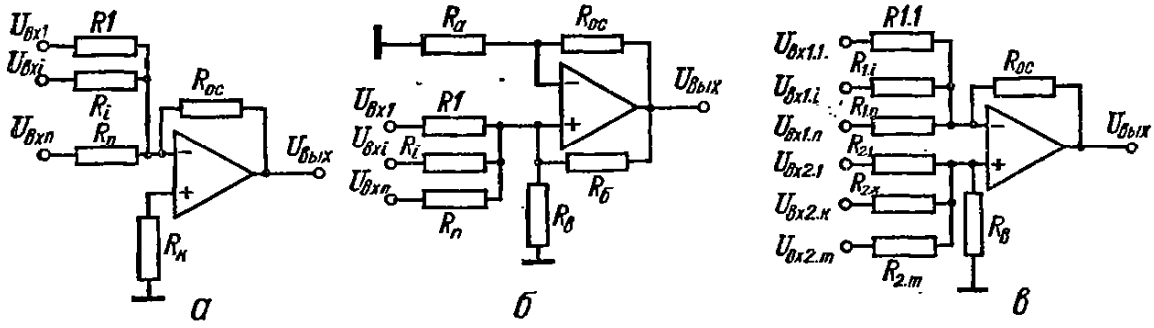


Рис. 8.1. Схемы сумматоров:

а—инвертирующего; *б* — неинвертирующего; *в* — дифференциального типа

Для сумматора с реальным ОУ коэффициенты передачи в первом приближении можно представить в виде [6]

$$U_{вых} = \frac{-\sum_{i=1}^{n} \frac{R_{ос}}{R_i} U_{вхi}}{1 + \frac{1}{K_у}\left[1 + \sum_{i=1}^{n} \frac{R_{ос}}{R_{вх}} + \frac{R_к}{R_{вх}}\left(1 + \sum_{i=1}^{n} \frac{R_{ос}}{R_i}\right)\right]} + U_{др},$$

где n — число входов; $K_у$, $R_{вх}$ — коэффициент усиления и входное дифференциальное сопротивление ОУ.

Для компенсации входных токов ОУ велнчину $R_к$ выбирают из выражения

$$R_к = R_{ос} \parallel \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i}} \right). \qquad (8.1)$$

С увеличением числа входов растет и дрейф выходного напряжения:

$$U_{др} \simeq (1 + \beta_0) U_{см} + \Delta I R_{ос} + (1 + \beta_0) U_п K_п,$$

где, при выполнении условия (8.1), $\beta_0 = R_к/(R_{ос} + R_к)$.

Достоинством схемы инвертирующего сумматора является отсутствие составляющей погрешности, обусловленной коэффициентом подавления синфазного сигнала, и отсутствие взаимного влияния входов.

Неинвертирующие сумматоры. В схеме неинвертирующего сумматора (рис. 8.1, *б*) для уменьшения взаимного влияния входов используется положительная обратная связь.

Для устранения взаимного влияния входов необходимо выполнить следующее условие:

$$R_а R_б = R_{ос} \frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i}}. \qquad (8.2)$$

Передаточную функцию для данной схемы можно представить в виде (для идеального ОУ)

$$U_{вых} = \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_а}\right) \sum_{i=1}^{n} \frac{R_в}{R_i} U_{вхi}.$$

С учетом погрешностей, вносимых ОУ, функцию передачи можно в первом приближении записать в виде [6]

$$U_{вых} = \frac{\sum_{i=1}^{n} \frac{R_в}{R_i} U_{вхi} \left[\left(1 + \frac{R_{ос}}{R_а}\right) + \frac{2}{K_{сф}} \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_а} + \frac{R_{ос}}{R_{вх}}\right) \right.}{1 + \frac{1}{K_у} \left[\left(1 + \frac{R_в}{R_б} + \sum_{i=1}^{n} \frac{R_в}{R_i} \right) \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_а} + \frac{R_{ос}}{R_{вх}}\right) + \right.} + U_{др}.$$

$$\left. + \frac{R_в}{R_{вх}} \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_а}\right) \right] - \frac{2R_в}{K_{сф} R_б} \left(1 + \frac{R_{ос}}{R_а} + \frac{R_{ос}}{R_{вхОУ}} + \frac{R_б}{R_{вх}}\right)$$

Прн отсутствин цепи ПОС ($R_б = R_в = \infty$) выражение для функции передачи сумматора с идеальным ОУ можно записать в виде

$$U_{вых} = \sum_{i=1}^{n} \frac{R_{ос}}{R_i} U_{вхi}.$$

Погрешность сумматора, выполненного по схеме рис. 8.1, *б*, выше, чем инвертирующего сумматора, так как в данном случае возникает погрешность, вызванная коэффициентом $K_{сф}$. Поэтому часто неинвертирующий сумматор выполняют по схеме инвертирующего сумматора с включением на выходе инвертирующего масштабирующего усилителя.

Сумматоры дифференциального типа. Для сумматора дифференциального типа (рис. 8.1, *в*) передаточную функцию можно записать в виде (для идеального ОУ)

$$U_{\text{вых}} = \sum_{k=1}^{m} \frac{R_{\text{в}}}{R_{2k}} U_{\text{вх}2k} - \sum_{i=1}^{n} \frac{R_{\text{ос}}}{R_{1i}} U_{\text{вх}1i}. \qquad (8.3)$$

Выражение (8.3) справедливо при выполнении следующего условия:

$$R_{\text{ос}} \parallel \left(\frac{1}{\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_{1i}}} \right) = R_{\text{в}} \parallel \left(\frac{1}{\sum_{k=1}^{m} \frac{1}{R_{2k}}} \right).$$

Передаточную функцию дифференциального сумматора с реальными ОУ в первом приближении можно представить в виде [6]

$$U_{\text{вых}} = \frac{-\sum_{i=1}^{n} \frac{R_{\text{ос}}}{R_i} U_{\text{вх}i} A + \sum_{k=1}^{m} \frac{R_{\text{в}}}{R_{2k}} \left[\frac{\text{B}}{\text{C}} + \frac{2}{K_{\text{сф}}} \frac{\text{B} + R_{\text{ос}}/R_{\text{вх}}}{\text{C}} \right]}{1 + \frac{1}{K_{\text{у}}} R_{\text{ос}} DF + (\text{A} - 1) R_{\text{ос}}} + U_{\text{др}},$$

где $\text{A} = 1 - \frac{2}{K_{\text{сф}}} \frac{F}{R_{\text{вх}}}$; $\text{B} = 1 + \sum_{i=1}^{n} \frac{R_{\text{ос}}}{R_{\text{вх}i}}$; $\text{C} = 1 + \sum_{k=1}^{m} \frac{R_{\text{в}}}{R_{2k}}$;

$$\text{Д} = \left(\frac{1}{R_{\text{ос}}} + \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_{1i}} \right) \left(\frac{1}{R_{\text{в}}} + \sum_{k=1}^{m} \frac{1}{R_{2k}} \right) + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \left(\frac{1}{R_{\text{ос}}} + \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_{\text{вх}i}} + \right.$$

$$\left. + \frac{1}{R_{\text{в}}} + \sum_{k=1}^{m} \frac{1}{R_{2k}} \right), \quad F = 1 \Big/ \left[\frac{1}{R_{\text{в}}} + \sum_{k=1}^{m} \frac{1}{R_{2k}} + \frac{1}{R_{\text{вх}}} \right].$$

2. ИНТЕГРАТОРЫ

Интеграторы являются одним из основных операционных звеньев аналоговой техники. По принципу действия интеграторы можно разделить на два типа: инвертирующие, неинвертирующие.

Инвертирующие интеграторы. Передаточную функцию инвертирующего интегратора-сумматора с идеальным ОУ (рис. 8.2, *а*) можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{1}{pC} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} U_{\text{вх}i}(p). \qquad (8.4)$$

С учетом погрешностей, вносимых ОУ, данную функцию передачи можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(p) = \frac{-\frac{1}{pC} \sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} U_{\text{вх}i}(p)}{1 + \frac{1}{K_{\text{у}}} \left[1 + \frac{1}{pC} \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} + \frac{2}{R_{\text{вх}}} \right) \right]} + U_{\text{др}}(p),$$

где

$$U_{\text{др}}(p) = \frac{\Delta I_{\text{вх}}}{pC} + \frac{U_{\text{см}}}{pC} \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{R_i} + \frac{2}{R_{\text{вх}}} \right). \qquad (8.5)$$

Переходя к оригиналам, выражения (8.4), (8.5) можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(t) = -\sum_{i=1}^{n} \frac{1}{CR_i} \int_0^t U_{\text{вх}i}\,dt + U_0,$$

где U_0 — начальное значение выходного напряжения;

$$U_{\text{др}}(t) = \frac{1}{C}\int_0^t \Delta I_{\text{вх}}\,dt + \frac{1}{C}\int_0^t \left(\sum_{i=1}^{n} \frac{U_{\text{см}}}{R_i} + \frac{2U_{\text{см}}}{R_{\text{вх}}}\right) dt + U_{\text{см}}.$$

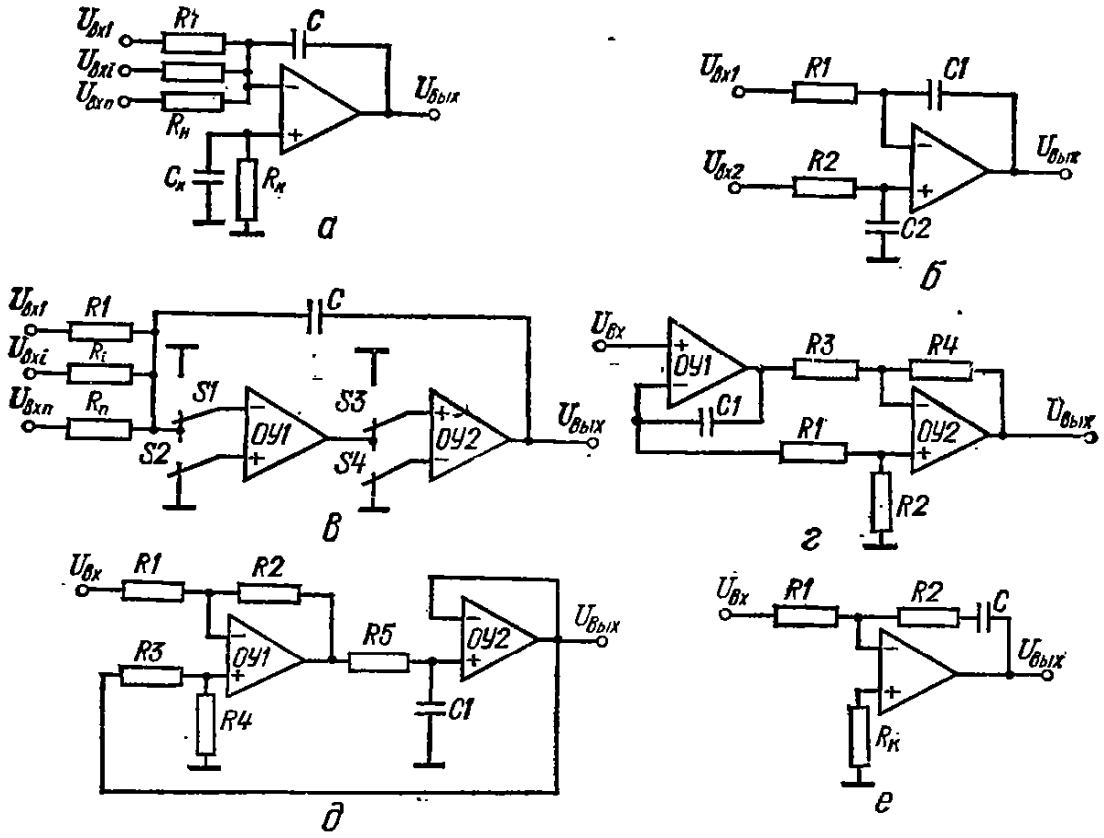


Рис. 8.2. Схемы инвертирующих интеграторов:

а, б — интеграторов-сумматоров; *в* — дифференциального типа; *г* — с большим входным сопротивлением; *д* — с заземленным конденсатором; *е* — с форсирующим звеном

Очевидно, что при подаче на вход интегратора постоянного напряжения на выходе напряжение будет изменяться линейно в соответствии с выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = -U_{\text{вх}}t/R_1C.$$

Это свойство формирования линейно изменяющегося напряжения используется в различных схемах генераторов пилообразного и треугольного напряжения.

Если на неинвертирующем входе ОУ дополнительно включить пассивный интегратор, то такой интегратор (рис. 8.2, *б*) будет интегрировать разность входных напряжений. Для данного интегратора можно записать следующее выражение:

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх2}}/p\tau_2 - U_{\text{вх1}}/p\tau_1.$$

При $\tau_1 = R_1C_1 = \tau_2 = R_2C_2$ получим

$$U_{\text{вых}}(p) = -\frac{1}{p\tau_1}(U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}).$$

Входное сопротивление инвертирующего интегратора, выполненного по схеме рис. 8.2, *а*, определяется сопротивлением соответствующего входного резистора R_i. Для увеличения входного сопротивления не всегда целесообразно повышать сопротивление

резистора R_1, так как при этом, согласно выражению (8.5), растет погрешность, обусловленная дрейфом нуля ОУ.

В некоторых случаях целесообразно использовать схему интегратора с периодической коррекцией напряжения смещения ОУ (рис. 8.2, *в*). Коррекция осуществляется в два такта. В первом такте (положение ключей соответствует положению, показанному на схеме) выходное напряжение интегратора

$$U^{\mathrm{I}}_{\text{вых}} = \frac{1}{RC}\int_0^{t_1}(U_{\text{вх}} \pm U_{\text{см}})\,dt = \frac{1}{RC}\int_0^{t_1} U_{\text{вх}}dt \mp \frac{1}{RC}\int_0^{t_1} U_{\text{см}}dt.$$

Во втором такте (положение ключей противоположно показанному на схеме) выходное напряжение можно записать в виде

$$U^{\mathrm{II}}_{\text{вых}} = \frac{1}{RC}\int_0^{t_2}(U_{\text{вх}} \pm U_{\text{см}})\,dt = \frac{1}{RC}\int_0^{t_2} U_{\text{вх}}dt \pm \frac{1}{RC}\int_0^{t_2} U_{\text{см}}dt.$$

Если время первого такта t_1 и второго такта t_2 равно, то за период $T = t_1 + t_2$ выходное напряжение

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC}\int_0^{T} U_{\text{вх}}dt.$$

Отсюда следует, что напряжение смещения ОУ не влияет на результат интегрирования.

Для построения интеграторов с большим входным сопротивлением можно использовать схему, показанную на рис. 8.2, *г*. Входное сопротивление в данной схеме определяется входным сопротивлением ОУ, охваченного глубокой ООС. Постоянная времени интегратора $\tau = (R_1 + R_2)\,C$. Работу схемы легко уяснить, если учесть, что напряжение на выходе *ОУ1* $U_{\text{вых1}} = U_{\text{вх}}[1 + 1/p\tau]$, а напряжение на конденсаторе *С1* $U_C = \frac{1}{\tau}\int_0^t U_{\text{вх}}dt$ отличается от $U_{\text{вых1}}$ на значение входного напряжения, так как одним электродом конденсатор подключен к неинвертирующему входу *ОУ1*, потенциал которого равен потенциалу инвертирующего входа. Выходное напряжение интегратора можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{\tau}\int_0^t U_{\text{вх}}dt.$$

Схемы интеграторов можно также построить на основе источников тока, управляемых напряжением. Основным преимуществом таких интеграторов является возможность заземления интегрирующего конденсатора, что облегчает обнуление интегратора. В качестве примера на рис. 8.2, *д* показана схема интегратора, построенная на основе источника тока, где нагрузкой является коиденсатор.

Выполнив условие

$$R_3 + R_5 = R_2R_4/R_1 \qquad (8.6)$$

и приняв $R_1 = R_4$, $R_2 = R_3$, передаточную функцию интегратора можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(t) = -\frac{1}{\tau}\int_0^t U_{\text{вх}}dt,$$

где $\tau = R_2R_5\,C/R_1$.

Отсюда следует, что постоянная времени интегратора может измениться в больших пределах путем изменения отношения R_2/R_1. Поскольку в данной схеме используется ПОС, то при выполнении условия (8.6) схема будет находится на границе устойчивости, что требует применения высокоточных резисторов.

Для устранения выбросов выходного напряжения, обусловленных низким быстродействием ОУ и импульсными помехами, последовательно с конденсатором в интеграторах

включают резистор (рис. 8.2, *е*), при этом передаточная функция интегратора имеет вид

$$U_{\text{вых}}(p) = -U_{\text{вх}}(p)\left(\frac{R_2}{R_1} + \frac{1}{R_1 C p}\right).$$

Неинвертирующие интеграторы. Большинство схем неинвертирующих интеграторов построено на основе источников тока, управляемых напряжением (рис. 8. 3,*а*).

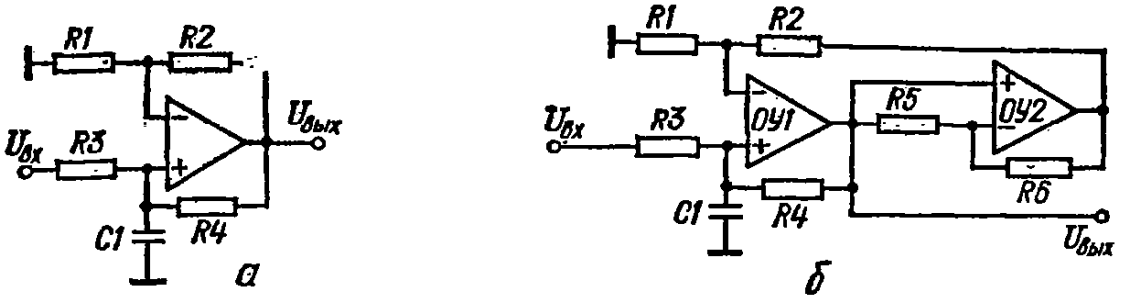


Рис. 8.3. Схемы неинвертирующих интеграторов:
а — на одном ОУ; *б* — с активной коррекцией частотной характеристики

Передаточную функцию дли данной схемы можно записать в виде

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p)\frac{-1\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)}{pR_3C + 1 - \frac{R_2R_3}{R_1R_4}}.$$

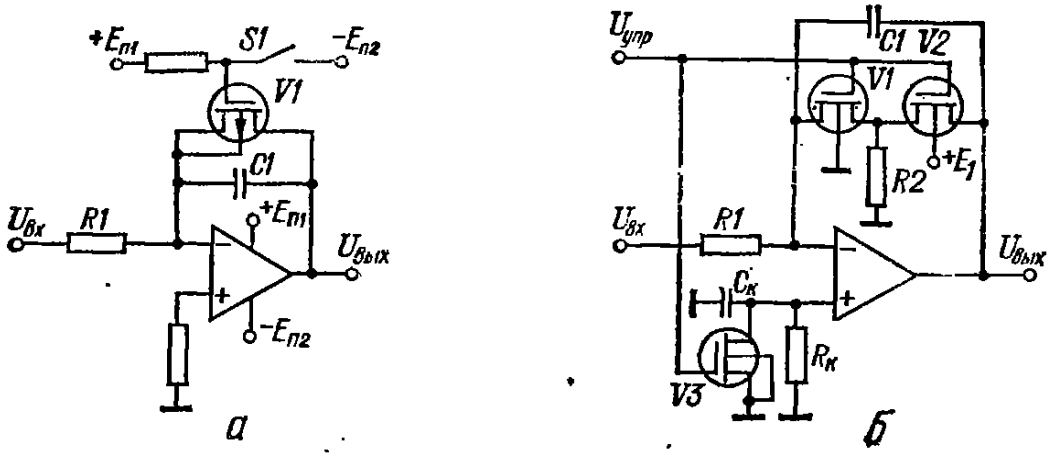


Рис. 8.4. Схемы обнуления интеграторов:
а — с полевыми транзисторами в качестве ключей; *б* — с компенсацией токов утечки полевых транзисторов

Выполнив условие

$$R_3R_2 = R_1R_4, \tag{8.7}$$

получим

$$U_{\text{вых}}(p) = U_{\text{вх}}(p)\,(1 + R_2/R_1)/pCR_3.$$

Очевидно, что при выполнении условия (8.7) схема будет находиться на границе устойчивости, что требует применения высокоточных резисторов. На точность выполнения условия (8.7) оказывает влияние выходное сопротивление источника сигнала. Поэтому на входе, как правило, необходимо включать повторитель напряжения.

Динамическая погрешность данного интегратора зависит от частотных свойств ОУ. В быстродействующих интеграторах уменьшить динамические погрешности можно путем коррекции частотной характеристики *ОУ1* с помощью дополнительного *ОУ2*, включенного в цепь отрицательной обратной связи *ОУ1*, при этом частоты единичного усиления обоих ОУ должны быть равными [8] (используются ОУ в одном корпусе). Схема интегратора с частотной компенсацией показана на рис. 8.3, *б*. Одновременно при равенстве дрейфа нуля *ОУ1* и *ОУ2* можно скомпенсировать статические погрешности интегратора. Для данной схемы целесообразно принять $R_1 = R_2 = R_5 = R_6$, $R_3 = R_4$.

Схемы обнуления интеграторов. Для обнуления интегратора наиболее часто интегрирующая емкость разряжается через ключ. В качестве ключей используются реле, полевые транзисторы и оптроны. При обнулении, как правило, одновременно закорачивается и вход интегратора. На рис. 8.4 показаны две схемы обнуления с полевыми транзисторами в качестве ключей.

В схеме рис. 8.4, *а* при закрытом ключе *V1* ток утечки с выхода на вход ОУ протекает через переход сток — исток, вследствие чего возникает составляющая погрешности интегрирования. Для уменьшения тока утечки через переход сток — исток можно включить последовательно два ключа по схеме рис. 8.4, *б*. Здесь ток утечки, поступающий в суммирующую точку через переход сток — исток ключа, отсутствует, так как при закрытых ключах *V1*, *V2* ток утечки с выхода ОУ через переход сток — исток *V2* замыкается на землю через сравнительно низкое сопротивление *R2*. Поскольку при закорачивании конденсатора *C1* может возникнуть перекос входных токов ОУ, то резистор $R_К$ также должен закорачиваться. Одновременно, включив параллельно $R_К$ емкость $C_К = C_1$, можно скомпенсировать импульсные помехи, возникающие при переключении ключей.

3. ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ

Идеальный дифференциатор имеет передаточную функцию вида

$$U_{вых}(p) = p\tau U_{вх}(p),$$

где τ — постоянная времени дифференцирования.

Схема дифференциатора (рис. 8.5, *а*) имеет передаточную функцию вида $U_{вых}(p) = -pRCU_{вх}(p)$. Входное сопротивление — емкостное, поэтому помехоустойчивость здесь весьма низкая. Для обеспечения устойчивости возникает также необходимость в специальных цепях коррекции частотной характеристики. Несколько улучшить устой-

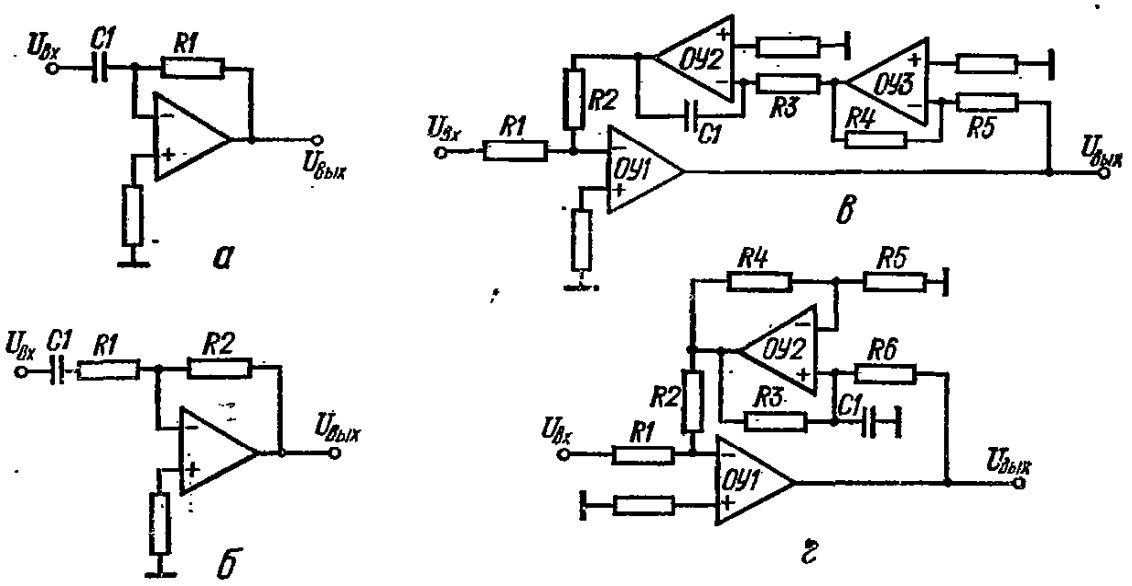


Рис. 8.5. Схемы дифференциаторов:
а, *б* — на одном ОУ; *в*, *г* — с интеграторами в цепи ООС

чивость и помехоустойчивость можно путем последовательного включения с емкостью *C1* небольшого сопротивления (рис. 8.5, *б*). Передаточная функция в этом случае будет иметь вид

$$U_{вых}(p) = -\frac{p\tau_1}{1 + p\tau_2} U_{вх}(p), \qquad (8.8)$$

где $\tau_1 = R_2C_1$; $\tau_2 = R_1C_1$; $R_2 \gg R_1$.

Величина *R1* выбирается из условия подавления колебательного процесса, обусловленного конечной полосой пропускания ОУ. Оптимальная величина *R1* рассчитывается по формуле [11]

$$R_{1опт} = 2\frac{R_1}{K_у(\omega_з)},$$

где $K_у(\omega_з)$ — коэффициент усиления ОУ на частоте $\omega_з = \sqrt{\omega_{ед}/R_2C_1}$; $\omega_{ед}$ — частота единичиого усиления ОУ.

Из выражения (8.8) следует, что погрешность дифференцирования зависит от сопротивления *R2*.

Для построения высококачественных дифференциаторов, как правило, используют схемы с иитеграторами, включенными в цепь ООС сумматора.

На рис. 8.5, *в*, *г* показаны две схемы дифференциаторов с инвертирующим (рис. 8.5, *в*) и неинвертирующим (рис. 8.5, *г*) интеграторами в цепи ООС сумматора на *ОУ1*.

Передаточиую фуикцию для данных схем можно записать в следующем виде:
для схемы рис. 8.5, *в*

$$U_{вых}(p) = -\frac{R_2R_5}{R_1R_4} pR_3C_1U_{вх}(p),$$

для схемы рис. 8.5, *г*

$$U_{вых}(p) = -\frac{R_2}{R_1(1 + R_4/R_5)} pC_1R_6U_{вх}(p),$$

где $R_6R_4 = R_3R_5$.

Используя различные схемные решения интеграторов, можно получить ряд других схем дифференциаторов.

4. ЛОГАРИФМИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Логарифмические усилители широко используются в различных фотоэлектрических преобразователях, быстродействующих умножителях и делителях и миогих других устройствах. Существуют различные схемные решения логарифмических усилителей, из которых наиболее простыми являются схемы, построенные на основе логарифмической

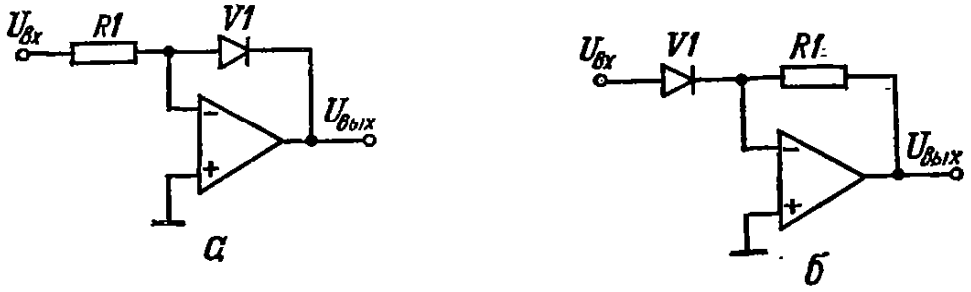


Рис. 8.6. Схемы логарифмического (*а*) и антилогарифмического (*б*) усилителей с диодом в прямой и обратной цепях передачи

зависимости $U(I)$ *p-n*-перехода, генератора экспоненциальных импульсов или иа основе управляемых геиераторов. Точные логарифмические усилители, как правило, строят на основе аппроксиматоров или аналого-цифровых преобразователей [10].

Логарифмические усилители с использованием завнсимости напряженнн от тока *p-n*-перехода. Ток, протекающий через *p-n*-переход, связан с напряжением на нем следующей зависимостью (в области микротоков):

$$I_D = I_0 10^{\frac{(U_D)}{N}}, \qquad (8.9)$$

где I_0 — ток обратносмещенного *p-n*-перехода (ток утечки); $N = \varphi_к \ln 10 \approx \frac{2{,}37°}{11\,000} B$ — коэффициент, зависящий от температуры $T°$ (в градусах Кельвина); $\varphi_к$ — контактиая разность потенциалов *p-n*-перехода.

Из выражения (8.9) находим $U_D = N \log I_D/I_0$.

Включив *p-n*-переход (диод) в обратную (рис. 8.6, *а*) или прямую (рис. 8.6, *б*) цепи усилителя, можно построить логарифмический или антилогарифмический усилители.

Для схемы логарифмического усилителя можно записать следующее выражение:

$$U_{вых} = -N \log \frac{U_{вх}}{RI_0} = -N \log U_{вх} + N \log (RI_0). \qquad (8.10)$$

Очевидно, что для обеспечения работы диода в области микротока сопротивление резистора $R1$ необходимо выбирать большой величины (при малом входном напряжении), при этом входной ток ОУ должен быть по крайней мере на порядок меньше минимального тока, протекающего через диод.

Для схемы антилогарифмического усилителя передаточную функцию можно записать в виде

$$U_{\text{вых}} = -I_0 R 10^{\left(\frac{U_{\text{вх}}}{N}\right)}.$$

На практике для расширения динамического диапазона работы в логарифмических усилителях используют p-n-переходы (база — эмиттер) транзисторов (рис. 8.7). Схема рис. 8.7, *а* может работать с разнополярными входными сигналами. Передаточная функция описывается в данном случае выражением (8.10). Для расчета номинала входного

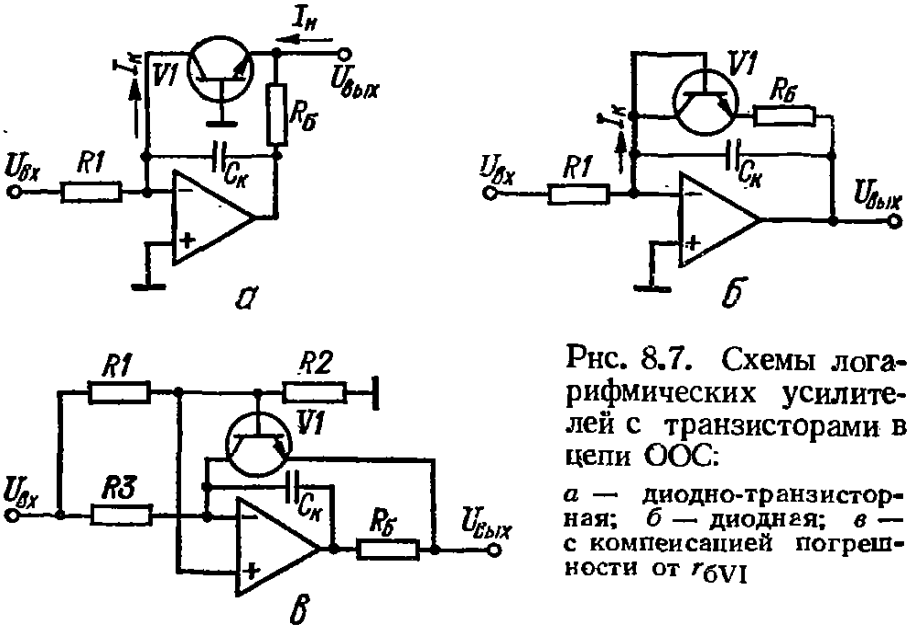


Рис. 8.7. Схемы логарифмических усилителей с транзисторами в цепи ООС:

а — диодно-транзисторная; *б* — диодная; *в* — с компенсацией погрешности от $r_{бVI}$

резистора $R1$ можно воспользоваться следующей зависимостью [13]:

$$U_{\text{вых}} = N\left[\log\frac{I_к}{I_0} - \log\alpha\left(1+\frac{1}{\beta_т}\right)\right],$$

где $I_к = \alpha I_0 \exp(U_{эб}/\varphi_к - 1)\left(1+\frac{1}{\beta_т}\right) = I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/R_1$, α, $\beta_т$ — коэффициенты усиления эмиттерного и базового токов соответственно.

Диапазон работы данной схемы зависит от величины $\beta_т$. Однако в связи с уменьшением $\beta_т$ при уменьшении тока $I_к$ диапазон работы достигает 7 дек ($I_{\text{вх}} = 10^{-9} - 10^{-3}$ А).

В процессе работы сопротивление транзистора изменяется в больших пределах и, следовательно, в больших пределах изменяется коэффициент усиления усилителя. Поэтому для предотвращения самовозбуждения в схему вводится емкость $C_к$. При минимальном сопротивлении транзистора может возникнуть перегрузка ОУ по току. Для ограничения выходного тока последовательно с транзистором включают резистор $R_б$, сопротивление которого выбирается в диапазоне

$$\frac{U_{\text{ОУвых}}^{\max}}{I_{\text{ОУвых}}^{\max}} > R_б > \frac{U_{\text{ОУвых}}^{\max}}{I_э + I_н},$$

где $I_н$, $I_э$ — токи в нагрузке и эмиттере соответственно.

В схеме логарифмического усилителя рис. 8.7, *б* база подсоединена к коллектору транзистора $V1$, вследствие чего транзистор работает в режиме диода. Диапазон работы усилителя в этом случае расширяется и достигает 9 дек (10^{-12}—10^{-3} А).

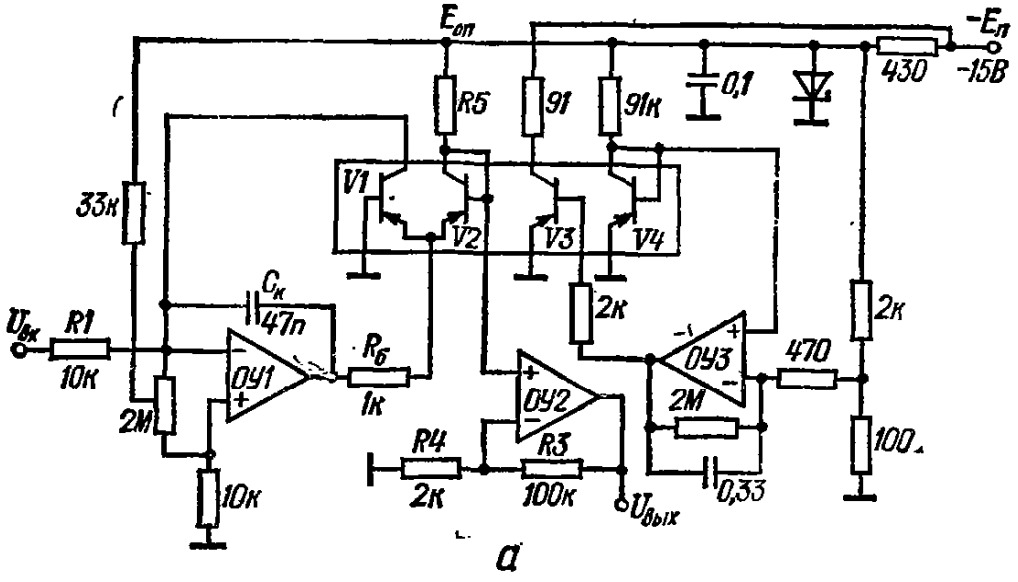
Передаточная функция в данном случае аналогична выражению (8.10). Для расчета сопротивления входного резистора $R1$ используется следующая зависимость выход-

ного напряжения от параметров транзистора:

$$U_{\text{вых}} = N\left(\log\frac{I_{\text{к}}}{I_0} - \log\alpha\right) + I_{\text{к}} r_{\text{б}},$$

где $I_{\text{к}} = \alpha I_0\left(\exp\frac{U_{\text{эб}}}{\varphi_{\text{к}}} - 1\right) = I_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/R_1$; $r_{\text{б}}$ — сопротивленне базы транзистора (обычно, чем больше I_0, тем больше $r_{\text{б}}$).

Для компенсации погрешности, обусловленной сопротивлением $r_{\text{б}}$, на базу транзистора через делитель подается часть входного напряжения (рис. 8.7, *в*).



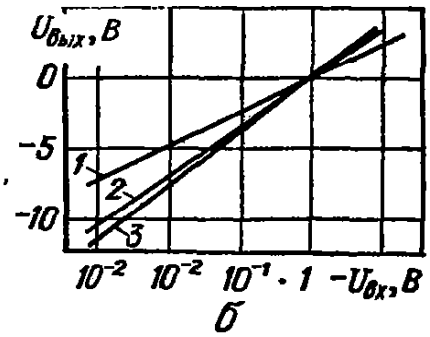


Рис. 8.8. Схема логарифмического усилителя с температуриой стабилизацией (*а*) и его амплитудная характеристика (*б*)

Для данной схемы можно записать

$$U_{\text{вых}} = N\left[\log\frac{I_{\text{к}}}{I_0} - \log\alpha\right] - \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{r_{\text{б}}}{R_3}\right) U_{\text{вх}}.$$

Приняв $r_{\text{б}}/R_3 = R_2/(R_1 + R_2)$, можно частично скомпенсировать погрешность, вносимую сопротивлением $r_{\text{б}}$.

Для компенсации токов утечки транзисторов логарифмические усилители обычно строят с использованием пары идентичных транзисторов (рис. 8.8, *а*) [12]. Первый каскад на *ОУ1* аналогичен рассмотреиной схеме рис. 8.7, *а*. Операция логарифмирования в данном случае производится с использоваиием зависимости разности иапряжений переходов база—эмиттер траизисторов *V1*, *V2* от тока коллектора *V1*:

$$\Delta U_{\text{бэ}} = \varphi_{\text{к}} \ln\frac{I_{\text{к1}}}{I_{\text{к2}}} = \varphi_{\text{к}} \ln\left(\frac{U_{\text{вх}}}{E_{\text{оп}}}\frac{R_5}{R_1}\right),$$

где $I_{\text{к1}} = \frac{U_{\text{вх}}}{R_1}$ — коллекторный ток *V1*; $I_{\text{к2}} = E_{\text{оп}}/R_5$ — коллекторный ток *V2*.

Поскольку напряжение на неинвертирующем входе *ОУ2* равно $\Delta U_{бэ}$, то выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{вых} = \Delta U_{бэ}\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right) = \varphi_к\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)\ln\left(\frac{U_{вх}}{E_{оп}}\,\frac{R_5}{R_1}\right).$$

Для компенсации температурного дрейфа выходного напряжения, вызванного нестабильностью характеристик *V1*, *V2*, в усилитель включен каскад термостабилизатора,

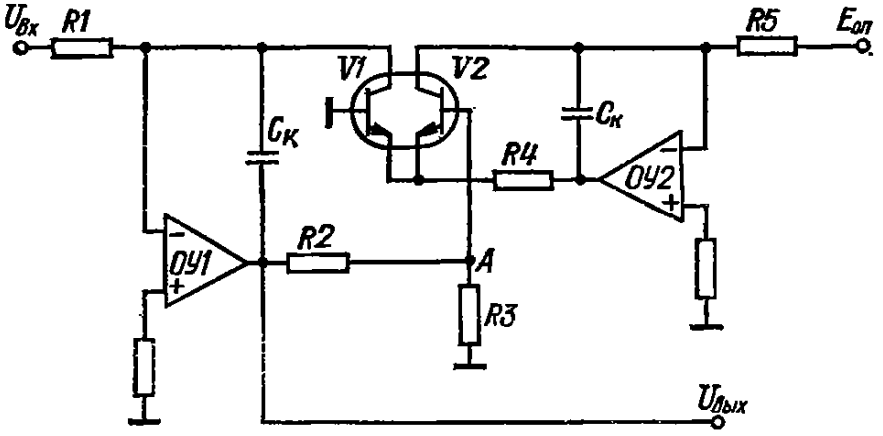


Рис. 8.9. Схема логарифмического усилителя с большим диинамическим диапазоном

содержащий датчик температуры, роль которого выполняет транзистор *V4*, работающий в диодном режиме, нагревательный элемент, роль которого выполияет транзистор *V3*, и усилитель, построенный на *ОУ3* [9]. Так как транзисторы *V1*—*V4* расположены в одном кристалле (например, можно использовать микросхему типа К1НТ985), то температура кристалла будет определяться температурой транзистора *V3*. Для уменьшеиия температурного градиента транзистор *V3* конструктивно должен располагаться между транзисторами *V1*, *V2*. Точность поддержания температуры крнсталла +85 °С при измеиении температуры окружающей среды в диапазоне 0—80 °С не хуже +0,1 °С. На рис. 8.8, *б* показан график функции передачи усилителя, в схеме которого используются ОУ типа К153УД2 и транзисторная сборка К1НТ985Б. На графике линии *1*, *2* соответствуют 0 и 60 °С при отключеином каскаде термостабилизации. Линия *3* характеризует функцию передачи при включенном каскаде термостабилизации в том же диапазоне температур.

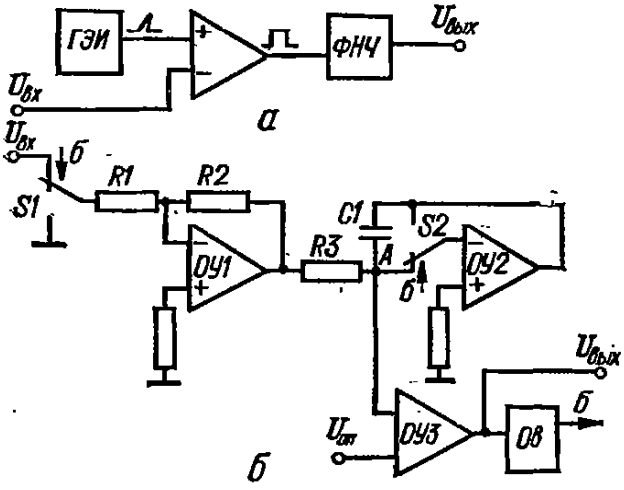


Рис. 8.10. Структуриая (*а*) и принципиальная (*б*) схемы логарифмического усилителя, построенного на основе генератора экспоненциальных импульсов

Динамический диапазон логарифмического усилителя, схема которого показана на рис. 8.9, больше чем у предыдущего и составляет $\approx$100 дБ. Здесь коллекторные токи транзисторов *V1*, *V2* соответственно равны $I_{к1} = U_{вх}/R_1$, $I_{к2} = E_{оп}/R_5$. Поскольку база транзистора *V1* заземлеиа, то потенциал точки *A* равен разиости иапряжений переходов база — эмиттер *V1*, *V2*, т. е. $U_A = \Delta U_{бэ} = U_{бэ1} - U_{бэ2} = U_{вых}R_3/(R_2 + R_3)$. Отсюда $U_{вых} = -U_A(1 + R_2/R_3)$. Так как $\Delta U_{бэ} = \varphi_к \ln(I_{к1}/I_{к2})$, то $U_{вых} = -\varphi_к(1 + R_2/R_3)\ln(R_5 U_{вх}/R_1 E_{оп})$.

Входной ток данной схемы может изменяться в диапазоне 10^{-5} — 10^{-3} А. Термокомпенсацию можио осуществить в данном случае аналогично схеме рис. 8.8, *а*.

Логарифмическне усилители, построенные на основе генератора экспоненциальных импульсов. Простые и достаточио точные логарифмические усилители на одну-две декады можно построить на основе генератора экспоненциальных импульсов (рис. 8.10, *а*) [5]. В данной схеме генератор экспоненциальных импульсов ГЭИ непрерывио генерирует

импульсы вида

$$U_{\text{ГЭИ}} = U_0 e^{\frac{t}{\tau}}.$$

С помощью ОУ мгновениое значение этих импульсов сравнивается с входным напряжеиием, при этом на выходе ОУ формируются прямоугольные импульсы, длительиость которых .

$$T = \tau \ln (U_{\text{вх}}/U_0).$$

Стабилизируя амплитуду и усредняя выходное напряжеиие $Км$ с помощью фильтра нижиих частот ФНЧ, получим

$$U_{\text{вых}} = \overline{U}_{\text{Км}} = K \ln (U_{\text{вх}}/U_0),$$

где K — постоянный коэффициент.

На рис. 8.10, *б* показана развернутая схема логарифмического усилителя [2]. В схему входят инвертирующий усилитель иа *ОУ1*, интегратор на *ОУ2*, компаратор на *ОУ3*, одновибратор *Ов*, переключатели *S1*, *S2*. В исходном положении выходное иапряжение инвертирующего усилителя и интегратора можно записать в виде $U'_{\text{ОУ1}} = -U_{\text{вх}}R_2/R_1$, $U'_{\text{ОУ2}} = -U_{\text{ОУ1}}t/\tau$, где $\tau = R_3C_1$.

Через время t_1, которое задается одновибратором *Ов*, переключатели S_1, S_2 изменяют свое положение. Прн этом $U''_{\text{ОУ1}} = 0$, $U''_{\text{ОУ2}} = 0$, и конденсатор *C1*, напряженне на котором в даиный момент равно $U'_{\text{ОУ2}}$, будет разряжаться через *R3*. Поскольку напряжение в точке A при переключении *S1*, *S2* скачкообразно изменяется от иуля до $U'_{\text{ОУ2}}$, а затем изменяется по экспоненциальиому закону, то длительиость импульса $T_{\text{вых}}$, возникающего на выходе *ОУ3*, будет определяться уровнем $U'_{\text{ОУ2}}$ и опориым иапряжением $U_{\text{оп}}$, т. е.

$$T_{\text{вых}} = \tau \ln (U'_{\text{вх}}/U_{\text{оп}}).$$

Отсюда следует, что длительиость выходного импульса имеет логарифмическую зависимость от уровня входного напряжения. Задиим фронтом этого импульса вновь запускается одновибратор *Ов*, и процесс повторяется. Для получеиия выходного сигнала в виде напряжения, на выходе можно включить *ФНЧ*. Если требуется получить выходной сигнал в виде кода, то длительиость выходиого импульса преобразовывается в код с помощью соответствующего преобразователя.

Схемы логарифмических усилителей можно также построить с использованием логарифмической зависимости длительности выходиых импульсов управляемых геиераторов прямоугольных импульсов от входного сигнала.

5. УМНОЖИТЕЛИ

Умножители характеризуются следующими основными параметрами:

1. Рабочие квадраиты, т. е. определенные сочетания знаков входных переменных, при которых обеспечивается выполнение операций. В соответствии с этим умиожители, реализующие произведение двух сомножителей любого зиака, называются четырехквадрантиыми; в двухквадрантном умиожителе знак изменяется только у одного из сомиожителей, а в одноквадратном умиожителе сомножители имеют постоянные знаки.

2. Относительная погрешность, характеризующая точность работы умножителя в установившемся режиме,

$$\delta = \frac{U_{\text{вых.р}} - U_{\text{вых.и}}}{U^{\max}_{\text{вых}}},$$

где $U_{\text{вых.р}}$, $U_{\text{вых.и}}$ — выходные напряжеиия реального и идеального умножителей.

3. Динамический диапазон, определяемый отношением максимального значения входной (выходиой) переменной к ее минимальному значению. Динамический диапазон измеряется в логарифмических единицах и рассчитывается по формуле

$$D = 20 \lg U^{\max}_{\text{вх1(2)}}/U^{\min}_{\text{вх1(2)}}.$$

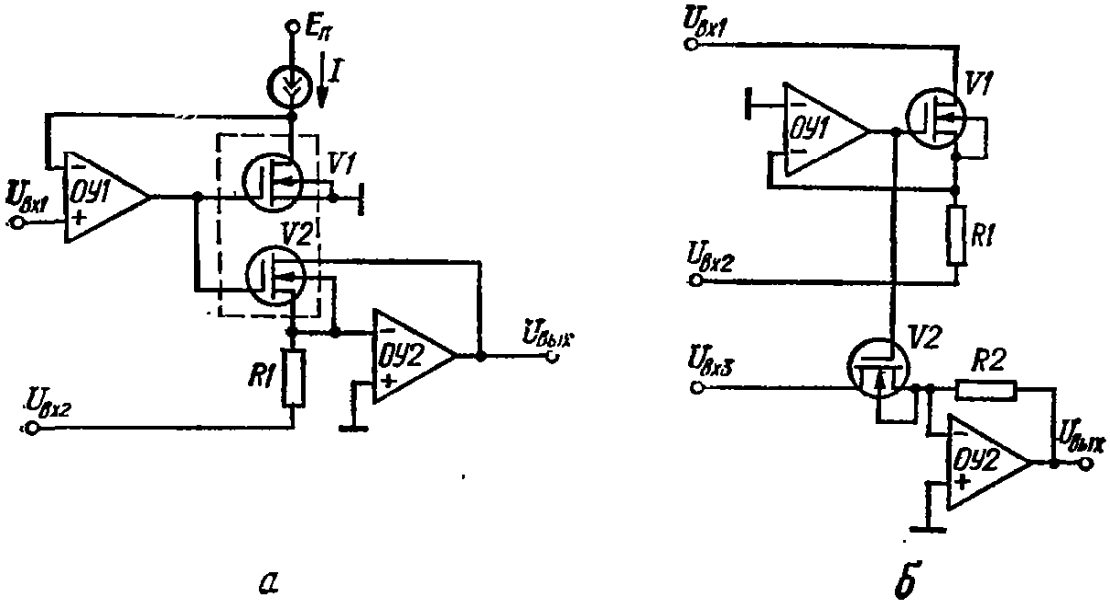


Рис. 8.11. Схемы умножителя (*а*) и умножителя-делителя (*б*), построенного на основе согласованной пары транзисторов

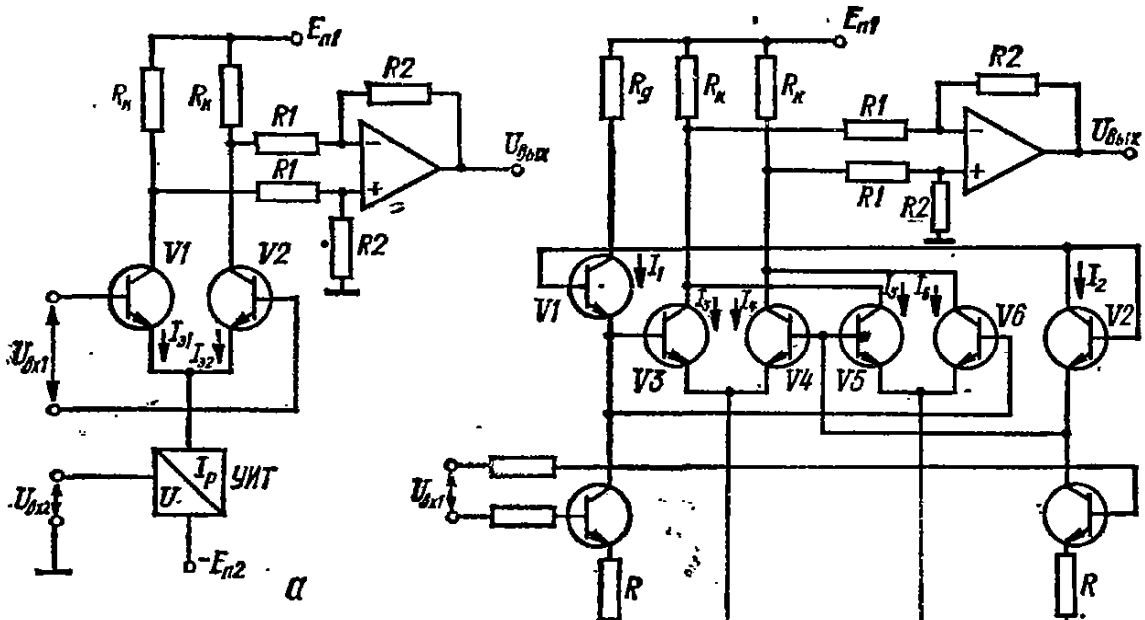


Рис. 8.12. Схемы умножителей, построенные на основе дифференциального каскада с управляемым коэффициентом передачи: *а* — с управляемым источником тока; *б* — с температурной стабилизацией

4. Полоса пропускания Δf, характеризующая диапазон рабочих частот синусоидальных входных сигналов $U_{вх1}(\omega)$ и $U_{вх2}(\omega)$, при котором динамическая погрешность не превышает допустимого значения.

Умножители, построенные на основе согласованной пары транзисторов. Схема одноквадрантного умножителя, построенная на основе согласованной пары полевых транзисторов *V1*, *V2* [4], показана на рис. 8.11, *а*. В данной схеме напряжение на стоке транзистора *V1* с помощью *ОУ1* поддерживается равным входному напряжению $U_{вх1}$. Ток через транзистор *V1* задается источником тока *I*, в связи с чем сопротивление канала *V1* будет линейно зависеть от входного сигнала $R_{DS1} = U_{вх1}/I$. Сопротивление канала *V2* также линейно изменяется от входного сигнала $U_{вх1}$, так как управление транзисторами *V1*, *V2* осуществляется одновременно с выхода *ОУ1*, и истоки обоих транзи-

сторов имеют одинаковый (нулевой) потенциал. Для согласованной пары транзисторов *V1*, *V2* можно записать равенство $R_{DS1} = KR_{DS2}$. Поскольку транзистор *V2* включен в цепь ООС усилителя *ОУ2*, то напряжение на выходе *ОУ2*

$$U_{вых} = U_{вх2}R_{DS2}/R = U_{вх1}U_{вх2}K/R_1 1.$$

В связи с тем что сопротивление канала R_{DS1} ограничено снизу предельными значениями 50—300 Ом, минимальный уровень входных сигналов также ограничен.

На рис. 8.11, *б* показан вариант схемы одноквадрантного умножителя-делителя. В этой схеме используется согласованная пара транзисторов *V1*, *V2*. Для случая $U_{вх1} > 0$, $U_{вх2} < 0$ сопротивление канала транзистора *V1* можно записать в виде $R_{DS1} = U_{вх1}/I = U_{вх1}R_1/U_{вх2}$. Так как потенциал истоков *V1*, *V2* равен нулю, а напряжение затвор — исток обоих транзисторов определяется выходным напряжением *ОУ1*, то сопротивления каналов R_{DS1}, R_{DS2} будут изменяться пропорционально $U_{вх1}$. Для положительной полярности $U_{вх3}$ можно записать следующее выражение:

$$U_{вых} = U_{вх3}R_2/R_{DS2} = U_{вх2}U_{вх3}R_2/R_1U_{вх1}.$$

Минимальные уровни входных сигналов в данной схеме определяются минимально возможным сопротивлением открытого канала R_{DS1}, R_{DS2}.

Сравнительно высокоточные четырехквадрантные умножители (имеющие погрешность 0,5 % и менее) с широкой полосой пропускания можно построить на основе дифференциального каскада, коэффициент усиления которого изменяется пропорционально управляющему напряжению. На рис. 8.12, *а* показан наиболее простой вариант схемы такого умножителя. Эмиттерные токи транзисторов *V1*, *V2* определяются выражениями [7]

$$I_{э1} = I_{эб01}\,(e^{U_{эб1}/\varphi_к} - 1);$$

$$I_{э2} = I_{эб02}\,(e^{U_{эб2}/\varphi_к} - 1),$$

где $I_{эб0}$ — начальный ток эмиттерного перехода.

Если выбрать $e^{U_{эб}/\varphi_к} \gg 1$, то $dI_э/dU_{эб} \approx I_э/\varphi_к$.

При идеальном согласовании параметров транзисторов *V1*, *V2* можно записать (переходя от дифференциалов к конечным приращениям)

$$\Delta I_{э1} \approx I_р\Delta U_{эб1}/2\varphi_к; \quad \Delta I_{э2} \approx I_р\Delta U_{эб2}/2\varphi_к.$$

Выходным параметром дифференциального каскада является разность коллекторных напряжений транзисторов $\Delta U_к = \Delta U_{к1} - \Delta U_{к2}$. Так как $\Delta I_{к1} = \alpha_1\Delta I_{э1}$, $\Delta I_{э2} = \alpha_2\Delta I_{э2}$, то при условии $\alpha_1 = \alpha_2 \approx 1$ находим $\Delta U_к = \Delta I_{к1}R_к - \Delta I_{к2}R_к = R_кI_рU_{вх1}/2\varphi_к$, где $I_р = 2I_{э1} = 2I_{э2}$. Отсюда следует, что коэффициент усиления дифференциального каскада $K_{д.к} = \Delta U_к/U_{вх1}$ пропорционален току $I_р$, который задается управляемым источником тока *УИТ*.

Учитывая, что $I_р = K_{УИТ}U_{вх2}$, получаем:

$$\Delta U_к = \frac{R_к}{2\varphi_к}K_{УИТ}U_{вх1}U_{вх2}.$$

Напряжение $\Delta U_к$ усиливается дифференциальным усилителем, построенным на ОУ. Поэтому

$$U_{вых} = \Delta U_к\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2R_к}{2R_1\varphi_к}K_{УИТ}U_{вх1}U_{вх2}.$$

Отсюда следует, что выходное напряжение умножителя зависит от $\varphi_к$ — параметра с низкой температурной стабильностью.

Несколько усложнив данную схему, можно улучшить температурную стабильность умножителя. На рис. 8.12, *б* показана схема, где используются три пары согласованных транзисторов *V1*, *V2*, *V3*, *V4*, *V5*, *V6* [7]. Напряжения эмиттерных переходов

транзисторов определяются соотиошеиием

$$U_{эб} = \varphi_к \ln I_э/I_{эб0}.$$

Учитывая данное выраженне и соотношение $U_{эб1} + U_{эб3} = U_{эб2} + U_{эб4}$, можно записать выражение в виде

$$\ln \frac{I_1}{I_{эб01}} + \ln \frac{I_{э3}}{I_{эб03}} = \ln \frac{I_2}{I_{эб02}} + \ln \frac{I_{э4}}{I_{эб04}},$$

или

$$I_1 I_э / I_{эб01} I_{эб03} = I_2 I_{э4} / I_{эб03} I_{эб04}.$$

При идеальном согласовании параметров транзисторов получим $I_1/I_2 = I_{э4}/I_{э3}$. Так как коэффициенты усиления по току транзисторов близки к единице, то можио считать, что эмиттерные и коллекторные токи равны. Поэтому $I_1/I_2 = I_4/I_3$. Аналогичным

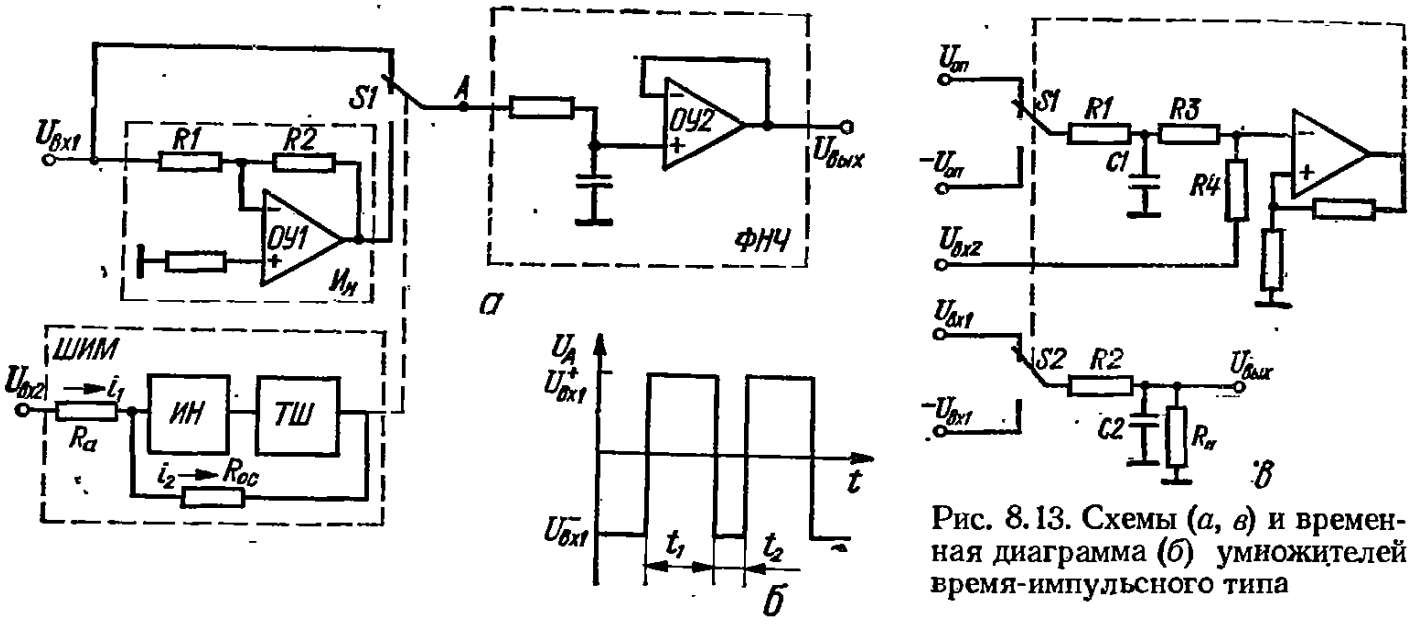


Рис. 8.13. Схемы (*а*, *в*) и временная диаграмма (*б*) умиожителей время-импульсного типа

образом, исходя из соотиошения $U_{эб1} + U_{эб6} = U_{эб2} + U_{эб5}$, находим $I_1/I_2 = I_5/I_6$. Следовательно, в рассматриваемой схеме отношения коллекторных токов транзисторов дифференциальных каскадов всегда равны отношению токов, протекающих через эмиттерные переходы транзисторов *V1*, *V2*. При этом даиные соотношения не зависят от температуры.

Легко показать, что разность токов, протекающих через резисторы $R_к$,

$$\Delta I_к = -U_{вх1} U_{вх2} / I_р R^2,$$

где $I_р = K_{УИТ} U_{упр}$.

Переход к иесимметричному выходу и установление требуемого масштабного коэффициента осуществляются с помощью дифференциального усилителя, выполненного на *ОУ*. Его выходное напряжение можно записать в виде

$$U_{вых} = \frac{R_2 R_к}{R_1 R^2 K_{УИТ}} \frac{U_{вх1} U_{вх2}}{U_{упр}}.$$

Отсюда следует, что при идеальном согласоваиии параметров транзисторов *V1*—*V4* результат умиожения не зависит от $\varphi_к$, а температуриая стабильность определяется температурными коэффициентами элемеитов, входящих в схему, и точностью согласования параметров траизисторов. Используя серийно выпускаемые интегральные сборки транзисторов, можно построить четырехквадрантный умножитель, имеющий динамический диапазон работы 40—50 дБ, статическую погрешиость не более 0,5 % и полосу пропускания (по уровню 3 дБ) не менее 1 МГц [3].

Умножители время-импульсного типа. Высокоточные умножители, работающие в диапазоне частот 0—100 Гц, можно построить иа основе время-импульсного метода умножения. Принцип действия таких умиожителей поясним с помощью схемы, показан-

ной на рис. 8.13, *а*. Входной сигнал $U_{вх1}$, преобразовывается с помощью инвертора, построенного на *ОУ1*, в два противофазных одинаковых по абсолютному значению сигнала. Второй входной сигнал $U_{вх2}$, преобразованный с помощью широтно-импульсного модулятора *ШИМ* в длительность импульса, управляет положением переключателя *S1*, выход которого подключен ко входу фильтра нижних частот *ФНЧ*. Среднее значение напряжения на выходе переключателя (точка *А*), получаемое с помощью *ФНЧ*,

$$U_{вых} = U_A^- = U_{вх1}(t_1 - t_2),$$

где t_1, t_2 — длительности положительных и отрицательных импульсов, поступающих на *S1* от *ШИМ* (рис. 8.13, *б*).

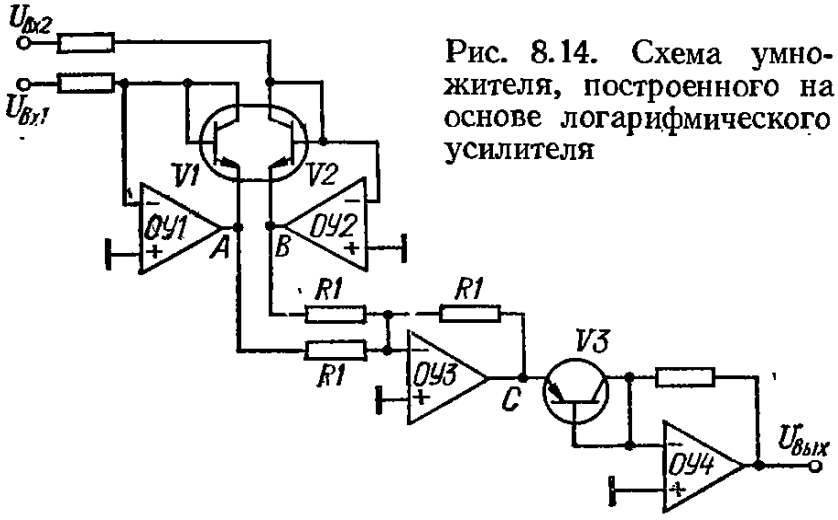


Рис. 8.14. Схема умножителя, построенного на основе логарифмического усилителя

Допустим, что схема *ШИМ* построена на основе интегратора (ИН) и триггера Шмитта (ТШ), включенного на выходе интегратора. Тогда для *ШИМ* можно записать следующее соотношение:

$$i_1 = U_{вх2}/R_а = i_2 =$$

$$= U_{ог}^+ t_1/R_{ос} - U_{ог}^- t_2/R_{ос} =$$

$$= U_{ог}(t_1 - t_2)/R_{ос},$$

где $U_{ог}^{\pm}$ — порог ограничения выходного напряжения триггера Шмитта.

Из данного соотношения при $R_а = R_{ос}$ следует

$$t_1 - t_2 = U_{вх2}/U_{ог}.$$

Следовательно,

$$U_{вых} = U_{вх1}U_{вх2}/U_{ог}.$$

Данный умножитель позволяет производить умножение в четырех квадрантах с погрешностью 0,1 % и менее (в зависимости от схемной реализации узлов *ШИМ*, *S1*, *ИН*, *ФНЧ*).

Другой вариант четырехквадрантного умножителя время-импульсного типа показан на рис. 8.13, *в* [6]. В схему входят компаратор, построенный на ОУ, переключатели *S1*, *S2*, фильтры *R1C1*, *R2C2* *. Компаратор совместно с фильтром *R1C1* образуют схему генератора управляющих импульсов, относительная длительность которых пропорциональна отношению $U_{вх2}/U_{оп}$. Эти импульсы управляют работой переключателя *S2*, вследствие чего (аналогично схеме рис. 8.13, *а*) напряжение на его выходе пропорционально отношению $U_{вх1}U_{вх2}/U_{оп}$:

$$U_{вых} = \frac{\beta_1}{\beta_2}\frac{R_3}{R_4}\frac{U_{вх1}U_{вх2}}{U_{оп}} = K\frac{U_{вх1}U_{вх2}}{U_{оп}},$$

где $\beta_1 = R_н/(R_2 + R_н)$; $\beta_2 = R_3/(R_1 + R_3)$.

При выборе коэффициента K необходимо иметь в виду, что он связан с диапазоном изменения множителя $U_{вх2}$. С ростом коэффициента K диапазон уменьшается. Если задано $|U_{вх2}^{max}|$, то

$$K = \beta_1/|U_{вх2}^{max}|.$$

Умножители, построенные на основе логарифмических усилителей. Алгоритм работы таких умножителей сводится к логарифмированию входных сигналов с помощью логарифмических усилителей, суммированию результатов логарифмирования и антилогарифмированию результата суммирования.

---

* Для упрощения инверторы сигнала $U_{вх1}$ и опорного напряжения $U_{оп}$ на рис. 8.13, *в* не показаны.

На рис. 8.14 показана схема умножителя, в которой используются два логарифмических усилителя, построенных соответственно на *ОУ1*, *ОУ2*; сумматор на *ОУ3* и антилогарифмический усилитель на *ОУ4*.

Напряжения в точках *A*, *B*, *C* схемы можно записать в виде

$$U_A = \ln U_{вх1};\quad U_B = \ln U_{вх2};\quad U_C = \ln U_{вх1} + \ln U_{вх2} = \ln (U_{вх1}U_{вх2}).$$

Учитывая данные выражения, выходное напряжение можно представить в виде

$$U_{вых} = e^{U_C} = U_{вх1}U_{вх2}.$$

Используя, например, схему логарифмического усилителя (см. рис. 8.8, *а*), можно построить умножитель, имеющий погрешность не хуже 0,5 %. Полоса пропускания умножителей, построенных на основе логарифмических усилнтелей, зависит от уровня входных сигналов.

Глава 9

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ НЕЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

1. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «СОПРОТИВЛЕНИЕ — НАПРЯЖЕНИЕ»

Для получения линейной зависимости напряжения от сопротивления в преобразователях «сопротивление — напряжение» («*R*/*U*») резистивный датчик запитывается от источника тока. Если резистивный датчик удален от источника тока или от усилителя, то для устранения влияния соединительных проводов используются мостовые схемы преобразователей (рис. 9.1), в которых частично или полностью компенсируется влияние сопротивления соединительных проводов $R_{п1}$, $R_{п2}$, $R_{п3}$ и начальное сопротивление датчика [4].

Для схемы рис. 9.1, *а* передаточную функцию можно записать в виде

$$U_{вых} = E_{оп}\frac{R_3 - R_2\dfrac{R_x + R_{п1}}{R_1 + R_{п2}}}{R_2 + R_3},$$

где R_x — сопротивление датчика; $R_{п1}$, $R_{п2}$ — сопротивление проводов.

Принимая $R_2 = R_3 = R$, $R_{x0} = R_1$, где R_{x0} — начальное сопротивление датчика, получаем:

$$U_{вых} = \frac{1}{2}E_{оп}\frac{\Delta R_x + R_{п2} - R_{п1}}{R_1 + R_{п1}}.$$

Отсюда следует, что при $R_{п1} = R_{п2}$ погрешность, обусловлениую сопротивлениями проводов, можно существенно уменьшить (при $R_1 \gg R_{п1}$).

В схеме рис. 9.1, *б* сопротивления $R_{п1}$, $R_{п2}$ включены последовательно с высокоомными сопротивлениями R_I, $R_{вхОУ}$, где $R_I R_{вхОУ}$ — выходное сопротивление источника тока и входное сопротивление ОУ. Поэтому влиянием $R_{п1}$, $R_{п2}$ можно пренебречь. Сопротивление $R_{п4}$ включено в прямой тракт преобразования, в связи с чем оно также не оказывает влияния на результат преобразования. Для уменьшения влияния сопротивления $R_{п3}$ на выходе преобразователя можно включить повторитель напряжения.

Передаточная функция данного преобразователя имеет вид

$$U_{вых} = -I_{оп}R_x + E_{оп}.$$

На рис. 9. 1, *в* показана схема преобразователя с мостом, удаленным от усилителя. Здесь в точку *А* мостовой схемы подается опорное напряжение $E_{оп}$ (с помощью повторителя на *ОУ1*). При этом в точке *Б* с помощью *ОУ2* поддерживается напряженне $U_Б = -E_{оп}R_2/R_1$, в результате чего обеспечивается равенство нулю потенциала точки *В*.

Функция передачи для данной схемы имеет вид

$$U_{\text{вых}} = E_{\text{оп}} \frac{R_1 R_4 - R_2 R_3}{R_1 (R_3 + R_4)}.$$

Отсюда следует, что сопротивления проводов $R_{\text{п1}} - R_{\text{п4}}$ не влияют на результат преобразования. Для исключения влияния сопротивления $R_{\text{п5}}$ на выходе преобразователя можно включить повторитель напряжения. В данной схеме резистивный датчик можно включить в любое плечо моста, однако функция передачи будет линейна только по отношению к плечу *R2*.

В преобразователях, где резисторные датчики работают на сравнительно высокой частоте, существенное влияние на погрешность оказывает емкость проводов. Для устранения этого влияния можно использовать мостовую схему с короткозамкнутой выход-

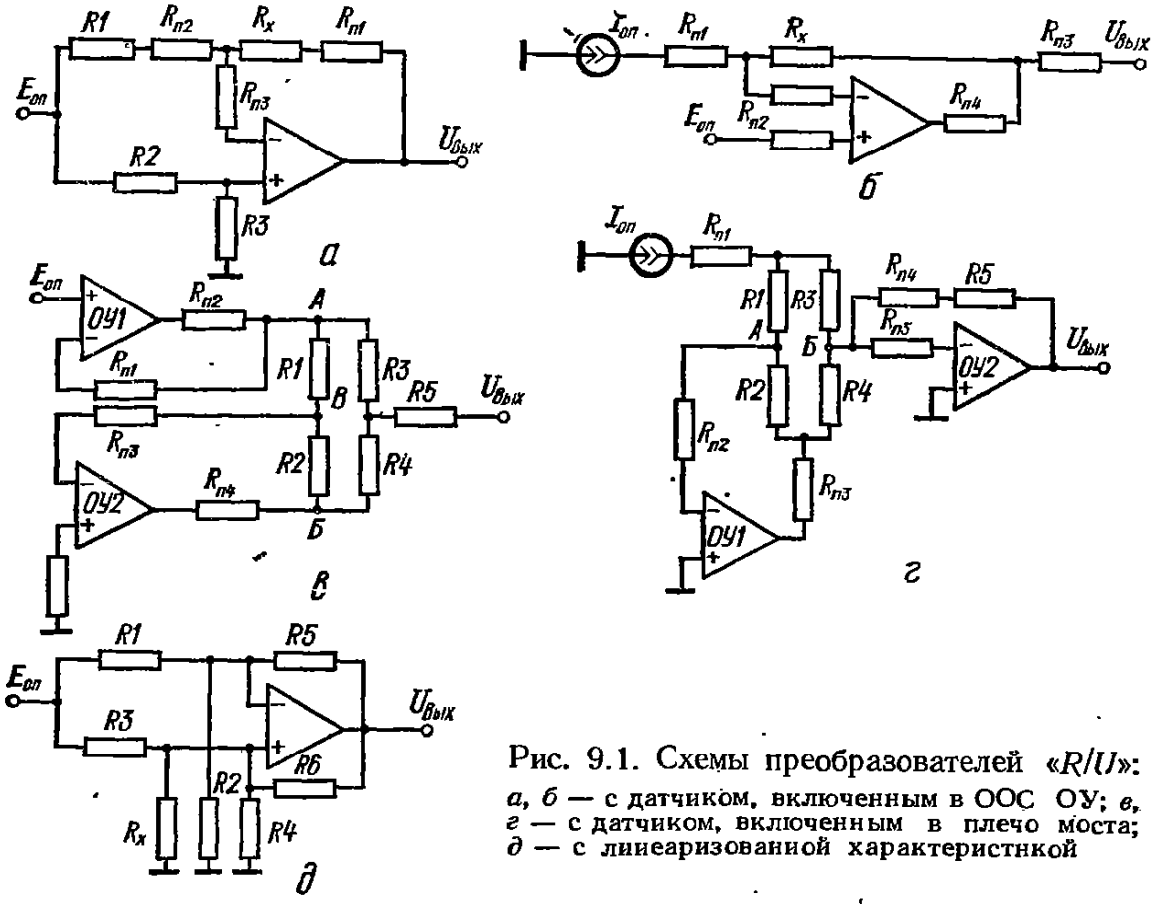


Рис. 9.1. Схемы преобразователей «*R/U*»:
а, б — с датчиком, включенным в ООС ОУ; *в, г* — с датчиком, включенным в плечо моста; *д* — с линеаризованной характеристикой

иой диагональю (рис. 9.1, *г*). В этой схеме мост *R1*, *R2*, *R3*, *R4* питается от источника тока $I_{\text{оп}}$, при этом емкость и сопротивление провода $R_{\text{п1}}$ не оказывают существенного влияния на результат преобразования. Точки *А* и *Б* измерительной диагонали моста имеют потенциалы, равные нулю. Потенциал точки *А* поддерживается равным нулю с помощью *ОУ1*, а точки *Б* — с помощью *ОУ2*, охваченного ООС. Поскольку напряжение в измерительной диагонали примерно равно нулю, то и влияние емкостей проводов, подходящих к измерительной диагонали, будет несущественным. Сопротивления проводов $R_{\text{п2}}$, $R_{\text{п5}}$ не оказывают влияния, так как они включены последовательно с высокоомным входом *ОУ1*, *ОУ2* соответственно. Сопротивление $R_{\text{п3}}$ включено в прямой тракт усиления *ОУ1* и также не влияет на результат преобразования.

Передаточную функцию для данной схемы можно представить в виде

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{оп}} (R_5 + R_{\text{п4}}) \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_4 (R_1 + R_3)}.$$

Отсюда следует, что функция передачи линейна по отношению к сопротивлению *R2*.

При использовании нелинейных резисторных датчиков линеаризацию передаточной функции можно осуществить путем включения в мостовых схемах положительной обратной связи. На рис. 9.1, *д* показана схема мостового преобразователя, в котором ОУ охвачен как отрицательной, так и положительной обратными связями.

При условии $R_1 = R_2 = R_3 = R$ и $R_x = R + \Delta R$ можно записать [4]:

$$U_{вых} = E_{оп} \frac{\frac{\Delta R}{R} + (R + \Delta R)\left(\frac{1}{R_5} - \frac{1}{R_6} - \frac{1}{R_4}\right)}{1 + \left(1 + \frac{\Delta R}{R}\right)\left(1 + \frac{R}{R_4} - 2\frac{R_5}{R_6}\right)}. \qquad (9.1)$$

Условие равновесия моста ($R1$, $R2$, $R3$, R_x) имеет следующий вид:

$$1/R_5 = 1/R_6 + 1/R_4.$$

Для обеспечения линейной зависимости выходного напряжения от R_x требуется обеспечить равенство $1 + R/R_4 = 2R_5/R_6$. Если известны R и $R5$, то резисторы $R6$ и $R4$ можно рассчитать по формулам

$$R_6 = R_5 (2R_5 + R)/(R + R_5), \quad R_4 = 2R_5 + R.$$

Из выражения (9.1) следует, что изменяя сопротивления резисторов $R4$, $R6$, можно получить переменные знак и величину нелинейности коэффициента передачи.

2. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «СОПРОТИВЛЕНИЕ — ЧАСТОТА»

Основными требованиями, предъявляемыми к преобразователям «сопротивление — частота» («R/f»), являются требования высокой линейности и стабильности функции передачи. На рис. 9.2 показана схема преобразователя «R/f», имеющего высокую линейность и стабильность функции передачи [1]. В схему входят интегратор, построенный на $ОУ1$, компаратор $ОУ2$ и неинвертирующий усилитель, построенный на $ОУ3$. Компаратор и неинвертирующий усилитель образуют триггер Шмитта, на вход которого поступает пилообразный сигнал с выхода интегратора (точка A). Схема преобразователя представляет собой генератор прямоугольных импульсов. Если амплитуды положительного и отрицательного выходных импульсов равны по модулю, т. е. $|U^{+}_{вых}| = |U^{-}_{вых}| = U_0$ и $U^{\pm}_{вых} < U^{\pm}_{нас}$, где $U^{\pm}_{нас}$ — напряжение насыщения $ОУ1$ ($ОУ3$), то при изменении полярности выходных импульсов напряжения на входах компаратора (точки A, B) изменятся скачкообразно на величину $\Delta U_A = 2U_0$, $\Delta U_B = 2U_0 (1 + R_0/R_x)$. Затем напряжение на выходе $ОУ1$ (точка A) будет линейно изменяться с постоянной времени $\tau = R_1C_1$ в течение полупериода $T/2$ до момента равенства напряжений $U_A = U_B$, т. е.

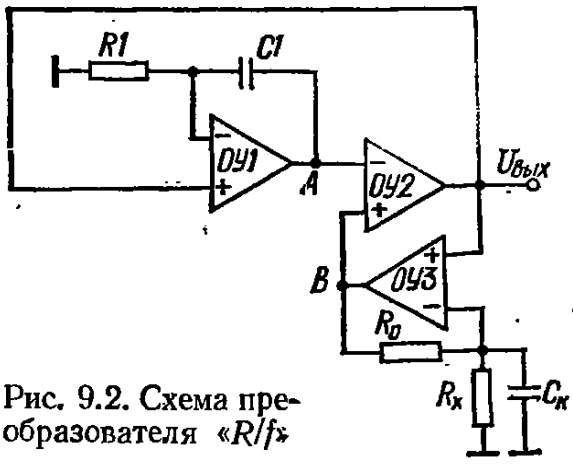


Рис. 9.2. Схема преобразователя «R/f»

$$2U_0 + U_0T/2\tau = 2U_0 (1 + R_0/R_x).$$

Отсюда находим частоту колебаний $f = R_x/4R_0R_1C_1$.

Для исключения влияния емкости кабеля $C_к$, соединяющего резисторный датчик R_x с преобразователем, необходимо сопротивление резистора R_0 выбрать такой величины, чтобы переходной процесс, обусловленный этой емкостью, полностью закончился в течение одного полупериода. Определив таким образом R_0, затем легко рассчитать требуемые U_0 и τ.

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «ЕМКОСТЬ — ЧАСТОТА»

Для построения преобразователей «емкость — частота» («C/f») можно использовать различные RC-генераторы. Схема преобразователя, показанная на рис. 9.3, *а* [2], состоит из усилителя на $ОУ1$, интегратора на $ОУ2$, усилителя-ограничителя $У_{ог}$ и делителя напряжения $Дн$. Схема преобразователя представляет собой генератор прямоугольных импульсов. При изменении полярности выходных импульсов, амплитуды которых равны по модулю, напряжение на выходе $ОУ1$ (точка A) скачкообразно изменяется на величину $U_0 (1 + C_x/C_0)$, где C_x — емкость датчика. Для того чтобы потенциал точки A после скачкообразного изменения был постоянным, инвертирующий вход $ОУ1$ под-

ключается через резистор $R1$ к выходу преобразователя, при этом постояниая времени $\tau_1 = R_1C_0$ выбирается достаточно большой. Напряжение U_A и напряжение, поступающее с выхода $Дн$ U_0/n, интегрируются в течение полупериода, величина которого определяется из соотношения

$$\frac{U_0}{n} = \frac{t}{R_2C_1}[U_0(1 + C_x/C_0) - U_0/n],$$

где U_0 — амплитуда выходного напряжения; n — коэффициент деления $Дн$.

Отсюда

$$f = \frac{1}{2}\left(\frac{n-1}{\tau} + \frac{nC_x}{\tau C_0}\right) =$$

$$= f_0 + \frac{nC_x}{2C_0\tau},$$

где $\tau = R_2C_1$; f_0 — начальная частота.

Другой вариант преобразователя «C/f» показан на рис. 9.3, *б*. Схема преобразователя представляет собой генератор прямоугольных импульсов, в который входит интегратор, состоящий из источника тока на $ОУ1$, R_xC_x-интегрирующей цепи, повторителя напряжения на $ОУ2$ и триггера Шмитта на $ОУ3$. Все узлы, входящие в преобразователь, рассмотрены в соответствующих разделах данного справочника. Передаточную функцию данного преобразователя можно представить в виде

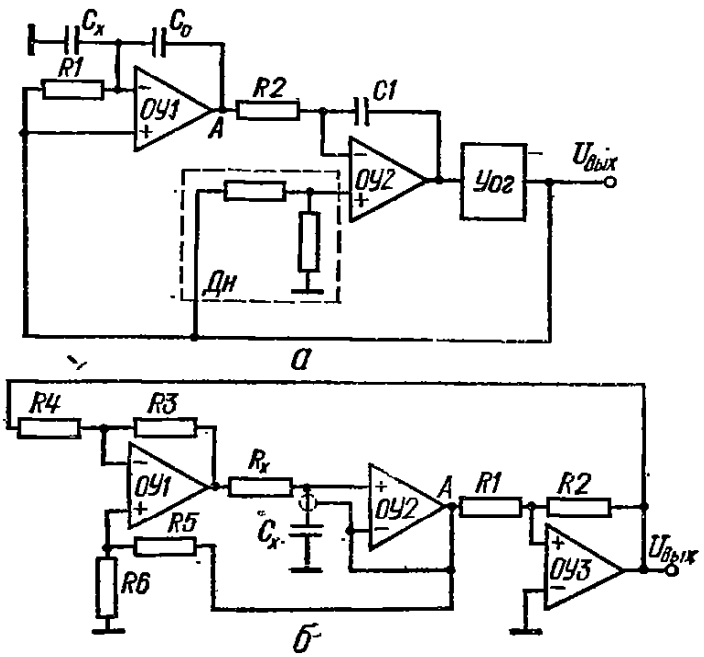


Рис. 9.3. Схемы преобразователей «C/f»

$$f = 4C_xR_x\frac{R_6R_1}{R_5R_2}.$$

Отсюда следует, что частота выходного сигнала преобразователя изменяется прямо пропорционально емкости C_x и сопротивлению резистора R_x, т. е. данный преобразователь можно использовать как преобразователь «C/f», «R/f» или «τ/f».

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ «ТЕМПЕРАТУРА — НАПРЯЖЕНИЕ»

Простые и точные преобразователи «температура — напряжение» (T^0/U) можно построить на основе кремниевого транзистора, используемого в качестве датчика температуры [5; 9].

Ток коллектора кремниевого транзистора можно представить в виде [9]

$$I_к = \frac{\alpha}{\eta}(T^0)^r \exp(-gU_0/K_бT^0)\{\exp(gU_{бэ}/K_бT^0) - 1\},$$

где η — коэффициент ионизации; T^0 — абсолютная температура; r — коэффициент подвижности неосновных носителей в базовой области; α — коэффициент, зависящий от геометрических размеров транзистора; U_0 — экстраполированное значение запрещенной зоны кремния; $U_{бэ}$ — напряжение перехода база — эмиттер; g, $K_б$ — заряд электрона и постоянная Больцмана.

Для большинства кремниевых транзисторов $U_0 = 1{,}205$ В, $r = 1{,}5$.

Учитывая, что $gU_{бэ}/K_бT^0 \gg 1$ и $\eta \approx 1$, представим данное выражение в виде

$$U_{бэ} = U_0 - (K_бT^0/g)\ln(\alpha T^{0r}/I_к) = U_0 - (U_0 - U_{бэ1})T^0/T_1^0 -$$

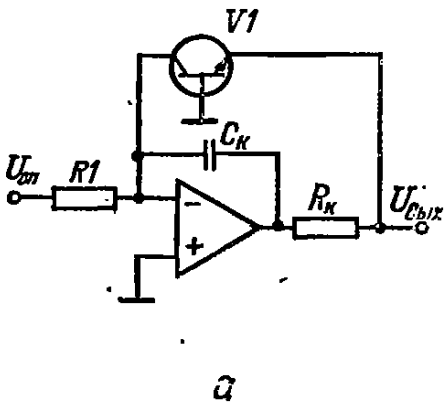
$$- (K_бT^0/g)\ln\{(T^0/T_1^0)^r(I_{к1}/I_к)\}, \qquad (9.2)$$

где $U_{бэ1}$ — напряжение перехода база—эмиттер при температуре T_1^0; $I_{к1}$ — ток коллектора при температуре T_1^0.

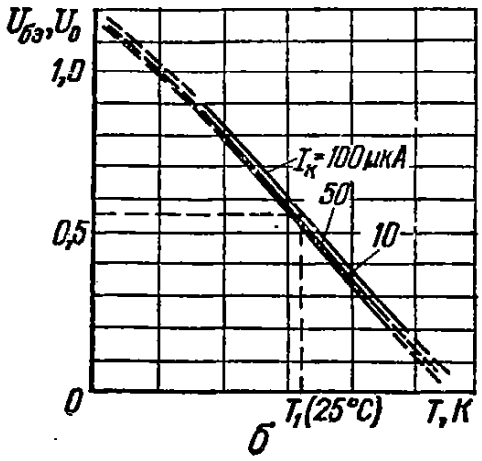
Первая производная функция (9.2), характеризующая нелинейность функции передачи, определится как

$$\dot{U}_{бэ} = \partial U_{бэ}/\partial T^0 = (U_{бэ} - U_0)/T^0 - (K_б/g)\{r - (T^0/I_к)(\partial I_к/\partial T^0)\}. \qquad (9.3)$$

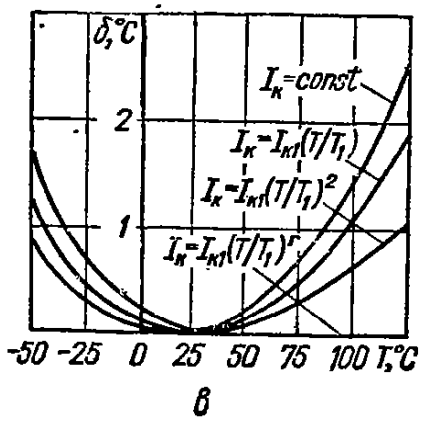
Из выражений (9.2), (9.3) следует, что при $I_к = \text{const}$ наблюдается небольшая погрешность нелинейности, величина которой зависит от диапазона изменения функции $U_{бэ}(T^0)$.



а



б



в

Рис. 9.4. Схема (*а*), зависимость выходного напряжения от температуры (*б*) и зависимость погрешности нелинейности от вида корректирующей функции $I_к(T^0)$ (*в*) преобразователя «T^0/U» с кремниевым транзистором в качестве датчика температуры

Оценим нелинейность функции (9.2) относительно касательной, проведенной через точку $U_{бэ1}(T_1^0)$. Уравнение этой касательной можно представить в виде

$$U^*_{бэ} = U_{бэ1} + \dot{U}_{бэ1}(T^0 - T_1^0) = U_0^* - (T^0/T_1^0)(U_0^* - U_{бэ1}), \qquad (9.4)$$

где $U_0^* = U_0 + (K_б T_1^0/g)\{r - (T_1^0/I_{к1})(\partial I_к/\partial T^0)_{T^0=T_1^0}\}$.

Вычитая из уравнения (9.4) выражение (9.2), получаем теоретическое отклонение реальной функции $U_{бэ}(T^0)$ от идеальной линейной функции $U^*_{бэ}(T^0)$:

$$\Delta U_{бэ} = U^*_{бэ} - U_{бэ} = \{K_б(T_1^0 - T^0)/g\}\{r - (T_1^0/I_{к1})(\partial I_к/\partial T^0)_{T^0=T_1^0}\} +$$

$$+ (K_б T^0/g)\ln\{(T^0/T_1^0)^r (I_{к1}/I_к)\}. \qquad (9.5)$$

На рис. 9.4, *а* показан наиболее простой вариант схемы преобразователя «T^0/U», где коллекторный ток через транзистор *V1* задается с помощью опорного источника напряжения $U_{оп}$ и резистора *R1*. Цепь $R_к C_к$ включена для обеспечения устойчивости ОУ. Выходное напряжение преобразователя определяется по формуле (9.2). Графически передаточная функция $U_{вых}(T^0)$ показана на рис. 9.4, *б*.

Из выражения (9.5) при $I_к = \text{const}$ находим значение нелиинейности (в абсолютных единицах) передаточной функции данной схемы:

$$\Delta U_{бэ} = r(K_б/g)(T_1^0 - T^0) + r(K_б T^0/g)\ln(T^0/T_1^0).$$

Один из путей уменьшения этой нелинейности заключается в регулировании тока

коллектора транзистора *V1* в зависимости от температуры. Используя различные функции $I_к(T^0)$, можно скомпенсировать нелинейность функции $U_{бэ}(T^0)$.

Так, для $I_к = I_{к1}(T^0/T_1^0)$ имеем

$$\Delta U_{бэ} = (r-1)(K_б/g)(T_1^0 - T^0) + (r-1)(K_б T^0/g)\ln(T^0/T_1^0),$$

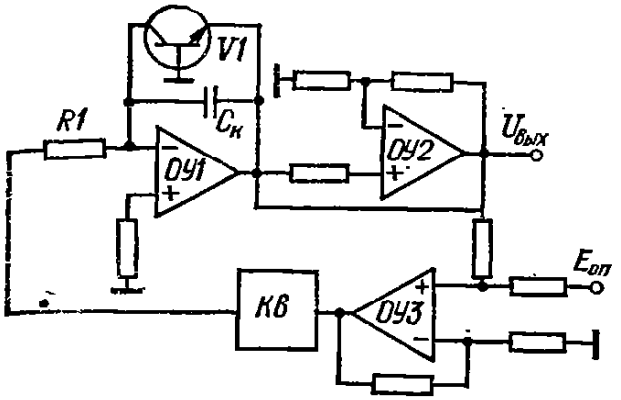


Рис. 9.5. Вариант схемы преобразователя «T^0/U» с линеаризованной функцией передачи

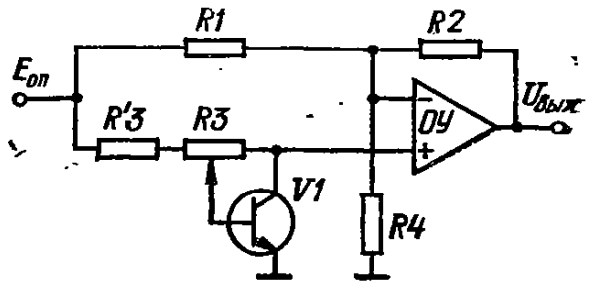


Рис. 9.6. Схема преобразователя «T^0/U» с переменной крутизной функции передачи

для $I_к = I_{к1}(T^0/T_1^0)^2$

$$\Delta U_{бэ} = (r-2)(K_б/g)(T_1^0 - T^0) + (r-2)(K_б T^0/g)\ln(T^0/T_1^0),$$

для $I_к = I_{к1}(T^0/T_1^0)^r$ $\Delta U_{бэ} \equiv 0$.

На рис. 9.4, *в* показаны графики функции $\delta(T^0)$ ($\delta(T^0)$ — погрешность нелинейности в градусах) для разных корректирующих функций $I_к(T^0)$. Очевидно, что полная компенсация нелинейности функции $U_{бэ}(T^0)$ достигается при использовании корректирующей функции вида $I_к = I_{к1}(T^0/T_1^0)^r$. Однако коэффициент r для различных транзисторов имеет большой разброс. Поэтому для обеспечения взаимозаменяемости транзисторов на практике целесообразно использовать корректирующую функцию вида $I_к = I_{к1}(T^0/T_1^0)$.

На рис. 9.5 показан вариант схемы преобразователя «T^0/U», в которой ток коллектора транзистора *V1* изменяется в зависимости от $U_{бэ}$ (а следовательно, и от температуры)

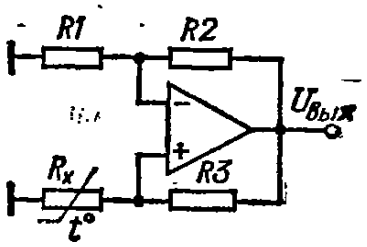


Рис. 9.7. Схема преобразователя с автобалансирующимся мостом

как

$$I_к = I_{к1}\{K_1(U^*_{бэ} - U_а)^2 + K_2\},$$

где K_1, K_2 — постоянные коэффициенты; $U_а$ — напряжение смещения.

Формирование тока $I_к$ осуществляется с помощью квадратора *Кв* и неинвертирующего сумматора, построенного на *ОУ3*. На выходе преобразователя включен масштабирующий усилитель, построенный на *ОУ2*. В качестве квадратора можно использовать одиу из схем умножителей, рассмотренных в соответствующей главе данного справочника. Точность преобразования в диапазоне температур —40—125 °С не превышает ±0,1°.

Если рабочий диапазон преобразования невелик, то можно использовать схему, показанную на рис. 9.6 [6]. Отличительной особенностью данной схемы является то, что крутизна функции передачи преобразователя может регулироваться с помощью переменного резистора *R3*, что важно для взаимозаменяемости датчиков.

Ряд простых и точных преобразователей температуры, мощности излучения, скорости потока воздуха и другие можно построить на основе автобалансирующего моста, в плечо которого включен терморезистор [7, 10]. Типовая схема такого преобразователя показана на рис. 9.7. В отличие от мостовых схем, рассмотренных выше, здесь питание моста осуществляется с выхода *ОУ*, вход которого подключен к измерительной диагонали моста. В качестве термодатчика в этих схемах используется терморезистор, сопро-

тивление которого зависит как от температуры окружающей среды, так и от температуры, обусловленной мощностью рассеяния терморезистора. В рассматриваемой схеме используется терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом. Работа преобразователя сводится к поддержанию постоянной мощности рассеяния терморезистора R_x, которая при $R_1 = R_2 = R_3 = R$ определится из выражения

$$P_{R_x} = U^2_{\text{вых}}/4R = \text{const}.$$

Диапазон преобразования ограничен максимально допустимой мощностью рассеяния терморезистора R_x. Рассмотрим работу схемы. При включении питания ОУ возникает релаксационный процесс, обусловленный тем, что при максимальном значении R_x действие положительной обратной связи сильнее действия отрицательной обратной связи. При этом на выходе ОУ возникает состояние насыщения. Это состояние неустойчиво, так как мощность $P_{R_x} = U^2_{\text{нас}} R_x/(R_3 + R_x)$, выделяемая в терморезисторе, будет разогревать R_x, вследствие чего сопротивление терморезистора будет уменьшаться в соответствии с зависимостью

$$R_x = R_{x0} e^{B\frac{T_0^0 - T^0}{T_0^0 T^0}},$$

где $B = \text{const}$; R_{x0} — сопротивление терморезистора при температуре T^0.

При $R_x = R_1 R_3/R_2$ действие ООС будет превышать действие положительной обратной связи, и мост будет сбалансирован. В дальнейшем под действием ООС мощность рассеяния R_x будет поддерживаться постоянной, а выходное напряжение ОУ будет отслеживать изменения условий окружающей среды: температуры, теплоотвода, обдува.

Для маломощных интегральных ОУ в схеме целесообразно использовать микромодульные терморезисторы типа СТ3-24, СТ3-26.

При включении питания ОУ релаксационный процесс может протекать как в направлении формирования положительной, так и отрицательной полярности выходного напряжения насыщения ОУ. Поэтому ОУ следует запитать от одного заземленного источника питания либо предусмотреть специальные меры по формированию необходимого направления релаксационного процесса [3].

5. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ СВЕТОВЫХ ПОТОКОВ

В качестве датчиков в преобразователях световых потоков широко применяются фоторезисторы, фотодиоды и фототранзисторы. Фотодиод представляет собой p-n-переход, реагирующий на излучение в определенном диапазоне длин волн. В режиме короткого замыкания (фотогальванический режим) фотодиод (ФД) генерирует ток, значение которого прямо пропорционально освещенности $E_{\text{ФД}}$:

$$I_{\text{ФД}} = K_{\text{ФД}} E_{\text{ФД}},$$

где $K_{\text{ФД}}$ — коэффициент преобразования *ФД*.

Отличительной особенностью работы *ФД* в фотогальваническом режиме является независимость фототока $I_{\text{ФД}}$ от температуры.

На рис. 9.8, *а* показана схема фотоусилителя, в которой *ФД* работает в фотогальваническом режиме. Выходное напряжение усилителя в данном случае

$$U_{\text{вых}} = -I_{\text{ФД}}(R_1 + R_2) = -K_{\text{ФД}} E_{\text{ФД}}(R_1 + R_2) = -e_{\text{ФД}} K_{\text{у}},$$

где $e_{\text{ФД}}$ — фотоЭДС.

В схеме фотоусилителя (рис. 9.8, *б*) ФД работает в вентильном режиме. Ток, протекающий через *ФД*,

$$I_{\text{ФД}} = I_0\left(\exp\frac{gE_{\text{оп}}}{KT} - 1\right) - I_{\text{ф}},$$

где I_0 — темновой ток ФД; $I_{\text{ф}}$ — генерируемый фототок; $g/KT^0 \approx \frac{11\,000}{T^\circ}$ —(T°— температура в градусах Кельвина).

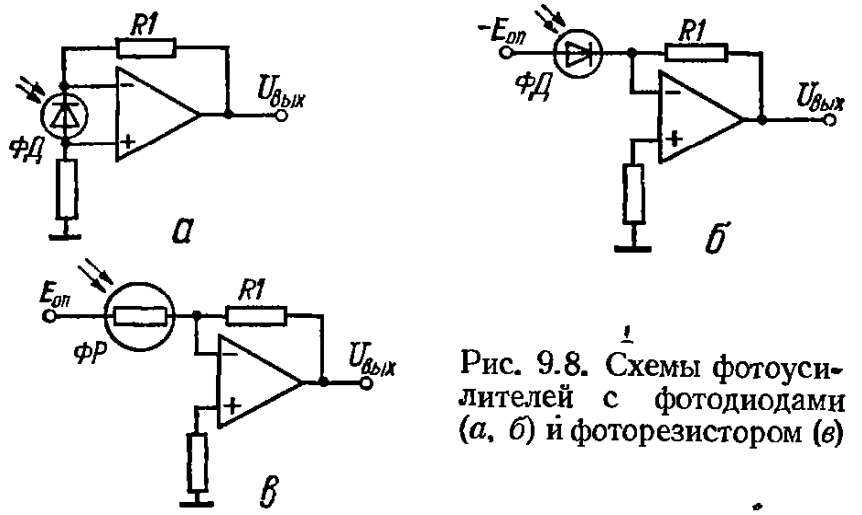


Рис. 9.8. Схемы фотоусилителей с фотодиодами (*а*, *б*) и фоторезистором (*в*)

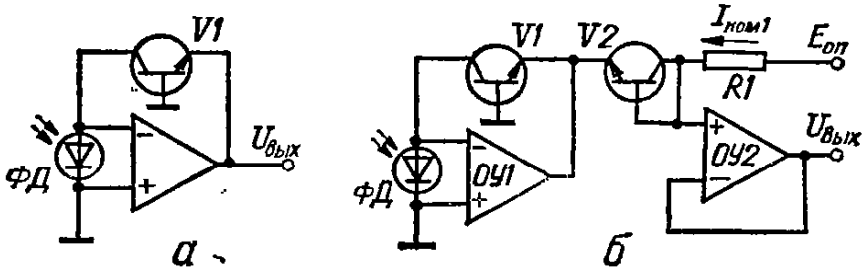


Рис. 9.9. Схемы логарифмических усилителей без термокомпенсации (*а*) и с термокомпенсацией (*б*)

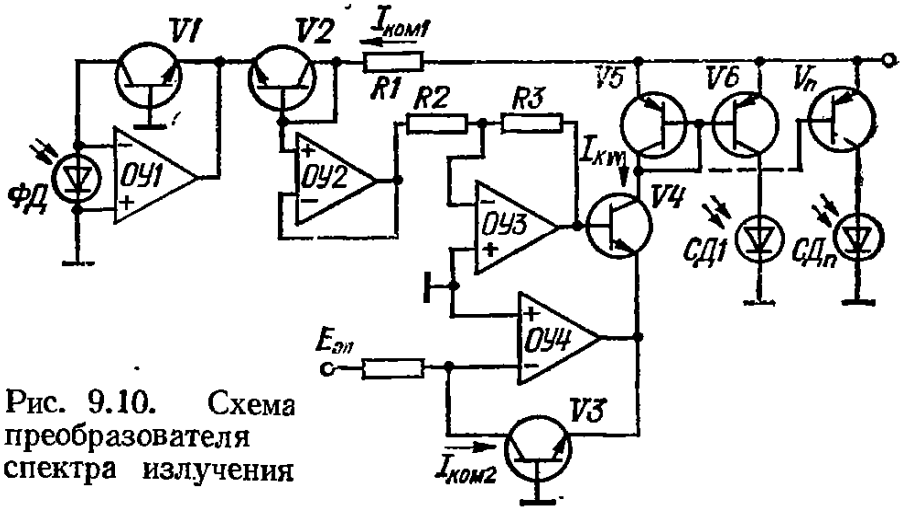


Рис. 9.10. Схема преобразователя спектра излучения

Выходное напряжение можно записать в следующем виде:

$$U_{вых} = -R_1 I_{ФД}.$$

Схема фотоусилителя, где в качестве фотодатчика используется фоторезистор (ФР), показана на рис. 9.8, *в*. При изменении светового потока изменяется сопротивление $R_{ФР}$, при этом напряжение на *ФР* не изменяется. Следовательно, выходное напряжение усилителя

$$U_{вых} = -E_{оп} R_1 / R_{ФР}.$$

При больших изменениях освещенности обычно используют логарифмические фотоусилители. Для схемы логарифмического фотоусилителя (рис. 9.9, *а*), в которой *ФД* работает в фотогальваническом режиме, можно записать следующее выражение:

$$U_{вых} = -\varphi_к \ln I_{ФД}/I_0,$$

где $\varphi_к$ — контактная разность потенциалов *p-n*-перехода.

Для компенсации темнового тока I_0 можно использовать дополнительный идентичный транзистор, схема включения которого показана на рис. 9.9, *б*. Выходное напряжение для данной схемы можно записать в виде

$$U_{вых} = -\varphi_к \ln I_{ФД}/I_{ком1},$$

где $I_{ком1}$ — ток компенсации (устанавливается резистором *R1*).

В оптических приборах, где в поле зрения находятся индикаторные светодиоды, яркость которых должна изменяться по определенному закону в зависимости от освещенности ФД, работающих, например, в инфракрасном диапазоне волн, можно использовать схему преобразователя рис. 9.10 [11]. Здесь на входе преобразователя включен описанный выше фотоусилитель на *ОУ1*, *ОУ2*. Выходное напряжение этого усилителя поступает на масштабирующий усилитель на *ОУ3*. Затем выходной сигнал *ОУ3* антилогарифмируется. В результате ток, протекающий через каждый из светодиодов *СД*,

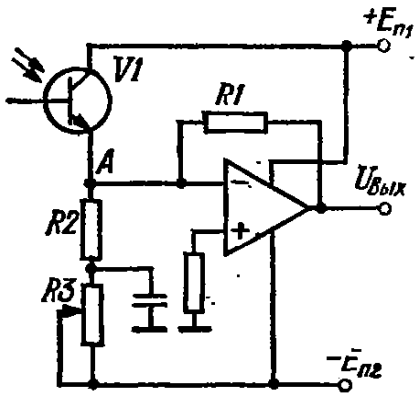


Рис. 9.11. Схема фотоусилителя с фототранзистором

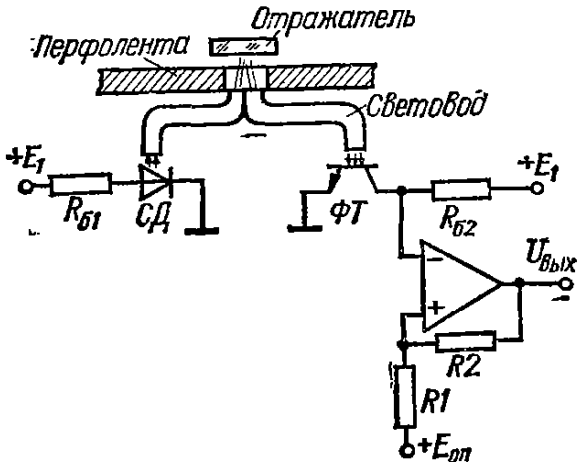


Рис. 9.12. Схема фотосчитывающего устройства

$$I_{СДi} = SI_{ком2}(K_{ФД}E_{ФД}/I_{ком1})^{K_1},$$

где $S = I_{СДi}/I_{кV4}$; $K_1 = R_3/R_2$; $I_{ком2}$ — ток компенсации, формируемый логарифмическим усилителем на *ОУ4*.

Поскольку между силой света светодиода и током, протекающим через него, имеет место линейная зависимость, то регулируя коэффициент передачи усилителя, построенного на *ОУ3*, можно получить необходимую зависимость между входным световым потоком и яркостью светодиода.

В преобразователях световых потоков в качестве датчиков широко используют фототранзисторы (ФТ). Для увеличения полосы пропускания фотопреобразователей с ФТ необходимо уменьшать сопротивление нагрузки (сопротивление, включенное последовательно с ФТ), так как быстродействие ФТ определяется процессами перезарядки коллекторно-эмиттерной емкости ФТ.

Простейшая схема фотопреобразователя, где ФТ работает в токовом режиме, показана на рис. 9.11. Поскольку потенциал точки *A* равен нулю (для идеального ОУ), то ФТ в данной схеме работает без нагрузки. Выходное напряжение преобразователя

$$U_{вых} = -R_1 I_{R1},$$

где I_{R1} — ток, протекающий через *R1*.

Переменный резистор *R3* используется для подстройки нуля выходного напряжения. Для уменьшения влияния дрейфа темнового тока первый каскад преобразователя можно выполнить в виде балансного каскада с использованием идентичной пары ФТ.

В дискретных устройствах наиболее часто используют преобразователи световых потоков с релейной характеристикой. На рис. 9.12 показана схема фотосчитывающего устройства, предназначенного для получения электрического эквивалента кода, нанесенного на перфоленту. Световой поток, формируемый светодиодом *СД*, через световод, отверстие в перфоленте, отражатель, другой световод поступает на ФТ. Если отражатель перекрыт перфолентой, то световой поток прерывается, и ФТ заперт. Для формирования логических уровней на выходе устройства включен триггер Шмитта на ОУ.

6. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МАГНИТНОЙ ИНДУКЦИИ

Наиболее простые схемы преобразователей магнитной индукции можно построить на основе рассмотренных генераторов или триггеров, где в качестве датчика используется магниторезистор $R_д$ [8]. На рис. 9.13, *а* показана схема преобразователя магнитной индукции в частоту колебаний. Схема представляет собой генератор синусоидальных колебаний с мостом Вина. При условии $R_3/R_4 > R_д/R_2 + C_2/C_1$ в генераторе возникнут колебания, частота которых определяется по формуле

$$f = 2\pi\sqrt{1/C_1C_2R_2R_д}.$$

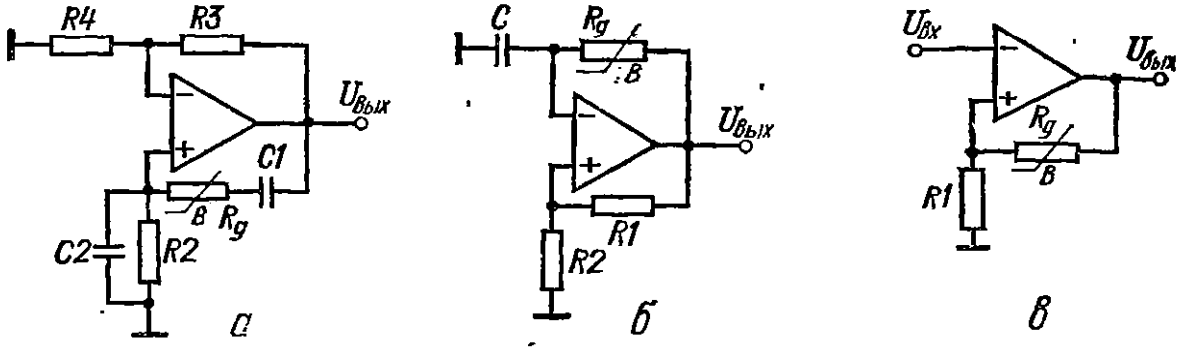
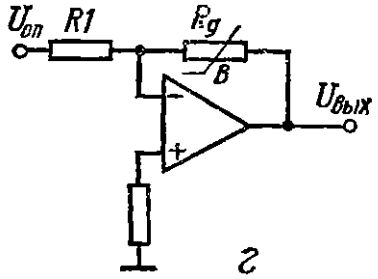


Рис. 9.13. Схемы преобразователей магнитной индукции



В области сильных магнитных полей ($B > 0{,}1$ Тл) магнитная индукция будет пропорциональна периоду колебаний выходного напряжения $T = 1/f$, т. е.

$$B = (T - T_0)/\mu T_0,$$

где T_0 — период колебаний при $B = 0$; μ — параметр магниторезистора (подвижность носителей тока).

Другой вариант схемы преобразователя с использованием мультивибратора показан на рис. 9.13, *б*. Период колебаний при $U^{+}_{нас} = U^{-}_{нас}$

$$T = 2\tau \ln\frac{1+\beta_п}{1-\beta_п}, \quad \text{где } \beta_п = R_2/(R_1 + R_2), \quad \tau = R_д C.$$

На рис. 9.13, *в* показана схема преобразователя, построенная на основе триггера Шмитта. Датчик магнитной индукции в данной схеме включен в цепь положительной обратной связи. Для данной схемы порог переключения связан с магнитной индукцией следующей зависимостью:

$$\beta = (U_1 - U_0)/\mu U_0,$$

где U_0 — пороговое напряжение при $B = 0$; $U_1 = -R_1 U_{вых}/R_д$ — текущее значение порогового напряжения.

Схема может использоваться в качестве реле, реагирующего на заданное значение магнитной индукции.

Для построения преобразователей, у которых выходной сигнал представляет собой напряжение, линейно зависящее от магнитной индукции, можно использовать схему рис. 9.13, *г*, в которой магниторезистор включен в цепь ООС инвертирующего усилителя. Передаточную функцию можно представить в виде

$$1 + \mu B = \frac{U_{вых}}{U_{оп}}\frac{R_1}{R_{д0}},$$

где $R_{д0}$ — сопротивление $R_д$ при $B = 0$.

Отсюда следует, что выходное напряжение изменяется прямо пропорционально магнитной индукции.

ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН

1. ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕМЕННЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

В зависимости от эффекта количества воздействия сигнала в том или ином процессе различают среднее $U_{ср}$, средневыпрямленное $U_{св}$, эффективное $U_{эфф}$ и амплитудное (пиковое) U_{max} значения напряжения (аналогично для тока).

Среднее значение

$$U_{ср} = \frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} u(t)\, dt \qquad (10.1)$$

показывает, имеется ли в сигнале постоянная составляющая.

Средневыпрямленное значение

$$U_{св} = \frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} |u(t)|\, dt \qquad (10.2)$$

определяется как амплитудным, так и фазовым спектром сигнала. Средневыпрямленное значение положительных полуволн сигнала, не содержащего постоянной составляющей, равно средневыпрямленному значению отрицательных полуволн.

Эффективное (действующее, среднеквадратическое) значение

$$U_{эфф} = \sqrt{\frac{1}{t_{j+1} - t_j} \int_{t_j}^{t_{j+1}} u^2(t)\, dt} \qquad (10.3)$$

характеризует мощность электрического процесса и по тепловому воздействию является эквивалентом постоянных сигналов. Эффективное значение определяется только амплитудным спектром сигнала и не зависит от его фазового спектра. Эффективные значения положительных и отрицательных полуволн сигнала в общем случае не равны и связаны зависимостью

$$U^2_{эфф} = (U^+_{эфф})^2 + (U^-_{эфф})^2.$$

Амплитудное (пиковое) значение

$$U_{max} = \max_{t \in (t_j, t_{j+1})} |u(t)| \qquad (10.4)$$

зависит как от амплитудного, так и от фазового спектра сигнала. В практике различают амплитудные значения U^+_{max} и U^-_{max} — соответственно за положительный и отрицательный полупериоды. В общем случае $U^+_{max} \neq U^-_{max}$. Часто информационным параметром является двойной размах амплитуды: $U^{\pm}_{max} = U^+_{max} + U^-_{max}$.

Выражения (10.1) — (10.3) справедливы для периодических и почти периодических сигналов. Для периодических сигналов

$$t_j = t_0 + jT, \quad t_{j+1} = t_0 + (j+1)T,$$

где t_0 — некоторый фиксированный момент времени; T — период; $j = 0, 1, 2, \ldots$

Для почти периодических сигналов период T является временем усреднения, которое в общем случае должно стремиться к бесконечности. Практически бывает достаточным, чтобы в отрезок T укладывалось несколько почти периодов функции $u(t)$.

Для приближенной характеристики формы кривой сигнала используют коэффициенты формы $K_ф$ (формфактор), амплитуды (пикфактор) K_a и усреднения $K_{ср}$. Указанные коэффициенты определяют через соответствующие параметры интенсивности сиг-

налов:

$$K_\Phi = U_{эфф}/U_{ср};\quad K_а = U_{max}/U_{эфф},\quad K_{ср} = U_{max}/U_{ср}.$$

Коэффициенты формы, амплитуды и усреднения, связанные зависимостью $K_{ср} = K_а K_\Phi$, лишь в первом приближении характеризуют форму кривой сигнала. Для любой периодической функции времени имеет место неравенство $1 \leqslant K_\Phi \leqslant K_а \leqslant K_{ср}$. Для сигнала вида «квадратная волна» (меандр) коэффициенты $K_\Phi = K_а = K_{ср} = 1$. Для синусоидальных сигналов $K_\Phi = \pi/2\sqrt{2}$, $K_а = \sqrt{2}$, $K_{ср} = \pi/2$. Отличие кривой сигнала от синусоидальной формы оценивается по коэффициенту гармоник $K_г$ (клир-фактор) либо по коэффициенту нелинейных искажений $K_н$:

$$K_г = \frac{1}{U_1}\sqrt{\sum_{k=2}^{N} U_k^2};\quad K_н = \frac{1}{U_{эфф}}\sqrt{\sum_{k=2}^{N} U_k^2},$$

где U_k — эффективное значение k-й гармоники сигнала.

Коэффициенты $K_г$ и $K_н$ связаны соотношением

$$K_н = \frac{K_г}{\sqrt{1+K_г^2}} \approx K_г\left(1 - \frac{1}{2}K_г^2\right).$$

Эффективное значение $u(t)$ можно выразить через эффективное значение 1-й гармоники сигнала и через $K_г$:

$$U_{эфф} = U_1\sqrt{1+K_г^2} \approx U_1\left(1 + \frac{1}{2}K_г^2\right).$$

2. АКТИВНЫЕ ВЫПРЯМИТЕЛИ

Выпрямители представляют собой устройства, формирующие модуль входного сигнала, т. е.

$$U_{вых} = K\,|\,u(t)\,|.$$

В пассивных выпрямителях, где используются диоды, напряжение открывания p-n-перехода (около 0,7 В) при низких уровнях сигналов вносит недопустимо большую погрешность. В активных выпрямителях диод используется как нелинейный элемент

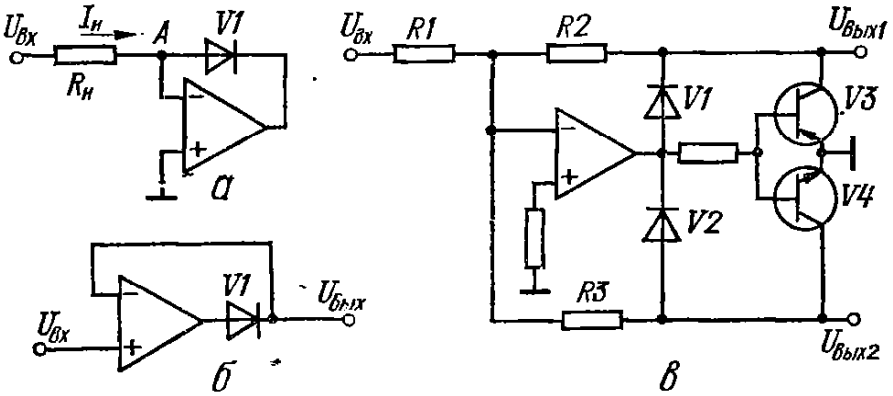


Рис. 10.1. Схемы однополупериодных выпрямителей

в цепи ООС усилителя, что позволяет снизить пороговое значение открывания p-n-перехода в $K_у\beta$ раз. Кроме того, влияние нелинейности, нестабильности и разброса сопротивления диода также уменьшается в $K_у\beta$ раз, где $K_у\beta$ — петлевое усиление.

Схемы однополупериодных выпрямителей (рис. 10.1, *а*, *б*) представляют собой «идеальные диоды», используемые для выпрямления тока и напряжения. Выпрямитель, выполненный по схеме рис. 10.1, *а*, включается последовательно с нагрузкой $R_н$. При прямом направлении тока $I_н$ диод *V1* открыт выходным напряжением ОУ отрицательной полярности, при этом потенциал точки *A* равен нулю (для идеального ОУ), что эквивалентно подсоединению $R_н$ к общей шине. При другом направлении тока $I_н$ диод *V1* заперт выходным напряжением ОУ положительной полярности, при этом последовательно с $R_н$

будет включено обратное сопротивление закрытого диода *V1*, что эквивалентно отключению нагрузки от общей шины. Для смещения характеристики выпрямителя в ту или другую сторону на неинвертирующий вход ОУ можно подать управляющее напряжение соответствующей полярности.

В выпрямителе, выполненном по схеме рис. 10.1, *б*, при положительной полярности входного сигнала диод *V1* открыт, вследствие чего ОУ будет охвачен ООС, а схема выпрямителя может рассматриваться как повторитель напряжения. При отрицательной

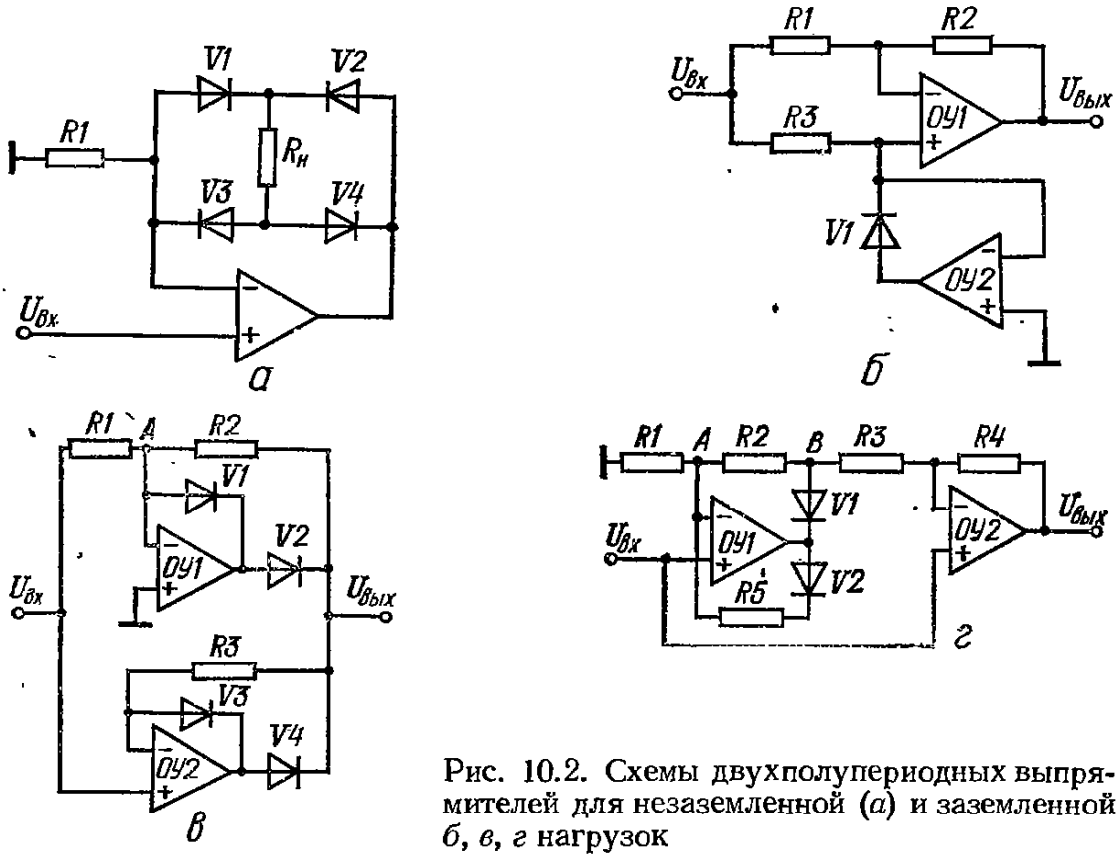


Рис. 10.2. Схемы двухполупериодных выпрямителей для незаземленной (*а*) и заземленной *б*, *в*, *г* нагрузок

полярности входного сигнала диод *V1* заперт выходным напряжением ОУ отрицательной полярности, в результате чего напряжение на нагрузке $R_н$ будет определяться обратным током диода *V1*. Максимально допустимая амплитуда входного сигнала в выпрямителе рис. 10.1, *б* ограничивается допустимым синфазным напряжением ОУ. Очевидно, что изменив полярность включения диода *V1* в схемах рис. 10.1, *а*, *б*, изменится и выпрямляемая фаза сигнала.

Для выпрямления сигналов с одновременным их масштабированием наиболее широко используется схема однополупериодного выпрямителя, показанная на рис. 10.1, *в*, в которой имеются раздельные цепи ООС для положительной и отрицательной полуволн сигнала. Положительная полуволна входного напряжения замыкается через диод *V2* и резистор *R3*, отрицательная — через *V1* и *R2*. Коэффициенты передачи по выходам *1* и *2* соответственно равны $K_1 = -R_2/R_1$, $K_2 = -R_3/R_1$. В режиме отсечки остаточное выходное напряжение определяется током утечки через запертый диод. Для выравнивания входных токов ОУ при положительной и отрицательной полуволнах сигнала сопротивления резисторов *R2* и *R3* выбираются равными. Выходное сопротивление (по каждому из выходов) данного выпрямителя не постоянно и скачкообразно изменяется от нуля (при пропускании сигнала) до R_2 на выходе *1* и до R_3 на выходе *2*. Непостоянство выходного сопротивления выпрямителя затрудняет построение прецизионных двухполупериодных устройств на основе данной схемы. Поэтому на выходе выпрямителя целесообразно включить два ключа *V3*, *V4*, управление которыми осуществляется выходным напряжением ОУ, изменяющимся скачкообразно на $2\varphi_к$ при переходе через нулевой уровень. Ключ *V3* закорачивает выход *1* на общую шину при запертом диоде *V1*. Соответственно ключ *V4* закорачивает выход *2* на общую шину при запертом диоде *V2*. В результате выходное сопротивление по обоим выходам выпрямителя будет определяться либо сопротивлением открытого ключа, либо выходным сопротивлением повторителя напряжения, построенного на ОУ.

Схема двухполупериодного выпрямителя, построенного на одном ОУ для незаземленной нагрузки, показана на рис. 10.2, *а*. Нагрузка $R_н$ включена в одну из диаго-

налей диодного моста *V1—V4*. Для положительной полярности входного напряжения открыты диоды *V2*, *V3*, диоды *V1*, *V4* заперты. Схема в этом случае может рассматриваться как неинвертирующий усилитель, коэффициент передачи которого по отношению к $R_н$ равен $R_н/R_1$. Для отрицательной полярности диоды *V1*, *V4* открыты, диоды *V2*, *V3* заперты. Схема также может рассматриваться как неинвертирующий усилитель с коэффициентом передачи $R_н/R_1$ (направление тока в $R_н$ не изменяется).

На рис. 10.2, *б* показана схема двухполупериодного выпрямителя [8] для заземленной нагрузки с минимальным числом элементов. Выпрямитель работает в соответствии со следующим алгоритмом:

$$U_{вых}(t) = \begin{cases} Ku_{вх}(t) \text{ при } u_{вх}(t) > 0; \\ -Ku_{вх}(t) \text{ при } u_{вх}(t) < 0, \end{cases}$$

т. е. в зависимости от полярности входного сигнала изменяется знак коэффициента передачи усилителя. Изменение знака осуществляется с помощью выпрямителя тока, построенного на *ОУ2*. При отрицательной полуволне неинвертирующий вход *ОУ1* закорочен на общую шину через весьма низкое выходное сопротивление *ОУ2*, работающего в этом случае в режиме повторителя напряжения. Коэффициент передачи для отрицательной полуволны $K^- = -R_2/R_1$. Для положительной полуволны диод *V1* будет заперт выходным напряжением *ОУ2*, а коэффициент передачи выпрямителя будет равен единице, т. е.

$$K^+ = -R_2/R_1 + 1 + R_2/R_1 = 1.$$

Таким образом, если выбрать $R_1 = R_2$, то коэффициент передачи будет равен единице для положительной и минус единице для отрицательной полуволн. Входное сопротивление данного выпрямителя непостоянно в связи с коммутацией резистора *R3*.

На рис. 10.2, *в* показана схема двухполупериодного выпрямителя, построенного на основе двух однополупериодных выпрямителей, включенных параллельно на одну общую нагрузку. Входное сопротивление данного выпрямителя постоянно и равно R_1. Выходное сопротивление определяется выходным сопротивлением повторителя напряжения, построенного на *ОУ2* (для положительной полуволны), и выходным сопротивлением инвертирующего усилителя, построенного на *ОУ1* (для отрицательной полуволны). При положительной полуволне входного напряжения диоды *V1*, *V4* открыты, диоды *V2*, *V3* заперты. В этом случае напряжение на выходе определяется *ОУ2* (потенциал точки *A* близок к нулю). Для отрицательной полуволны диоды *V2*, *V3* открыты, диоды *V1*, *V4* заперты. В этом случае напряжение на выходе будет определяться инвертирующим усилителем на *ОУ1*, коэффициент передачи которого $K = -R_2/R_1 = -1$. Максимальное входное напряжение для данной схемы ограничено допустимым синфазным напряжением *ОУ2*.

Для выпрямления сигналов, поступающих от маломощных источников, используются выпрямители с большим входным сопротивлением. Схема такого выпрямителя (рис. 10.2, *г*) включает в себя однополупериодный выпрямитель, построенный на *ОУ1*, и дифференциальный усилитель на *ОУ2*. При положительной полуволне входного сигнала диод *V1* заперт, диод *V2* открыт, напряжение в точке *A* равно напряжению на входе. Выходное напряжение можно записать в виде

$$U^+_{вых} = -\frac{R_4}{R_2 + R_3} U^+_{вх} + U^+_{вх}\left(1 + \frac{R_4}{R_2 + R_3}\right) = U^+_{вх}.$$

При отрицательной полуволне диод *V1* открыт, диод *V2* заперт, напряжение в точке *B* $U^-_B = U^-_{вх}(1 + R_2/R_1)$. Выходное напряжение можно записать в виде

$$U^-_{вых} = -\frac{R_4}{R_3}(1 + R_2/R_1) U^-_{вх} + U_{вх}\left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) = -\frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} U^-_{вх}.$$

Для обеспечения равенства коэффициентов передачи при положительной и отрицательной полярностях входного напряжения необходимо выполнить условие

$$R_2 R_4 / R_1 R_3 = 1.$$

В данном выпрямителе максимальное входное напряжение ограничено допустимым значением синфазного напряжения *ОУ1*, *ОУ2*. Выходное сопротивление выпрямителя определяется выходным сопротивлением *ОУ2*, охваченного ООС. Так как выходное сопротивление однополупериодного выпрямителя (точка *B*) принимает значения 0 или R_2 в зависимости от полярности входного сигнала, то возникает модуляция входного тока

ОУ2. Поэтому при построении прецизионного выпрямителя необходимо выбирать *ОУ2* с минимальным входным током.

Для получения средневыпрямленного значения напряжения на выходе выпрямителей, схемы которых рассмотрены выше, необходимо включить фильтр нижних частот [9]. Качество фильтрации тем выше, чем больше коэффициент сглаживания и меньше длительность переходного процесса. Быстродействие ФНЧ определяется их постоянной времени, при этом быстродействие и коэффициент сглаживания находятся в обратно пропорциональной зависимости. Быстродействие ФНЧ можно повысить, построив двухканальную схему, где первый канал имеет большой коэффициент сглаживания, а второй — высокое быстродействие. В некоторых случаях быстродействие ФНЧ можно повысить, используя нелинейные свойства ОУ. В схеме, показанной на рис. 10.3 [7], заряд конден-

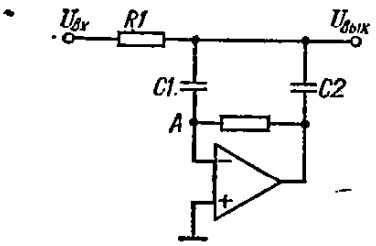


Рис. 10.3. Схема сглаживающего фильтра повышенного быстродействия с большим входным сопротивлением

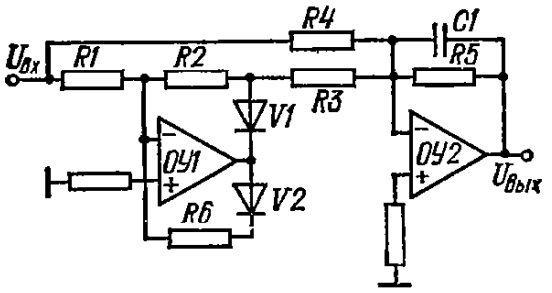


Рис. 10.4. Схема двухполупериодного выпрямителя с выходным сглаживающим фильтром

сатора *C2* ускоряется за счет нелинейных свойств ОУ. При подаче напряжения на вход фильтра сигнал обратной связи поступает в точку *A* с некоторой задержкой, определяемой инерционностью цепи ООС. На время задержки ОУ находится в насыщении, что эквивалентно его отключению, при этом конденсатор *C2* заряжается с постоянной времени $\tau_1 = R_1C_1$. Затем ОУ выходит из насыщения, и в установившемся состоянии постоянная времени фильтра $\tau_2 = (1 + K_у) R_1C_2$, что в $(1 + K_у)$ раз больше по сравнению с пассивным фильтром, имеющим тот же коэффициент сглаживания. Практически увеличение качества фильтрации несколько меньше в связи с неидеальностью характеристики ограничения ОУ и дифференцированием сигнала, поступающего на вход ОУ.

В некоторых случаях целесообразно совместить ФНЧ с выходным каскадом выпрямителя. На рис. 10.4 показана схема выпрямителя с сглаживающим фильтром. Отличительной особенностью данной схемы является работа ОУ без синфазных сигналов, что позволяет строить выпрямители для входных сигналов любой амплитуды. Рассмотрим работу схемы с отключенным конденсатором *C1*. Выходное напряжение в этом случае для положительной и отрицательной полярностей входного сигнала можно записать в виде

$$U^{+}_{вых} = -U^{+}_{вх}R_5/R_4; \quad U^{-}_{вых} = -U^{-}_{вх}\left(\frac{R_5}{R_4} - \frac{R_2R_5}{R_1R_3}\right).$$

При условии $2R_3 = R_2R_4/R_1$ модули коэффициентов передачи для положительной и отрицательной полярностей входного напряжения будут равны. При этом, если $R_1 = R_2$, $R_4 = 2R_3$, то

$$|U_{вых}| = u_{вх}R_5/R_4.$$

При подключении конденсатора *C1* выходной каскад, построенный на *ОУ2*, превращается в ФНЧ первого порядка.

3. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ МГНОВЕННОГО И АМПЛИТУДНОГО ЗНАЧЕНИЙ НАПРЯЖЕНИЯ

Устройства выборки — хранения (УВХ), представляющие собой преобразователи мгновенного значения напряжения с запоминанием этого значения на определенное время, работают в двух режимах: отслеживания входного сигнала и хранения мгновенного значения входного сигнала. Переход с режима на режим определяется управляющим сигналом.

Простейшая схема УХВ показана на рис. 10.5, *а*. Для рассматриваемой схемы время запаздывания представляет собой интервал времени $\Delta t = t_1 - t_2$ между моментом подачи управляющего сигнала на размыкание ключа *S1* и моментом размыкания ключа. Если допустимо большое время запаздывания (порядка нескольких миллисекунд), то в качестве ключа *S1* можно использовать реле. При использовании в качестве ключей полевых или биполярных транзисторов удается получить время запаздывания менее 100 нс. Запаздывание вносит погрешность ΔU, что поясняется рисунком 10.5, *б*.

Время, в течение которого выходное напряжение схемы после переключения с режима запоминания на режим выборки устанавливается (с определенной точностью) равным входному напряжению, называется временем установления.

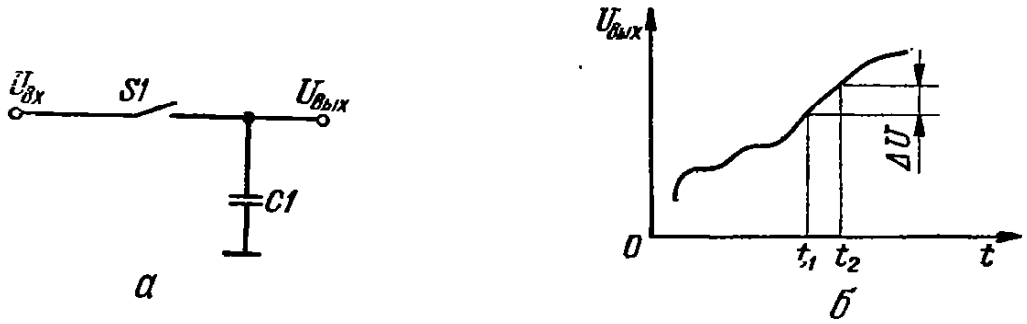


Рис. 10.5. Схема (*а*) УВХ и график (*б*), поясняющий принцип работы

Наибольшее время установления соответствует изменению выходного сигнала от минимального до максимального значения или наоборот. Для данной схемы время установления определяется сопротивлением источника входного сигнала и допустимым зарядным током $I_C = C\dfrac{dU_{вых}}{dt}$, не превышающим, однако, максимально допустимого тока через источник. Если источник $U_{вх}$ имеет сопротивление R_U, то выходное напряжение будет изменяться экспоненциально с постоянной времени $\tau = R_U C_1$. Для того чтобы $U_{вых}$ установилось с точностью 0,01 %, требуется приблизительно 9τ секунд. Если $U_{вх}$ снимается с выхода ОУ, то время установления выходного сигнала УВХ будет зависеть от максимального выходного тока ОУ, максимальной скорости изменения выходного напряжения, а также от времени установления выходного сигнала ОУ.

Поскольку УВХ представляет комбинацию переключающих и аналоговых цепей, то при переключениях будут наблюдаться выбросы напряжения, определяемые межэлектродными емкостями переключателей и распределенными емкостями схемы в целом. При переключении УВХ в режим запоминания межэлектродная емкость переключателя заряжается от запоминающего конденсатора, уменьшая на нем напряжение. Изменение напряжения на запоминающем конденсаторе, связанное с указанным переносом заряда, называется ошибкой смещения при переключении с режима выборки на режим запоминания.

В режиме запоминания часть входного сигнала проходит через межэлектродную емкость переключателя на выход. С повышением частоты входного сигнала этот эффект усиливается. Ослабить его влияние можно увеличением емкости конденсатора *C*.

Схемы УВХ можно разделить на два типа: инвертирующие и неинвертирующие. В схеме инвертирующего УВХ (рис. 10.6, *а*) при замыкании ключа *S1* конденсатор *C1* заряжается до $U_{вых} = -u_{вх}$, при размыкании *S1* входной сигнал принимает новое значение $u'_{вх}$. При последующем замыкании ключа *S1* выходное напряжение $U_{вых}$ будет изменяться следующим образом:

$$U_{вых} = -u_{вх} + (u_{вх} - u'_{вх})(1 - e^{-t/RC}).$$

Схема неинвертирующего УВХ показана на рис. 10.6, *б*. Данный УВХ имеет высокое входное сопротивление. Время установления выходного сигнала определяется постоянной $\tau = R_{S1}C$ при условии $C\dfrac{du_{вх}}{dt} < I_{max}$, где R_{S1} — сопротивление открытого ключа; I_{max} — максимальный выходной ток ОУ. Включение *S2* в цепь ООС усилителя *ОУ1* предотвращает насыщение *ОУ1* в режиме хранения, что повышает быстродействие УВХ. Коэффициент передачи данной схемы равен единице, причем точность коэффициента передачи практически полностью определяется коэффициентами усиления и ослабления

синфазной составляющей *ОУ1*. Если коэффициенты усиления ОУ и ослабления синфазной составляющей $K_{сф}$ равны 80 дБ, то погрешность коэффициента передачи УВХ (без учета аддитивной погрешности) будет равна 0,01 %.

Схема УВХ, показанная на рис. 10.6, *в*, аналогична по принципу действия схеме рис. 10.6, *б*, но имеет один ключ. Ток утечки в данной схеме больше на величину входного тока смещения *ОУ1*. В качестве ключей в УВХ используются биполярные и полевые транзисторы. Время и погрешность хранения запомненного значения входного сиг-

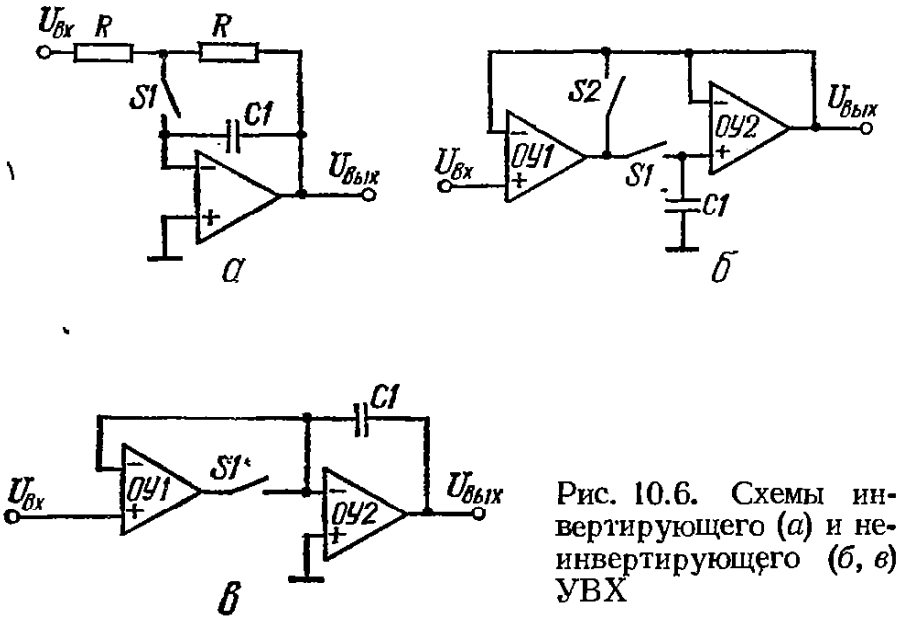


Рис. 10.6. Схемы инвертирующего (*а*) и неинвертирующего (*б*, *в*) УВХ

нала в УВХ определяется током утечки заряда конденсатора. Ток утечки $I_{ут}$ в режиме хранения приводит к дрейфу выходного напряжения со скоростью

$$\Delta U_{вых} = I_{ут}\Delta t/C.$$

Бо́льшую часть тока утечки составляют токи через ключи и ток смещения (входной ток) выходного каскада. При использовании полевых транзисторов в качестве ключей ток утечки через ключ удваивается при повышении температуры на каждые 10 °С. Для уменьшения токов утечки через ключи используют различные способы их включения с дополняющими транзисторами или способы компенсации токов утечки.

На рис. 10.7, *а* показана схема УВХ, в котором ток утечки через ключ *V2* исключается с помощью дополнительного ключа *V1*. В режиме хранения ключи *V1*, *V2* разомкнуты, при этом напряжения на входах и выходе ОУ (и, следовательно, потенциалы электродов исток — сток — подложка *V2*) примерно равны. Поэтому ток утечки через ключ *V2* практически отсутствует, а ток утечки через ключ *V1* замыкается на выход ОУ через резистор *R1*. Погрешность хранения в данной схеме в основном определяется входным током ОУ.

На рис. 10.7, *б* показана схема УВХ с компенсацией токов утечки ключей и входного тока *ОУ2* за счет использования двух идентичных полевых транзисторов и конденсаторов [4]. В режиме хранения на входы *ОУ2* подключаются конденсаторы *C1*, *C2* и полевые транзисторы *V2*, *V3*. Так как затворы и истоки (через открытый ключ *V1*) *V2*, *V3* объединены, а потенциалы истоков близки друг другу, то при идентичности параметров *V2*, *V3* токи утечки через них равны и компенсируют друг друга.

Точность выборки во многом зависит от дрейфа нуля ОУ и коэффициента подавления синфазного сигнала ОУ. При построении прецизионных УВХ, как правило, используют специальные методы коррекции этих погрешностей.

Схема УВХ [6], в которой осуществляется коррекция погрешностей, вносимых ОУ, показана на рис. 10.8, *а*. В режиме выборки ключи *S1*, *S3* замкнуты, ключ *S2* разомкнут. Входной сигнал непосредственно передается на выход, а кондеисатор *C1* запоминает значение входного сигнала с погрешностью, вносимой *ОУ1*. Поскольку в данном режиме *ОУ2* включен последовательно с *ОУ1*, то погрешности, вносимые *ОУ2*, в $K_{у1}$ раз меньше ($K_{у1}$ — коэффициент усиления разомкнутого *ОУ1*). В режиме хранения ключи *S1* и *S3* разомкнуты, усилитель *ОУ1* работает в режиме повторителя напряжения, и его выходное напряжение повторяет напряжение, запомненное на конденсаторе *C1*. Поскольку в режи-

ме выборки входной сигнал поступает на инвертирующий вход *ОУ1*, а в режиме хранения сигнал от конденсатора *С1* поступает на неинвертирующий вход *ОУ1*, то аддитивные погрешности, вносимые *ОУ1*, компенсируются, вследствие чего точность УВХ повышается.

Другой вариант УВХ с коррекцией погрешностей, вносимых ОУ, показан на рис. 10.8, *б* [2]. В режиме выборки ключи *S1*, *S3* замкнуты, *S2* разомкнут, т. е. *ОУ1* работает в режиме повторителя напряжения, а масштабирующий усилитель на *ОУ2*

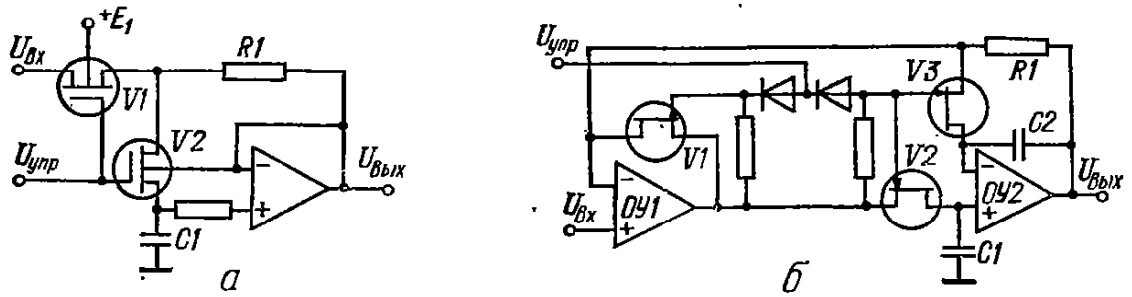


Рис. 10.7. Схемы УВХ с подавлением тока утечки через ключ (*а*) и с компенсацией тока утечки через ключ (*б*)

имеет коэффициент передачи, равный единице (поскольку сигнал с выхода *ОУ1* поступает одновременно на инвертирующий и неинвертирующий входы усилителя). Напряжение на конденсаторе *С1* в этом режиме

$$U_C = (u_{вх} \pm U_{01})\, K_{y1}/(1 + K_{y1}), \qquad (10.5)$$

где U_{01} — погрешность, обусловленная напряжением смещения нуля и коэффициентом $K_{сф}$ *ОУ1*; K_{y1} — коэффициент усиления разомкнутого *ОУ1*.

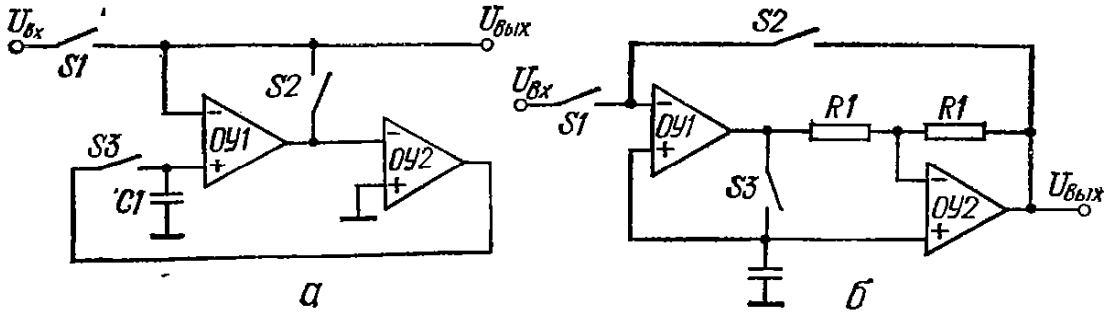


Рис. 10.8. Схемы УВХ с компенсацией погрешностей, вносимых ОУ

В режиме хранения ключи *S1*, *S3* одновременно размыкаются, ключ *S2* замыкается. Выходное напряжение в этом режиме можно записать в виде

$$U_{вых} = U_C\,[K_{y1}K_2/(1 + K_{y1}) + 2K_2/(1 + K_{y1}K_2)] \pm U_{01}\,[K_{y1}K_2/(1 + K_{y1}K_2)] \pm \pm U_{02}\,[2K_2/(1 + K_{y1}K_2)], \qquad (10.6)$$

где U_{02} — погрешность, обусловленная напряжением смещения и коэффициентом $K_{сф}$ *ОУ2*; $K_2 = 1/(1 + 2/K_{yc})$ — коэффициент передачи усилителя, построенного на *ОУ2*, в инвертирующем режиме; K_{y2} — коэффициент усиления разомкнутого *ОУ2*.

Из уравнений (10.5), (10.6) видно, что погрешности U_{01}, U_{02} меньше в K_{y1} раз.

Если $U_{01} = U_{02} = 0$ и $K_{y1} = K_{y2} = K_0$, получим $U_{вых} \simeq U_{вх}/(1 + 3/K_{y1}^2)$.

Поскольку коэффициент усиления K_{y1} в данном выражении в квадрате, то требования к коэффициенту усиления *ОУ1* весьма низкие.

Пиковые детекторы (ПД), представляющие разновидность схемы выборки и хранения, отслеживают входной сигнал до тех пор, пока не будет достигнуто максимальное значение, после чего автоматически переходят в режим хранения этого значения (рис. 10.9, *а*).

Схема простейшего пикового детектора, включающего в себя диод и конденсатор, показана на рис. 10.9, *б*. При замкнутом ключе *S1* и разомкнутом *S2* ток через диод проходит только в одном направлении, заряжая емкость конденсатора *С1*. Когда уровень входного напряжения становится меньше выходного напряжения, диод *V1* запирается, и емкость *С1* запоминает пиковое значение. Чтобы возвратить схему в исходное

положение, размыкают ключ *S1* и замыкают *S2*. В режиме хранения размыкаются оба ключа, при этом все последующие пиковые значения входного напряжения не влияют на уровень выходного сигнала.

Напряжение на конденсаторе *C1* в режиме запоминания пикового значения (при замкнутом *S1*) уменьшается со скоростью

$$\Delta U_{вых}/\Delta t = I_{ут}/C_1,$$

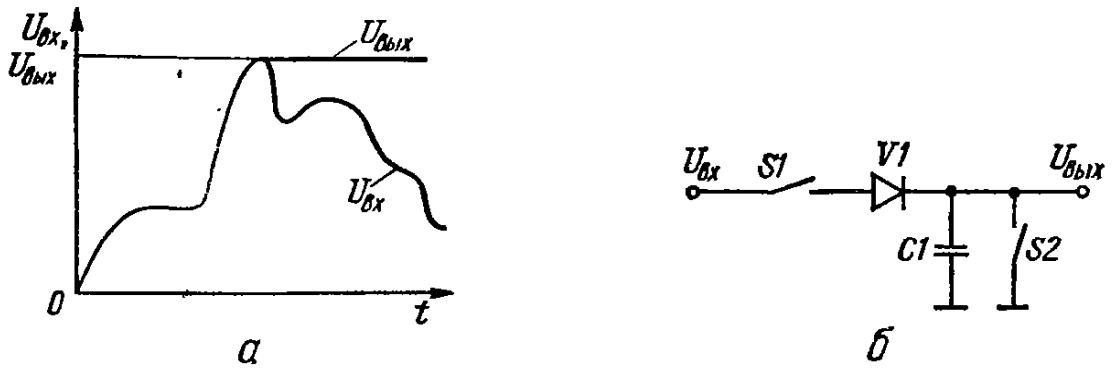


Рис. 10.9. График (*а*), поясняющий принцип работы, и элементарная схема (*б*) ПД

где $I_{ут}$ — ток утечки через диод *V1*, разомкнутый ключ *S2* и через сопротивление нагрузки.

Схемы ПД на ОУ можно разделить на два типа: инвертирующие и неинвертирующие. Выходной каскад ПД неинвертирующего типа (рис. 10.10, *а*), построенный на *ОУ2*, представляет собой повторитель напряжения. Поскольку в режиме записи этот каскад

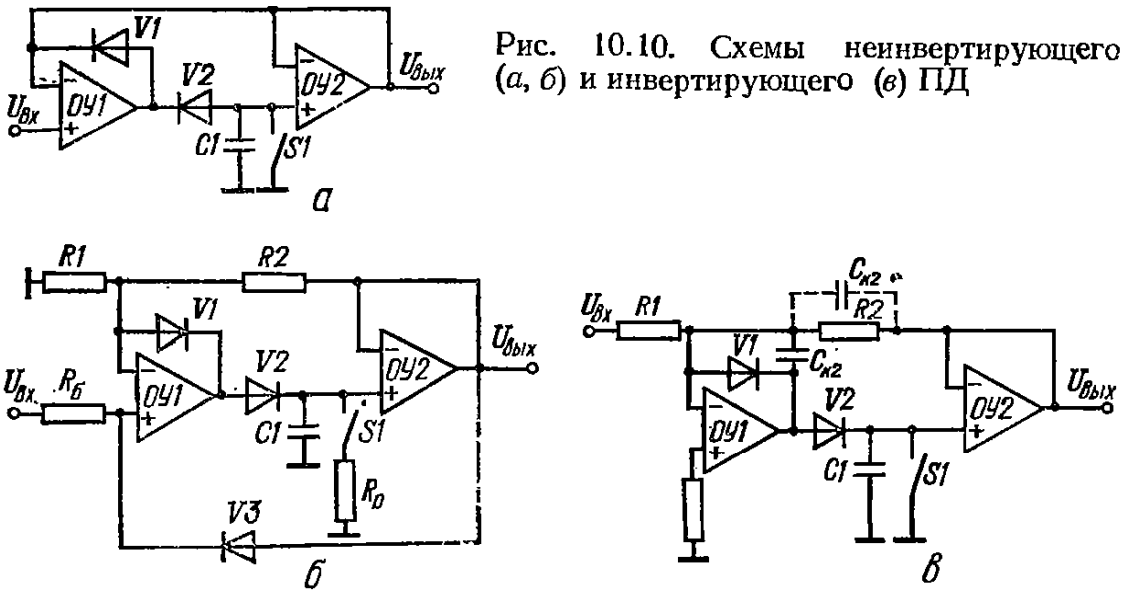


Рис. 10.10. Схемы неинвертирующего (*а*, *б*) и инвертирующего (*в*) ПД

включен в цепь ООС, то жестких требований к его коэффициенту передачи не предъявляется. Однако кратковременная стабильность выходного каскада (на время хранения) должна быть высокой. В режиме записи ($|u_{вх}| > |U_{вых}|$) выходное напряжение *ОУ1* открывает *V2*, запирает *V1* и заряжает конденсатор *C1*. При этом *ОУ1* можно рассматривать как компаратор, сравнивающий входное напряжение с напряжением на конденсаторе *C1* (принимая во внимание, что *ОУ2* работает в режиме повторителя). В режиме хранения ($|u_{вх}| < |U_{вых}|$) открывается *V1*, образуя ООС для *ОУ1*, и закрывается *V2*. При этом *ОУ1* переходит в режим повторителя напряжения, а напряжение на выходе ПД будет равно запомненному напряжению на конденсаторе *C1*. Погрешности хранения и запоминания ПД во многом зависят от емкости конденсатора *C1*. С одной стороны, для увеличения времени хранения при заданной погрешности необходимо увеличивать емкость *C1*. С другой стороны, для повышения быстродействия ПД необходимо уменьшать постоянную времени заряда конденсатора *C1*. Решить этот компромисс можно путем повышения мощности и быстродействия *ОУ1*. Для этого в быстродействующих ПД целесообразно использовать ОУ с высокочастотным параллельным каналом и мощным выход-

ным каскадом. Минимальное значение постоянной времени заряда $C1$ определяется допустимым перерегулированием, оцениваемым, например, величиной $\Delta U = |U_{вых}| - |U_{вх}^{max}|$ при ступенчатом сигнале на входе ПД.

На рис. 10.10, *б* показан вариант схемы ПД, где для получения коэффициента передачи больше единицы в цепь ООС включен делитель $R1$, $R2$. Элементы $R_б$, $V3$ образуют цепь защиты входа ПД от перегрузки.

Коэффициент передачи данного ПД

$$K = 1 + R_2/R_1.$$

Для обнуления ПД конденсатор $C1$ закорачивается с помощью ключа $S1$. При этом, если на входе ПД имеется напряжение и сопротивление замкнутого ключа $S1$ мало, то возникает перегрузка $ОУ1$ по выходному току. Для этого последовательно с $S1$ включен резистор R_0, сопротивление которого определяется мощностью $ОУ1$. Регулировка нуля ПД при $u_{вх} = 0$ производится с помощью цепей регулировки нуля $ОУ1$ или $ОУ2$ (на схеме не показаны).

Быстродействие неинвертирующих ПД (при равных условиях) выше быстродействия инвертирующих ПД. Рабочий диапазон входных сигналов в неинвертирующих ПД ограничен допустимым синфазным напряжением ОУ.

Коэффициент передачи инвертирующего ПД (рис. 10.10, *в*)

$$K = -R_2/R_1.$$

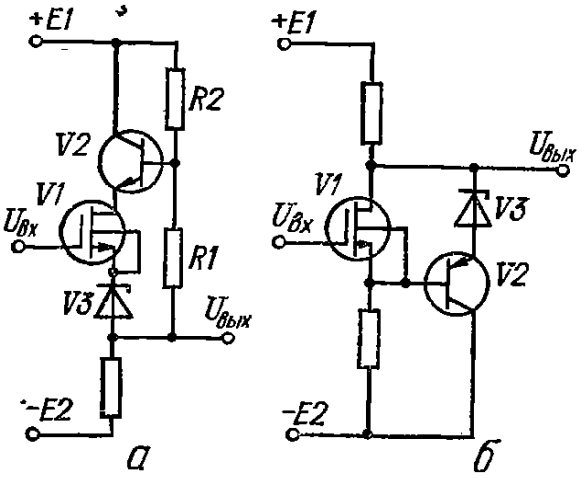


Рис. 10.11. Схемы выходных каскадов ПД

Поскольку $ОУ1$ здесь работает без синфазных сигналов, то диапазон входных сигналов всегда можно (с помощью выбора соответствующего коэффициента передачи) привести в соответствие с рабочим диапазоном ПД. В данной схеме так же, как и в других рассматриваемых схемах ПД, при обнулении, в режиме записи и в режиме хранения резко изменяются амплитудно-частотные характеристики при переходе с одного режима на другой. Для обеспечения устойчивости данного ПД коррекция амплитудно-частотных характеристик осуществляется с помощью конденсаторов $C_{к1}$, $C_{к2}$.

В инвертирующих ПД так же, как и в неинвертирующих, погрешности записи и хранения определяются динамическими и статическими характеристиками ОУ [12, 11]. Для уменьшения погрешности, вносимой поляризацией диэлектрика, запоминающий конденсатор необходимо выбирать с фторопластовым, полиэтиленовым или другим диэлектриком, обеспечивающим минимальную поляризацию. Погрешности хранения зависят от токов утечки через ключи и входное сопротивление $ОУ2$, а также от значения запоминающей емкости. Для уменьшения токов утечки выходной повторитель в ПД целесообразно выполнять на основе полевых транзисторов с изолированным затвором. На рис. 10.11 показаны две схемы выходных каскадов ПД, в которых используют низковольтные полевые транзисторы типа 2П305Б. Схема рис. 10, 11, *а* представляет собой повторитель положительных напряжений, в котором для увеличения динамического диапазона работы используют каскодное включение транзисторов. Транзистор $V2$ формирует на стоке транзистора $V1$ напряжение, примерно равное напряжению на базе $V2$, которое, в свою очередь, равно $[(E_1 - U_{вых})R_1/(R_1 + R_2)] + U_{вых}$. Такое включение транзисторов позволяет снизить напряжение на транзисторе $V1$ без изменения динамического диапазона работы повторителя. Схема рис. 10.11, *б* предназначена для ПД с выходным напряжением отрицательной полярности. Напряжение на полевом транзисторе здесь ограничено напряжением стабилизации стабилитрона $V3$.

В рассматриваемых схемах ПД напряжение на запоминающем конденсаторе имеет определенную полярность. Поэтому при обнулении (конденсатор шунтируется сопротивлением) на выходе ПД потенциал должен иметь полярность, обратную полярности рабочего напряжения (или выходное напряжение должно быть равно нулю). Следовательно, при выборе типа полевого транзистора в выходном каскаде ПД необходимо учитывать полярность напряжения отсечки транзистора либо включать последовательно с полевым транзистором стабилитрон, смещающий в необходимую сторону полярность

выходного напряжения. Для этого, например, в схеме рис. 10.11, *а* включен стабилитрон *V3*.

Погрешность хранения ПД зависит от значения запоминающей емкости и тока утечки заряда конденсатора. Для уменьшения погрешности хранения используют различные методы компенсации тока утечки.

В схеме ПД (рис. 10.12) компенсация тока утечки через диод *V1* и ключ *S1* осуществляется путем уменьшения падения напряжения на этих элементах, для чего включаются дополнительные диод *V2* и ключ *S2* и вводится цепь ООС в точку соединения *V1*, *V2* и *S1*, *S2* [3]. Поскольку в режиме хранения потенциалы точек *А*, *Б*, *В* примерно равны (точнее, отличаются на величину смещения *ОУ2*), то напряжение на элементах *V2*, *S1*

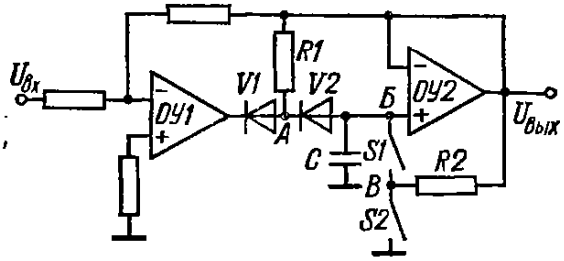


Рис. 10.12. Схема ПД с компенсацией тока утечки конденсатора с помощью введения дополнительных цепей ООС

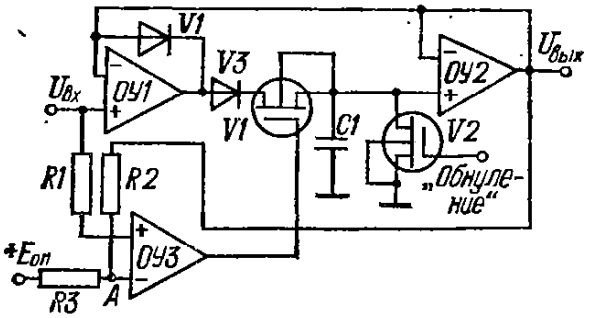


Рис. 10.13. Схема неинвертирующего ПД со схемой отключения зарядной цепи на время хранения

практически равно нулю, и, следовательно, ток утечки через них отсутствует. Если в качестве ключа *S1* использован полевой транзистор, то для устранения паразитного тока утечки по цепи затвора этого транзистора необходимо выбирать такой тип транзистора, чтобы он был заперт при отсутствии управляющего напряжения на затворе.

Способ уменьшения погрешности хранения основан на отключении цепи заряда конденсатора в режиме хранения с помощью полевого транзистора с изолированным затвором. На рис. 10.13 показан вариант схемы ПД, где в режиме хранения цепь заряда конденсатора отключается с помощью транзистора *V1*. Управление этим транзистором осуществляется с помощью компаратора *ОУ3*. В режиме хранения $U_{вых} > u_{вх}$ и $u_{вх} < U_A$, где U_A — напряжение в точке *А*, вследствие чего на выходе компаратора присутствует напряжение, запирающее *V1*. В режиме записи $U_{вых} < u_{вх}$ на выходе компаратора возникает напряжение, открывающее *V1*. Зона нечувствительности, обусловленная порогом переключения компаратора, может быть выбрана минимальной.

Компенсировать ток утечки через диод можно также входным током повторителя напряжения. Для этой цели необходимо выбрать такой тип *ОУ2* (или полевого транзистора в схемах рис. 10.11), чтобы его входной ток подзаряжал запоминающий конденсатор.

Действительно, если подключить конденсатор ко входу ОУ, то он будет заряжаться входным током, при этом полярность напряжения на конденсаторе будет определяться направлением протекания входного тока ОУ. С другой стороны, если входной ток повторителя напряжения *ОУ2* (например, рис. 10.10, *а*) в режиме хранения будет заряжать конденсатор быстрее, чем будет происходить разряд конденсатора через диод, то работа такого ПД без периодического обнуления конденсатора будет невозможной.

Повышение быстродействия ПД связано с использованием быстродействующих ОУ или многоканальных структур ПД [12]. Повышение же быстродействия в результате уменьшения емкости конденсатора ведет к увеличению погрешности хранения. При наличии достаточного запаса по быстродействию ОУ повысить быстродействие ПД с сохранением заданной точности хранения можно путем каскадного включения нескольких ПД, в которых запоминающая емкость увеличивается в каждом последующем каскаде. Значение же запоминающей емкости в конечном ПД определяется требуемой точностью хранения.

На рис. 10.14 приведена схема ПД для разнополярных входных сигналов [11]. На выходе данного ПД формируется напряжение, пропорциональное максимальному по абсолютной величине входному напряжению. Схему можно рассматривать как параллельное включение на одну запоминающую емкость неинвертирующего и инвертирующего пиковых детекторов. Для положительных полярностей входных напряжений работает тракт *ОУ1*, *V1*, *С1*, *ОУ3*, что аналогично схеме ПД, показанной на рис. 10.10, *а*

Для отрицательных полярностей входных напряжений работает тракт *ОУ2*, *V2*, *C1*, *ОУ3*, *R1*, что аналогично схеме ПД, показанной на рис. 10.10, *в*.

При необходимости преобразовать амплитуду размаха разнополярного входного напряжения можно использовать схему ПД, показанную на рис. 10.15 [1, 12]. Схему можно рассматривать как два инвертирующих ПД, работающих поочередно в зависимости от полярности входного сигиала. Для положительной полярности входного сигнала работает тракт *ОУ1*, *V2*, *C2*, *ОУ3*, *R* (ключ *S1* размыкает ООС *ОУ2*). Запомненное максимальное значение входиого сигнала в этом тракте преобразования суммируется с напряжением отрицательной поляриости, формируемым трактом преобразования *ОУ1*, *V1*, *C1*, *ОУ2*, *R*, в результате чего на емкости *C1* запоминается напряжение, соответствующее полному размаху амплитуды знакопеременного входного сигнала, т. е. $U_{вых} = U_{вх}^{+} + U_{вх}^{-}$, где $U_{вх}^{+}$, $U_{вх}^{-}$ — максимальные входные напряжения положительной и отрицательной полярностей соответственно. Достоинством данной схемы является то, что в ней компенсируются аддитивные погрешности *ОУ1*. Погрешности же, вносимые *ОУ2*, *ОУ3*, несущественны, поскольку в процессе преобразования они были включены в прямую цепь тракта преобразования. Ключ *S1* управляется выходным напряжеиием *ОУ1*.

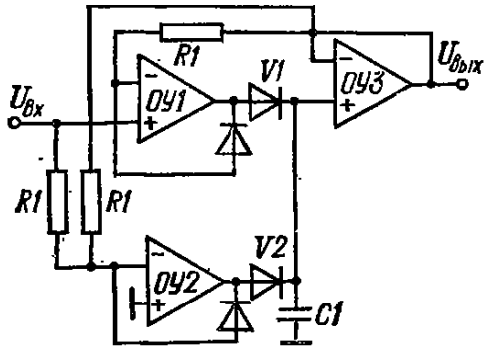


Рис. 10.14. Схема ПД для разнополярных входных сигналов

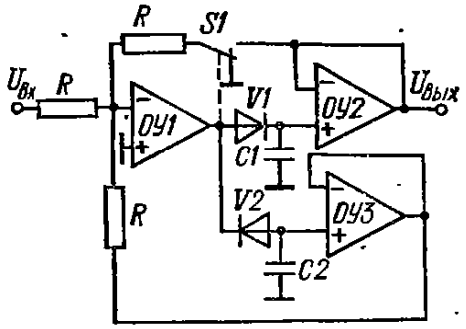


Рис. 10.15. Схема ПД с коррекцией погрешностей ОУ

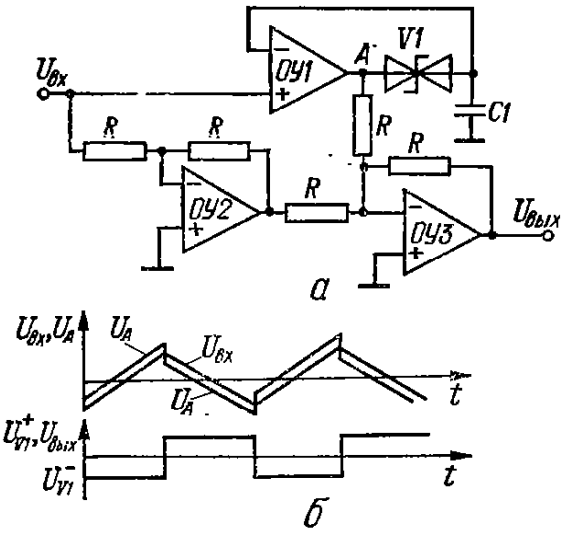
Экстрематоры представляют собой устройства, формирующие выходной дискретный или импульсный сигнал в моменты экстремума входного сигнала. Совмещение УВХ с экстрематорами позволяет построить схемы пиковых детекторов следящего типа, т. е. с автоматическим сбросом предыдущего запомненного результата экстремума. Такие ПД широко используют в качестве амплитудных демодуляторов.

На рис. 10.16, *а* показана схема экстрематора, на выходе которого формируется выходной сигнал прямоугольной формы [5]. Данную схему экстрематора целесообразио использовать в частотомерах и других устройствах, где привязка к входному сигналу производится в экстремумах (а не при переходе через нуль, например, в связи с большим уровнем помех). Принцип действия экстрематора поясняется графиками, показанными на рис. 10.16, *б*. Допустим, что на вход экстрематора поступает треугольное напряжение. Тогда под действием ООС усилителя *ОУ1*, образованной цепью со стабилитроном *V1*, напряжение на конденсаторе *C1* будет отслеживать входное напряжение. При этом напряжение на выходе *ОУ1* будет отличаться от напряжения на конденсаторе *C1* на значение напряжения стабилизации стабилитрона *V1*. В области экстремума разиость потенциалов входов *ОУ1* изменяет свой знак, а выходное напряжение *ОУ1* скачкообразно изменяется на значение напряжения стабилизации стабилитрона. Выходное напряжение *ОУ*1 и входное иапряжение, инвертированное с помощью масштабирующего усилителя на *ОУ2*, суммируются с помощью сумматора на *ОУ3*. В результате иа выходе *ОУ3* получим сигнал прямоугольной формы, фронты которого соответствуют моментам перехода входного сигнала через экстремум. Амплитуда этих колебаний может изменяться с помощью выбора коэффициентов передачи инвертирующего усилителя и сумматора.

Схему данного экстрематора можно упростить, использовав вместо инвертирующего усилителя и сумматора дифференциальный масштабирующий усилитель. Во многих случаях требуется на выходе экстрематора получить импульсный сигнал, который мог бы запускать одновибратор. Очевидно, что для таких схем не требуется включать инвертирующий усилитель и сумматор, а сигнал с выхода *ОУ1* достаточно пропустить через дифференцирующую цепочку.

Экстрематор, показанный на рис. 10.16, *в* [18], содержит ключ *S1*, мультивибратор *Мв*, конденсатор *C1*, усилитель *У1* и триггер *Тг*. С помощью мультивибратора, частота

колебаний которого выбирается значительно выше первой гармоники входного сигнала, входное напряжение непрерывно коммутируется ключом *S1*. Так как при этом на вход усилителя напряжение подается через кондеисатор *C1*, то на выходе усилителя будем иметь положительные импульсы в течение нарастания входного сигнала и отрицательные импульсы, соответствующие спаду входного сигнала. В зависимости от поляр-



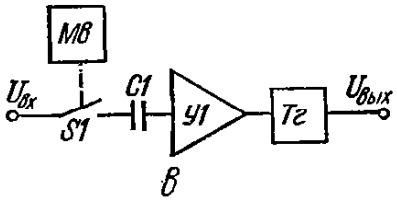


Рис. 10.16. Схемы экстрематоров:

а — построенного на основе ОУ с нелинейной ООС; *б* — временная диаграмма; *в* — с дифференцированием входного сигнала

ности этих импульсов триггер *Тг* принимает одно из устойчивых состояний. Переход триггера из одиого состояния в другое соответствует экстремуму входного сигнала. Дифференцируя выходной сигнал, поступающий с триггера, можно сформировать иеобходимый для запуска одновибратора импульс.

4. ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ

Преобразователи эффективного значения напряжения (ПЭЗН) являются наиболее распространенными устройствами измерительной техники. Работа ПЭЗН основана на вычислеиии эффективного значения напряжения по формуле (10.3), из которой вытекает, что для измерения эффективного значения напряжения произвольной формы необходимо выполнить операции возведения в квадрат входного сигнала, проинтегрировать полученный результат и извлечь корень квадратный из результата иитегрирования.

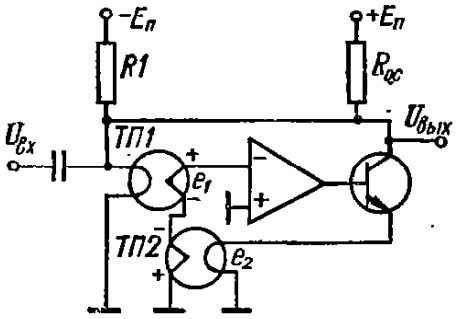


Рис. 10.17. Схема ПЭЗН с идентичными термопреобразователями

Для некоторых форм кривых эффективное или средневыпрямленное значение можно вычислить путем умножения иа постоянный коэффициент амплитудного значения сигиала. В табл. 10.1 приведены некоторые типовые формы сигналов, для которых эффективное значение вычисляется на основе амплитудного значения.

Для сигналов, представляющих собой сумму постоянного и переменного напряжений, эффективное значение рассчитывается по формуле

$$U_{эфф} = \sqrt{U_{=}^2 + U_{\sim эфф}^2},$$

где $U_{=}$ — постоянная составляющая напряжения; $U_{\sim эфф}$ — эффективное значение переменной составляющей напряжения.

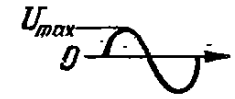
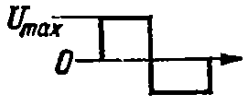
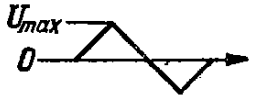
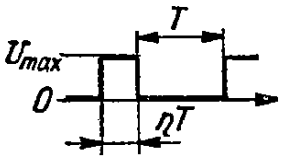
В ПЭЗН в качестве элементов, имеющих квадратичную характеристику, часто используют термопреобразователи. Основным достоинством ПЭЗН с термопреобразователями является большой частотный диапазон. К недостаткам можно отнести малый срок службы, большую тепловую инерционность, малое входное сопротивление (если на входе нет специальиого усилителя) и критичность к перегрузкам.

Нижняя граница частотного диапазона ПЭЗН определяется тепловой постоянной времени термопреобразователя. Без использования специальных мер для подавления переменной составляющей на выходе термопреобразователя нижняя граница частотного диапазона составляет несколько герц. Поскольку эффективное значение сигнала характеризует его энергию, то измерение сводится к получению с помощью термопреобразовате-

ля теплового эквивалента. В основе большинства ПЭЗН с термопреобразователями лежит метод сравнения выходного напряжения термопары термопреобразователя с эталонным напряжением.

Типовая схема ПЭЗН с термопреобразователями показана на рис. 10.17 [10]. В данной схеме термопреобразователь *ТП1* выполняет функцию возведения в квадрат входного сигнала, а извлечение корня квадратного из выходного напряжения ПЭЗН осуществляется с помощью термопреобразователя *ТП2*, включенного в цепь ООС усилителя. Для линеаризации функции передачи предусмотрена обратная связь с выхода ПЭЗН на вход ($R_{о.с}$, *R1*).

10.1. Коэффициенты пересчета амплитудного в эффективное и средневыпрямленное значения напряжения

Форма кривой	Эффективное значение	Средневыпрямленное значение	Коэффициент пересчета
	$U_{эфф} = \frac{U_{max}}{\sqrt{2}}$	$U_{св} = \frac{2U_{max}}{\pi}$	$K = \sqrt{2}$
	$U_{эфф} = U_{max}$	$U_{св} = U_{max}$	$K = 1$
	$U_{эфф} = \frac{U_{max}}{\sqrt{3}}$	$U_{св} = \frac{U_{max}}{2}$	$K = \sqrt{3}$
	$U_{эфф} = U_{max}\sqrt{\eta}$	$U_{св} = U_{max}\eta$	$K = \frac{1}{\sqrt{\eta}}$

Функцию передачи ПЭЗН (при отключенной цепи $R_{о.с}$, *R1*) можно записать в виде [9]

$$U_{вых} \approx u_{вх} \sqrt[n_2]{\frac{\alpha_1}{\alpha_2}}(1-\gamma),$$

где α_1, α_2 — коэффициенты передачи *ТП1*, *ТП2* ($\alpha_1 = e_{ТП1}/u_{вх}^{n_1}$, $\alpha_2 = e_{ТП2}/u_{вх}^{n_2}$, n_1, n_2 — показатели степени (примерно равны двум); $\gamma = u_{вх}^{\frac{\Delta n}{n_2}}\left(1 - \frac{U_{вых}}{n_2 K_у \alpha_1 u_{вх}^{n_1}}\right) - 1$ — погрешность из-за нелинейности, обусловленной неидентичностью *ТП1*, *ТП2* и конечным значением $K_у$ ($\Delta n = n_1 - n_2$).

При $n_1 = n_2 = 2$ получим

$$\gamma \approx -1/2K_у \sqrt{\alpha_1 \alpha_2}.$$

Очевидно, что при равенстве показателей $n_1 = n_2$ погрешность можно снизить, увеличивая коэффициент усиления ОУ. Включив цепь обратной связи $R_{о.с}$, R_1 и выбрав необходимый коэффициент глубины обратной связи, можно скомпенсировать данную погрешность, поскольку введение этой цепи вносит в функцию передачи нелинейность, обратную по знаку нелинейности γ. Полную компенсацию можно осуществить, по крайней мере, в двух точках рабочего диапазона.

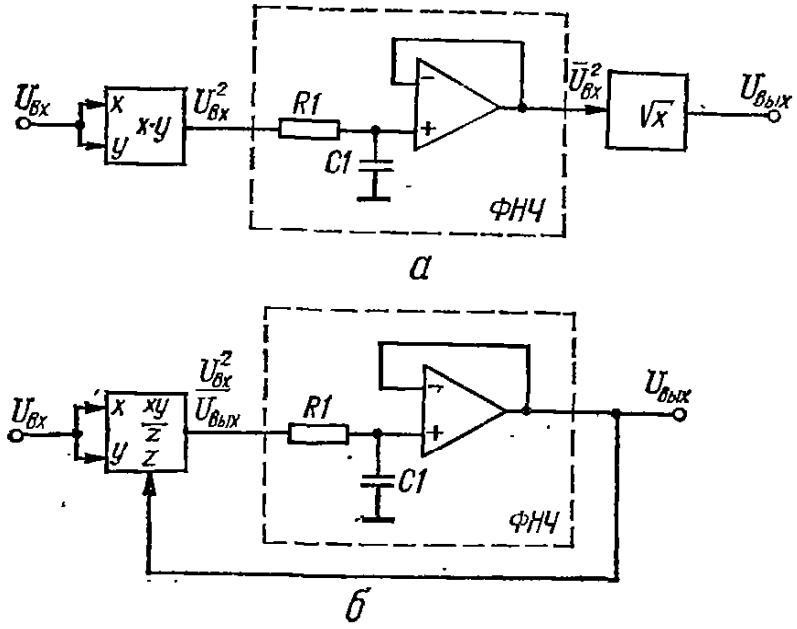


Рис. 10.18. Структурные схемы ПЭЗН:
а — прямого преобразования; *б* — с неявным преобразованием

Для звуковых и инфранизких частот ПЭЗН целесообразно строить на основе полупроводниковых умножителей, делителей, логарифмических усилителей. В этом случае срок службы, надежность, быстродействие ПЭЗН значительно увеличиваются.

В структурной схеме ПЭЗН прямого преобразования (рис. 10.18, *а*) процесс преобразования идет в соответствии с формулой (10.3). Основным недостатком ПЭЗН, выполненных по данной структурной схеме, является весьма ограниченный диапазон работы. Действительно, если, например, входной сигнал изменяется в диапазоне 100 : 1, то на выходе квадратора в этом случае напряжение должно изменяться в диапазоне 10 000 : 1, что выполнить с заданной точностью преобразования сложно. Практически такую структуру ПЭЗН можно использовать для измерения напряжений в диапазоне 10 : 1 и менее. На рис. 10.18, *б* показана структуриая схема ПЭЗН, в которой выходное напряжение формируется в соответствии с формулой

$$U_{вых.эфф} = \frac{\overline{U}_{вх}^2}{U_{вых.эфф}} = \sqrt{\overline{U}_{вх}^2}.$$

На входе данного ПЭЗН используется блок, производящий не только возведение в квадрат, но и деление на постоянное выходное напряжение (постояиное в интервале времени, равном периоду входного сигнала). Неявный метод вычисления эффективного значения напряжения позволяет строить ПЭЗН с большим динамическим диапазоном, поскольку один и тот же блок производит как умножение, так и деление. Постоянная времени ФНЧ выбирается больше периода входного сигнала на нижней рабочей частоте. В схеме ПЭЗН можно использовать интегральные умножители и делители. Если эти микросхемы работают только в первом квадранте, то на входе умножителя необходимо включить выпрямитель, с помощью которого будет формироваться абсолютное значение входного сигнала. ПЭЗН с неявным методом преобразования можно построить также с квадратичными аппроксиматорами.

На рис. 10.19 показана схема ПЭЗН [14], построенного по структурной схеме рис. 10.18. В схему входят двухполупериодный выпрямитель *ДВ*, построенный на *ОУ1*, квадратичный аппроксиматор *АП*, построенный на *ОУ3*—*ОУn* (в зависимости от количества аппроксимирующих участков), и фильтр ФНЧ, построенный на *ОУ2*. Операция деления в данной схеме осуществляется путем введения параллельной обратной связи с выхода ПЭЗН в каждое звено *ВС* аппроксиматора. Ис-

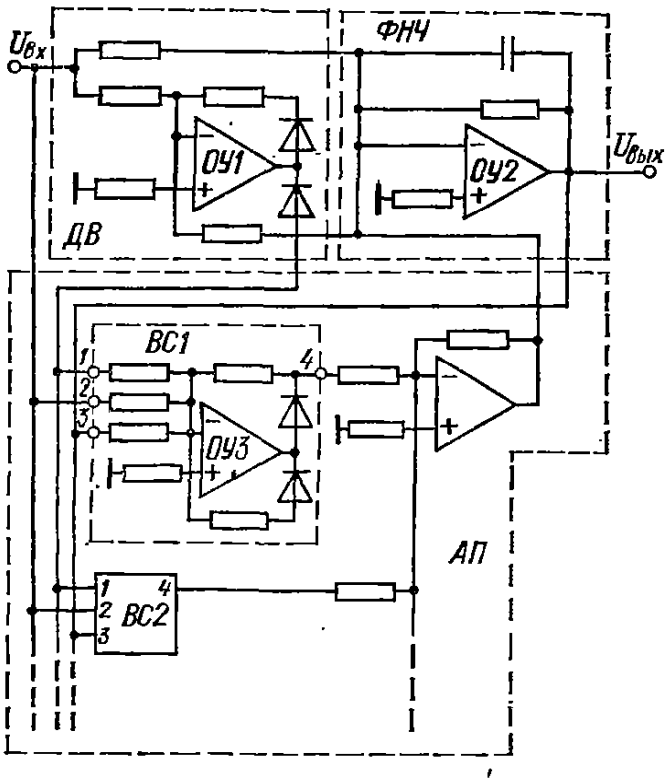
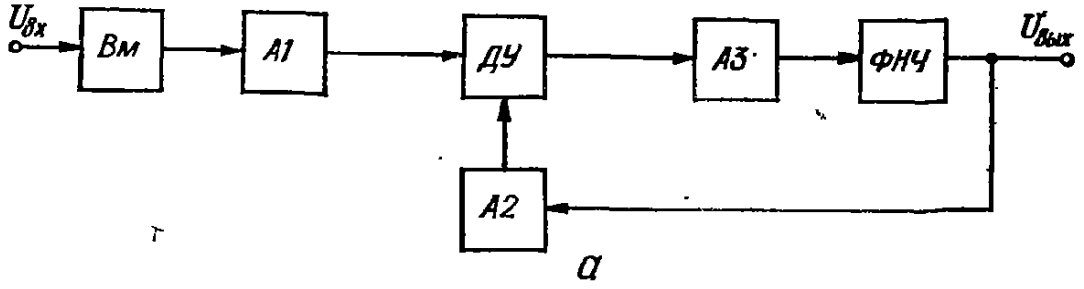


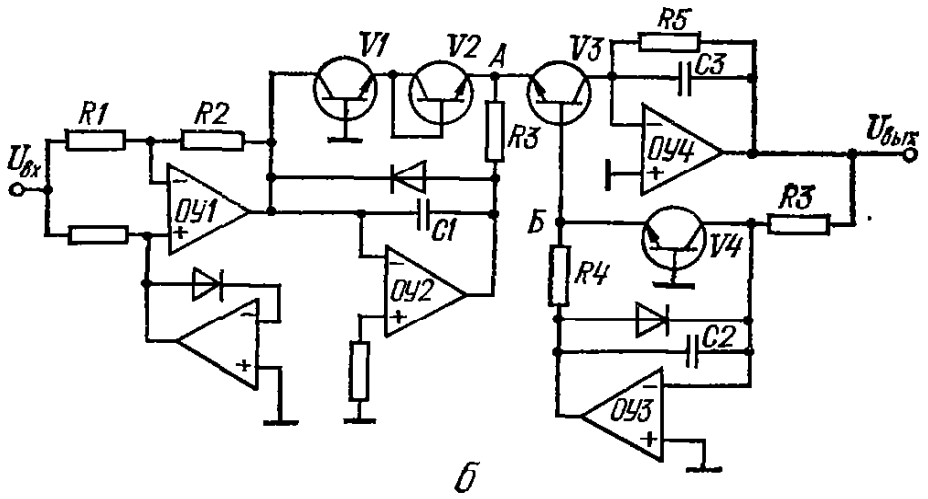
Рис. 10.19. Преобразователь эффективного значения напряжения с аппроксиматором квадратичной зависимости

пользуя различные схемные решения аппроксиматоров, фильтров, выпрямителей, можно построить другие схемы ПЭЗН, имеющие преимущество либо по точности преобразования, либо по числу элементов схемы.

Достаточно простые ПЭЗН можно построить на основе структурной схемы, показанной на рис. 10.20, *а*. Процесс умножения и деления в данном случае заменен процессом сложения и вычитания предварительно прологарифмированных сигналов. Алгоритм процесса преобразования состоит в следующем. Входной сигнал выпрямляется двухполупериодиым выпрямителем *Вм* и двукратно логарифмируется логарифмическим усилителем *А1*. В результате получаем $\ln U_{вх}^2$. Затем с помощью дифференциальиого усилителя *ДУ* выделяется разность $\ln U_{вх}^2 - \ln U_{вых} = \ln \frac{U_{вх}^2}{U_{вых}}$, для чего предварительно лога-



а



б

Рис. 10.20. Структурная (*а*) и принципиальная (*б*) схемы ПЭЗН с логарифмическими и антилогарифмическими усилителями

рифмируется выходное напряжение (с помощью *А2*). Дальиейшее преобразование осуществляется с помощью усилителя *А3*, имеюшего экспоненциальную передаточную фуикцию. На выходе усилителя получим

$$\frac{U_{вх}^2}{U_{вых}} = e^{\ln \frac{U_{вх}^2}{U_{вых}}}.$$

Усредняя данное напряжение с помощью фильтра ФНЧ, получаем:

$$\frac{\overline{U}_{вх}^2}{U_{вых}} = U_{вых.эфф} = \sqrt{\overline{U}_{вх}^2}.$$

Точность ПЭЗН, работающего по данному алгоритму, во многом зависит от точности логарифмирующих и антилогарифмирующего усилителей.

На рис. 10.20, *б* показан один из возможных вариантов ПЭЗН, в котором реализован рассмотренный алгоритм [17]. На входе ПЭЗН включен двухполупериодный выпрямитель на *ОУ1*. Логарифмирующие усилители модуля входного и выходного сигналов построены на *ОУ2*, *ОУ3* соответственно. Антилогарифмирующий усилитель построен на *ОУ4*.

Учитывая, что коэффициент передачи выпрямителя равеи единице, выходное напряжение усилителя, осуществляющего двукратное логарифмирование,

$$U_A = -\frac{K_б T^0}{g} \ln \left(\frac{u_{вх}}{RI_0} \right)^2,$$

где $R = R_1 = R_2 = R_3$; $K_б T^0/g \approx T^0/11\,000$ В (T^0 — температура в кельвинах); I_0 — обратный ток перехода база—эмиттер *V1*, *V2*.

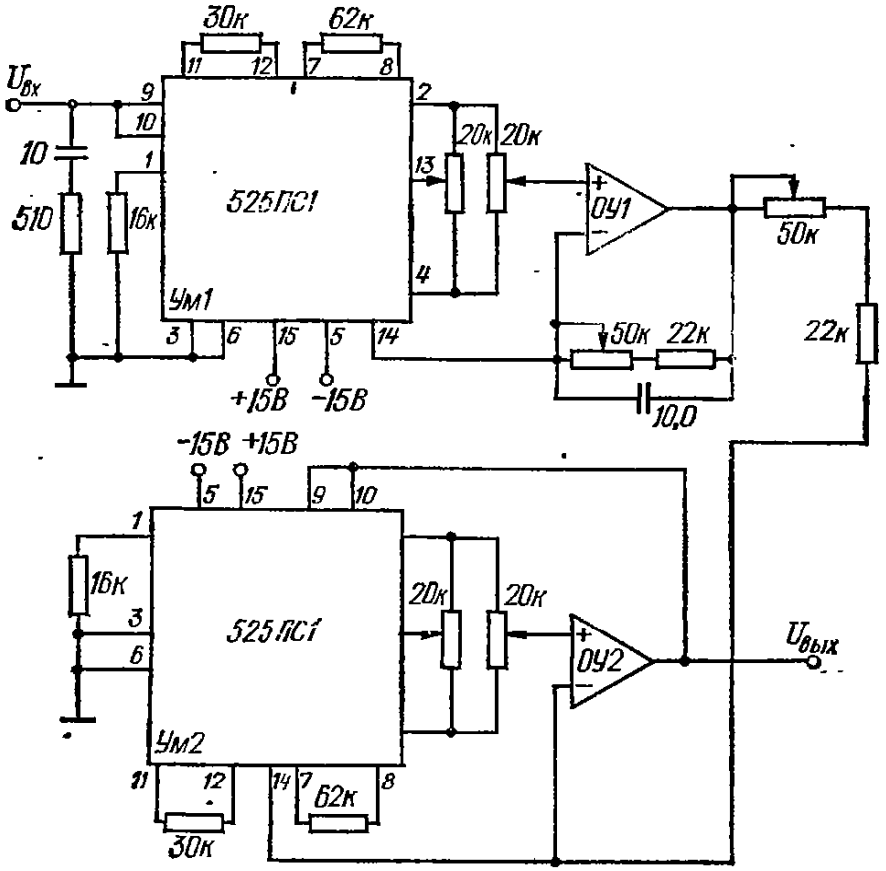


Рис. 10.21. Схема ПЭЗН на перемножителях типа 525ПС1

Выходное напряжение усилителя, построенного на *ОУ3*, можно записать в виде

$$U_Б = \frac{-K_б T}{g} \ln \frac{U_{вых}}{RI_0}.$$

Напряжения U_A и $U_Б$ поступают на эмиттер и базу транзистора *V3* соответственное. Входное напряжение, действующее на входе антилогарифмирующего усилителя,

$$U_{бэV3} = U_A - U_Б = \frac{K_б T}{g} \left[\ln \left(\frac{u_{вх}}{RI_0} \right)^3 - \ln \frac{U_{вых}}{RI_0} \right] = \frac{K_б T^0}{g} \ln \frac{U_{вх}^2}{RI_0 U_{вых}}.$$

При этом ток коллектора *V3* можно записать в виде

$$I_{кV3} = I_0 e^{(gU_{бэV3}/K_б T^0}.$$

При достаточно большой постояиной времени фильтра $R_5 C_3 \gg \frac{1}{f_{вх}}$ выходное напряжение ПЭЗН

$$U_{вых.эфф} = RI_{кV3} = \frac{\overline{U_{вх}^2}}{U_{вых}} = \sqrt{\overline{U_{вх}^2}}.$$

Фильтры *R3*, *C1* и *R4*, *C2* включены для обеспечения устойчивости усилителей. Для получения высокой точности преобразования транзисторы *V1*—*V4* должны иметь идентичные параметры и находиться в одном корпусе. В подобном ПЭЗН достаточно просто

достичь погрешности 0,5 % в диапазонах входного сигнала ± 100 мВ; ± 1 В; ± 10 В. Динамическая погрешность зависит от типа ОУ.

Для построения сравнительно низкоточных преобразователей эффективиого значеиия (1—5 %) целесообразно использовать серийно выпускаемые перемножители типа 525ПС1, 525ПС2 [16].

На рис. 10.21 показана схема ПЭЗН, где входной сигнал возводится в квадрат четырехквадрантным перемиожителем *Ум1* типа 525ПС1. Усреднение выходного сигнала *Ум1* осуществляется с помощью фильтра нижних частот, построенного на *ОУ1*. Извлечение квадратного корня осуществляется с помощью перемножителя *Ум2* (также типа 525ПС1), включенного в цепь ООС усилителя *ОУ2*. Погрешность данного преобразователя в основном определяется погрешностями перемножителей и составляет (в диапазоне частот до 0,6 мГц) примерно 2 % максимального значения шкалы преобразования входного сигнала ± 10 В.

Глава 11

АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ И ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Для внедрения цифровой вычислительной техники и микропроцессоров в автоматические системы управления на первый план выдвигается проблема их связи с объектами, параметры которых представлены в аиалоговой форме. Для ввода в цифровую ЭВМ аналоговых сигналов и вывода результатов обработки информации в аналоговой форме используют аиалого-цифровые (АЦП) и цифроаналоговые (ЦАП) преобразователи [4, 5, 9]. Процесс преобразования информации в АЦП и ЦАП характеризуется точностью, быстродействием и динамическим диапазоиом.

Погрешность аналого-цифрового и цифроаналогового преобразования включает в себя методическую и инструментальную погрешности. Методическая погрешность обусловлена погрешностью квантования аналоговой величины A по уровню

$$\Delta_к = A - Nh,$$

где N — числовой эквивалент входной величины; h — шаг квантования; $|\Delta_к| \leqslant \leqslant 0{,}5$ МР (МР — единица младшего разряда).

Погрешность $\Delta_к$ является случайной величиной ввиду случайного характера величины A. При $h \ll A_{max}$ закон распределения погрешности квантования приближается к равномерному. Среднеквадратическая погрешность квантования

$$\sigma_к = h/\sqrt{12}.$$

Шаг квантования определяет потенциальную разрешающую способность (достижимую точность) преобразования по уровию (для АЦП иаименьшее различимое приращение входной аналоговой величины, для ЦАП — наименьшее возможное приращение выходной аналоговой величины). Так как каждому приращению аналоговой величины на квант соответствует приращение кода, то разрешающая способность зависит от разрядов кода.

Инструментальная погрешность включает в себя погрешность настройки, временной нестабильности, температурной погрешности и погрешности, возникающей от измеиения параметров внешних источников питания и сигналов управлеиия. Инструментальная погрешность проявляется в виде смещения нуля ОУ, изменения крутизны коэффициента передачи, нелинейности передаточной функции.

Быстродействие АЦП и ЦАП ограничивается динамическими погрешностями, возникающими при квантовании аналоговой величины по времени. Динамическая погрешность определяет время преобразования $T_п$. Для АЦП время преобразования представляет собой временной интервал от момента пуска преобразователя до момента получения кода. Для ЦАП время преобразования представляет собой интервал времени между моментом поступления входного кода и моментом установления с заданной точностью выходиого сигнала. Время преобразоваиия ЦАП в основном определяется частотными характеристиками ОУ, включенных на выходе.

Для АЦП важным параметром является апертурное время. Это параметр временной неопределенности фиксации момента получения результатов преобразования в течение времени $T_п$. Другим параметром, определяющим быстродействие, является период

квантоваиия $T_к$, представляющий собой интервал времени между двумя последовательными преобразованиями. В ЦАП максимальная скорость изменения входного кода определяется временем установления выходного сигнала с заданной точностью.

2. ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

В основу цифроаналогового преобразования положен принцип суммирования аналоговых величин, пропорциональных весам разрядов входного цифрового кода, разрядные коэффициенты которых равны единице. Различают ЦАП с прямым и косвенным (промежуточным) преобразованием. Наиболее широко распространены ЦАП с прямым преобразованием. В зависимости от алгоритма обработки разрядов входного кода ЦАП с прямым преобразованием можно разделить на параллельные и последовательные.

11.1. Резисторные матрицы типа R—2R

Тип	N	R, кОм	$\delta_к$, %	$\delta_{кэ}$, %	$U_{вх}$, В	$t_{уст}$, мкс	ТКД, 1/°С	δ_R, %	Примечание
301 НР1	10	5	0,0135	0,032	12,6	0,5	$2{,}5\cdot10^{-4}$	10	N—разрядность;
301 НР3	11	1	0,01	0,022					$\delta_к$ — погрешность коэффициента деления при нормальных условиях;
301 НР4		5							
301 НР5		10				1,0			
301 НР6		20							$\delta_{кэ}$ — при всех условиях эксплуатации;
301 НР12	10	15			30	0,7			
313 НР1	12	5	0,0085	0,0125	6	0,75	10^{-4}	10	δ_R — погрешность резисторов;
ДНД5А-10									
ДНД5А-1А	10	1	0,02	0,05	40		10^{-5}	10	
ДНД5А-1Б		5			60				ТКД — температурный коэффициент деления
ДНД5А-1В		10							

Параллельные ЦАП. Большинство ЦАП, выпускаемых в настоящее время в виде интегральных микросхем,— параллельного типа. Принцип действия параллельиых ЦАП основан на суммировании эталонных токов (напряжений), соответствующих весам разрядов. Обычио суммирование токов производится с помощью ОУ, напряжение иа выходе которого пропорциональио коду N:

$$U_{вых} = R_{о.с} I_1 N, \qquad (11.1)$$

где $R_{о.с}$ — сопротивление ООС ОУ; I_1 — эталонный ток 1-го разряда.

Наиболее распространены ЦАП с резисторными матрицами типа R—2R. Это обусловлеио тем, что для изготовлеиия требуются резисторы только двух иоминалов, что дает определенные технологические преимущества.

Резисторные матрицы типа R—2R представляют собой цепные делители напряжения. Основные параметры отечественных матриц типа R—2R серии 301 и некоторых дру-

гих приведены в табл. 11.1. Матрицы 301НР1, 301НР4— 301НР6, 313НР1, приведенные в таблице, выпускаются 11 модификаций (от А до М), которые отличаются величиной отклонения (в сторону уменьшения) разрядных резисторов от номинального значения на 0, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90, 100 Ом. Использование той или иной модификации позволяет скомпенсировать остаточное сопротивление ключей, коммутирующих разрядные сопротивления. При использовании матриц необходимо иметь в виду, что резисторы, составляющие матрицу (а следовательно, и выходное сопротивление), имеют разброс номиналов до 10 %, в то время как коэффициент деления имеет высокую точность.

Схема резисторной матрицы типа R—2R показана на рис. 11.1.

Основные свойства данной матрицы:

сопротивление во всех трех направлениях от узловой точки (1′, 2′, ..., m') равно 2R; коэффициент передачи между соседними узловыми точками равен $^1/_2$; коэффициент передачи между разрядным входом и соответствующей ему узловой точкой равен $^1/_3$.

Примеры включения резисторных матриц типа R—2R (рис. 11.2).

Пример 1. Источник входного сигнала (напряжение $U_{вх}$) поочередно подключают к узловым точкам (рис. 11.2, *а*). Допустим, что источник сигиала подключают к 1-й точке. Тогда распределение потенциалов в узловых точках будет следующим:

$$U_{1'} = U_{вх};\quad U_{2'} = \frac{1}{2}U_{вх};\quad U_{3'} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 U_{вх};\quad U_{i'} = \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} U_{вх};\quad U_{m'} =$$

$$= \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} U_{вх}.$$

При подключении $U_{вх}$ к i-й узловой точке получим

$$U_m = \left(\frac{1}{2}\right)^{m-i} U_{вх}.$$

При одновременном подключении нескольких узловых точек выходное напряжение будет определяться только старшим (по номеру) узлом.

Пример 2. Разрядные входы подключены к различным источникам напряжения (рис. 11.2, *б*).

Выходное напряжение для данной схемы

$$U_{вых} = \frac{1}{3}U_1 a_1 + \frac{1}{3}\frac{1}{2}U_2 a_2 + \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^2 U_3 a_3 + \ldots + \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} \times$$

$$\times U_i a_i + \ldots + \frac{1}{3}U_m \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} a_m,\ a_i = 0;\ 1.$$

Пример 3. Источник входного сигнала (напряжение $U_{вх}$) подключен к разрядным входам (рис. 11.2, *в*).

Допустим, входное напряжение подключено к 1-му разрядному входу. Тогда распределение потенциалов в узловых точках будет следующим:

$$U_{1'} = \frac{1}{3}U_{вх};\quad U_{2'} = \frac{1}{3}\frac{1}{2}U_{вх};\quad U_{3'} = \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^2 U_{вх};\ \ldots;\quad U_{i'} =$$

$$= \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} U_{вх};\ \ldots;\quad U_{m'} = \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} U_{вх}.$$

При управлении двоичным кодом выходное напряжение

$$U_{вых} = U_{m'} = \frac{1}{3}\frac{U_{вх}}{2^{m-1}}\sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i} = \Delta U N,$$

где $\Delta U = \frac{1}{3}\frac{U_{вх}}{2^{m-1}}$ — величина дискретности выходиого напряжения; $a_i =$

$= \begin{cases} 1 — \text{разрядный вход подключен к } U_{вх}; \\ 0 — \text{разрядный вход подключен к общему проводу,} \end{cases}$ N — числовой эквивалент кода.

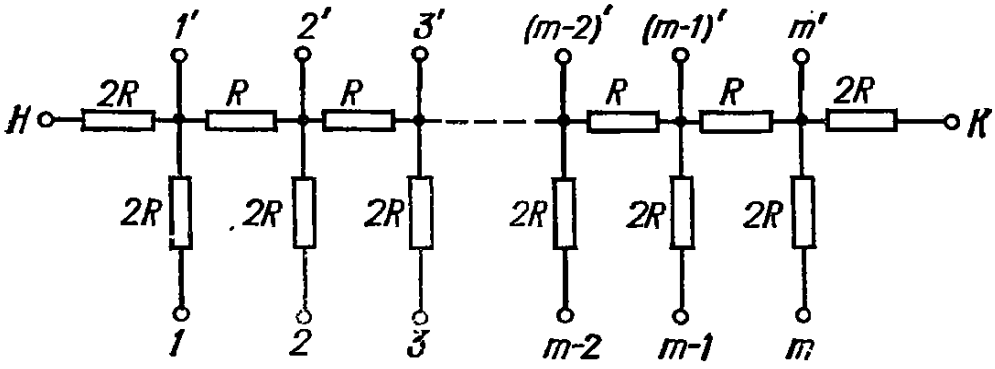
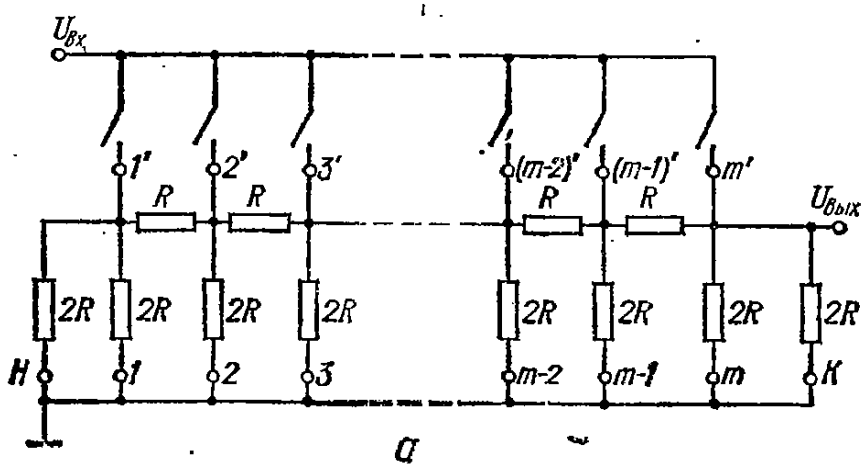
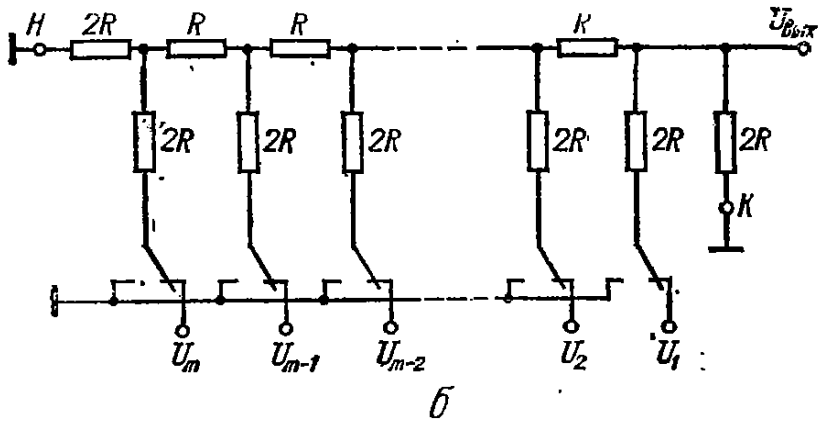
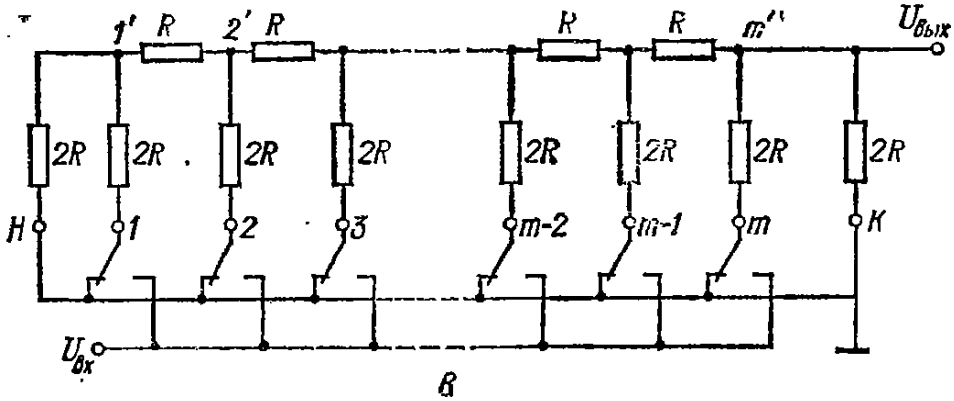


Рис. 11.1. Схема резисторной матрицы типа R-2R







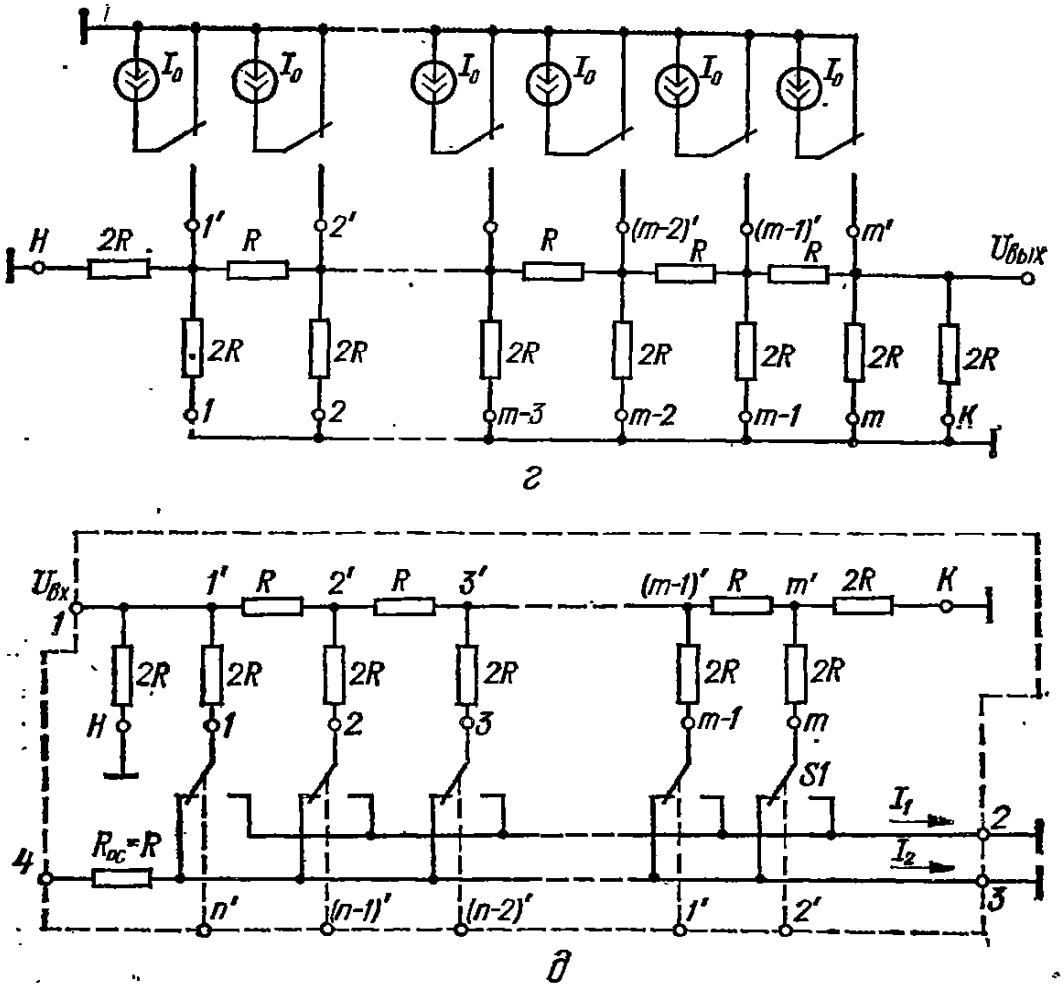


Рис. 11.2. Способы включения матрицы типа R—2R:
а — к примеру 1; *б* — к примеру 2; *в* — к примеру 3; *г* — к примеру 4; *д* — к примеру 5

Погрешность выходного напряжения, обусловленная сопротивлением открытого ключа в m-разряде

$$\Delta U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}\left(\frac{1}{3} - \frac{1}{3+\delta_{\text{к}}}\right) \approx U_{\text{вх}}\,\frac{\delta_{R_{\text{к}}}}{9},$$

где $\delta_{R_{\text{к}}} = R_{\text{к}}/R$ — относительное сопротивление ключа, или, учитывая, что $U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}/3$, получаем:

$$\delta_{U_{\text{вых}}} = \Delta U_{\text{вх}}/U_{\text{вх}} = \delta_{R_{\text{к}}}/3,$$

где $\sigma_{U_{\text{вых}}}$ — относительная погрешность выходного напряжения.

Предполагая, что во всех разрядах сопротивление открытого ключа равно $R_{\text{к}}$, суммарную максимальную погрешность можно вычислить следующим образом:

$$\delta_{U_{\text{вых}}} = \frac{1}{3}\,\delta_{R_{\text{к}}} + \frac{1}{3}\,\frac{1}{2}\,\delta_{R_{\text{к}}} + \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^2 \delta_{R_{\text{к}}} + \ldots + \delta_{R_{\text{к}}} \cdot \frac{1}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^{m-1}.$$

Наибольший вклад в погрешность вносят старшие разряды (m; $m-1$).

Пример 4. К узловым точкам подключают идентичные источники тока (рис. 11.2, *г*). При подключении источника тока I_0 к узловой точке $1'$ распределение потенциалов в узловых точках будет следующим:

$$U_{1'} = \frac{2}{3}\,I_0 R;\quad U_{2'} = \frac{2}{3}\,\frac{1}{2}\,I_0 R;\quad U_{3'} = \frac{2}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^2 I_0 R, \ldots, U_{i'} =$$

$$= \frac{2}{3}\,I_0 R\left(\frac{1}{2}\right)^{i-1}, \ldots, U_{m'} = \frac{2}{3}\left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} I_0 R.$$

При управлении источниками тока двоичным кодом получим

$$U_{\text{вых}} = U_{m'} = \frac{2}{3} I_0 R \frac{1}{2^{m-1}} \sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i} = \Delta U N,$$

где $\Delta U = {}^2/_3 I_0 R/2^{m-1}$ — величина дискретности выходного напряжения.

Пример 5. Входное напряжение подключено к узловой точке 1′. Выходной сигнал: суммарные токи через разрядные сопротивления (рис. 11.2, *д*).

11.2 Основные параметры ЦАП

Тип	n, бит	$\delta_{\text{нл. диф}}$, %	$\delta_{\text{к}}$, %	$t_{\text{уст}}$, мкс	$I_{\text{п}}$, мА	$I_{\text{ут}}$, нА	Примечание
572 ПА1А	10	±0,1	−3; +0,5	5	2	100	
572 ПА1Б	10	±0,2	−3; +0,5	5	2	100	
572 ПА1В	10	±0,4	−3; +0,5	5	2	100	
К572ПА2А	12	±0,025	±0,5	15	2	—	Запись и хранение кода
К572ПА2Б	12	±0,05	±0,5	15	2		
К572ПА2В	12	±0,1	±0,5	15	2	—	
К594ПА1	12	±0,012	—	3,5	25,35	700	

Примечание. n — разрядность; $\delta_{\text{нл. диф}}$ — дифференциальная нелинейность от полной шкалы; $\delta_{\text{к}}$ — погрешность коэффициента передачи от полной шкалы; $I_{\text{п}}$ — ток потребления; $t_{\text{уст}}$ — время установления; $I_{\text{ут}}$ — ток утечки ключей.

Распределение напряжений в узловых точках:

$$U_{1'} = U_{\text{вх}};\quad U_{2'} = \frac{1}{2} U_{\text{вх}};\quad U_{3'} = \left(\frac{1}{2}\right)^2 U_{\text{вх}}, \ldots, U_{i'} =$$

$$= \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} U_{\text{вх}}, \ldots, U_{m'} = \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1} U_{\text{вх}}.$$

Распределение токов в разрядных резисторах:

$$I_1 = U_{\text{вх}}/2R;\quad I_2 = U_{\text{вх}} \frac{1}{2}/2R;\quad I_3 = U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{2}\right)^2/2R; \ldots;\quad I_i =$$

$$= U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1}/2R; \ldots;\quad I_m = U_{\text{вх}} \left(\frac{1}{2}\right)^{m-1}/2R.$$

Выходные токи

$$I_{\text{I}} = \frac{U_{\text{вх}}}{2R} \sum_{i=1}^{i=m} a_i \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \frac{\sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i}}{2^m} = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \frac{N}{N_0};\quad I_2 =$$

$$= \frac{U_{\text{вх}}}{R} \left(1 - \frac{\sum_{i=1}^{i=m} a_i 2^{m-i}}{2^m}\right) = \frac{U_{\text{вх}}}{R} \left(1 - \frac{N}{N_0}\right),$$

где N — числовое значение текущего кода ($0 \leqslant N \leqslant (2^m - 1)$); $N_0 = 2^m$.

Погрешность выходного тока, обусловленная наличием сопротивления закрытого ключа $R_{\text{к}}$ в 1-м разряде,

$$\delta_I' = \Delta I/I = R_{\text{к}}/(2R + R_{\text{к}}) \approx {}^1/_2 \delta_{R_{\text{к}}},\ \text{где}\ \delta_{R_{\text{к}}} = R_{\text{к}}/R.$$

Максимальная погрешность выходного тока при условии, что во всех разрядах со-

противление открытых ключей одинаково,

$$\delta_I = \frac{1}{2}\delta_{R_к} + \left(\frac{1}{2}\right)^2 \delta_{R_к} + \left(\frac{1}{2}\right)^3 \delta_{R_к} + \ldots + \left(\frac{1}{2}\right)^m \delta_{R_к}.$$

Приведенные примеры включения резисторных матриц R—2R можно рассматривать как пассивные ЦАП параллельного типа. Для уменьшения выходного сопротивления или для масштабирования выходного сигнала на выходе матрицы R—2R включают повторитель напряжения или масштабирующий усилитель, построенный на ОУ. Требования к ОУ и к разрядным переключателям в таких ЦАП во многом определяются способом включения резисторной матрицы R—2R.

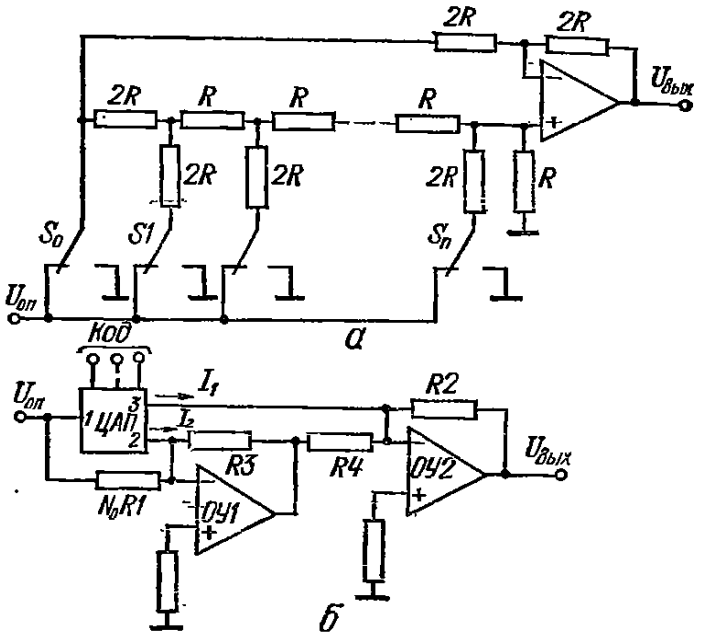


Рис. 11.3. Схемы параллельных ЦАП с биполярным выходным сигналом

На рис. 11.3, *а* показана схема активного ЦАП с резисторной матрицей типа R—2R (пример включения сетки R—2R рис. 11.2, *в*), где для формирования двухполярного выходного сигнала и компенсации погрешностей, обусловленных остаточным сопротивлением открытого канала разрядных переключателей $S1—S_n$, имеется дополнительный переключатель S_0 [2]. Если переключатель S_0 замкнут на общую шину, то выходное напряжение линейно изменяется в зависимости от входного кода в диапазоне $0 —(+U_{оп})$. В другом положении переключателя S_0 выходное напряжение изменяется в зависимости от кода в диапазоне $0 — (—U_{оп})$. Остаточное напряжение на разрядных ключах компенсируется остаточным напряжением на переключателе S_0, так как они взаимно обратны по знаку. В данной схеме ЦАП разрядные переключатели $S1—S_n$ работают в режиме коммутации эталонного напряжения, поэтому к остаточному сопротивлению открытого канала переключателя предъявляются повышенные требования. Учитывая, что сопротивление резисторов R обычно невелико (1—10 кОм), к входиым токам ОУ жестких требований не предъявляется.

На рис. 11.3, *б* показана схема параллельного ЦАП [8], где используется рассмотренная выше схема включения резисторной матрицы (рис. 11.2, *д*). Передаточную функцию для данной схемы ЦАП можно записать в виде

$$U_{вых} = U_{оп}\frac{R_2}{R_1}\left[\left(1 - \frac{N}{N_0}\right)\frac{R_3}{R_4} - \frac{N}{N_0}\right], \quad 0 \leqslant N \leqslant (2^n - 1).$$

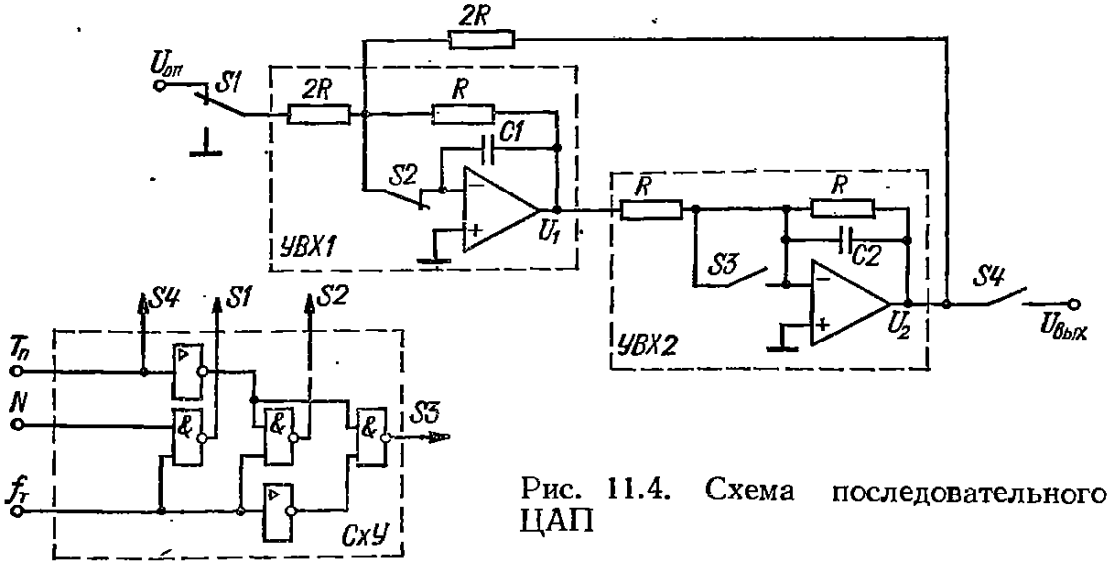


Рис. 11.4. Схема последовательного ЦАП

Приняв $R_3 = R_4$, получим:

$$U_{вых} = 2U_{оп}\frac{R_2}{R_1}\left[\frac{1}{2} - \frac{N}{N_0}\right].$$

Отсюда следует, что полярность выходного напряжения ЦАП может быть как отрицательной, так и положительной.

Параметры некоторых серийно выпускаемых ЦАП приведены в табл. 11.2.

Последовательные ЦАП. Для преобразования последовательного кода в аналоговый сигнал используют ЦАП последовательного типа. Наиболее распространенными ЦАП последовательного типа являются ЦАП, построенные на основе устройств выборки и хранения. Типовая схема такого ЦАП показана на рис. 11.4 [10]. В схему входят два УВХ (входной и выходной), ключи *S1*, *S4*, а также схема управления ключами *S1*—*S4* (*СхУ*). Преобразование входного последовательного кода производится за n тактов, где n — число разрядов кода. В первом полупериоде такта в *УВХ1* суммируется опорное напряжение (если разрядный коэффициент a равен единице), поступающее с выхода ключа *S1*, с напряжением U_2, поступающим с выхода *УВХ2*. Результат суммирования делится на два:

$$U_{1i} = \frac{1}{2}[U_{оп}a_i + U_{2(i-1)}].$$

Напряжение U_{1i} запоминается на конденсаторе *C1* (в режиме хранения ключ *S2* открыт). Во втором полупериоде такта напряжение на выходе *УВХ2* принимает значение U_{1i}, т. е. $U_{2i} = U_{1i}$.

В следующем $(i + 1)$ такте процесс повторяется, при этом напряжение на конденсаторе *C2* увеличивается на величину дискретности. В конце n-го такта конденсатор *C2* заряжается до

$$U_{2n} = U_{оп}N,$$

где N — входной код.

В конце n-го такта открывается ключ *S4*, и напряжение U_{2n} поступает на выход ЦАП. Если требуется иметь на выходе сигнал в течение длительного времени, то используют дополнительное УВХ, включенное на выходе ЦАП. Достоинством этого ЦАП является его некритичность к точности и стабильности конденсаторов УВХ. Точность и быстродействие ЦАП этого типа в основном зависит от характеристик УВХ.

3. АНАЛОГО-ЦИФРОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Преобразование аналоговой величины в цифровой код является измерительным процессом. Преобразование происходит путем сравнения преобразуемой величины с набором эталонных величин, имеющих одинаковую природу с преобразуемой. По способу формирования выходного кода АЦП можно разделить на последовательные, параллельные, последовательно-параллельные и с промежуточным преобразованием.

Последовательные АЦП. Наибольшее развитие в настоящее время получили последовательные АЦП с ЦАП в цепи ООС (рис. 11.5, *а*), которые состоят из компаратора *Км*, *ЦАП* (в схеме используется ЦАП, показанный на рис. 11.2, *д*) и схемы управления «*Лог*» (цифровой автомат). В основе работы данного АЦП лежит принцип сравнения входного сигнала с выходным сигналом *ЦАП* (выход *ОУ1*), который изменяется по определенному закону, задаваемому схемой «*Лог*». При равенстве выходного и входного напряжений компаратор *Км* формирует логический сигнал, останавливающий процесс уравновешивания, при этом на выходе АЦП будет сформирован код N, соответствующий входному напряжению

$$U_{вх} = U_{оп}N/N_0. \qquad (11.2)$$

Статическая погрешность таких АЦП определяется погрешностью *ЦАП* и *Км*.

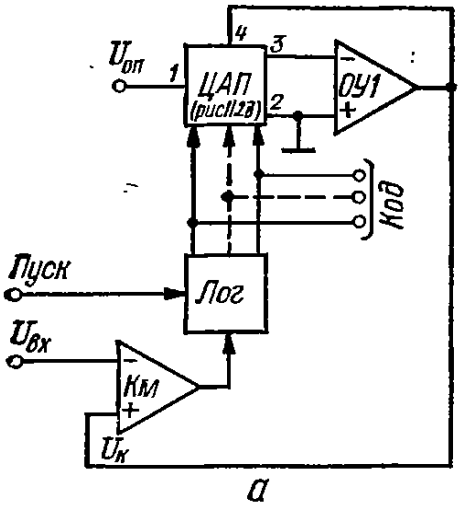
В зависимости от способа уравновешивания искомой величины различают АЦП развертывающего, следящего и поразрядного уравновешивания. Временные диаграммы работы этих АЦП показаны на рис. 11.5, *б*, *в*, *г*.

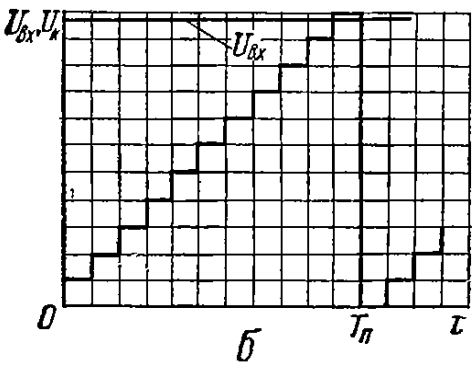
В АЦП развертывающего уравновешивания (рис. 11.5. *б*) компенсирующее напряжение $U_к$ растет от исходного значения $U_{к0}$ до значения $U_к \geqslant U_{вх}$. В момент достижения $U_к = U_{вх}$ цикл измерения заканчивается. В дальнейшем АЦП может работать либо

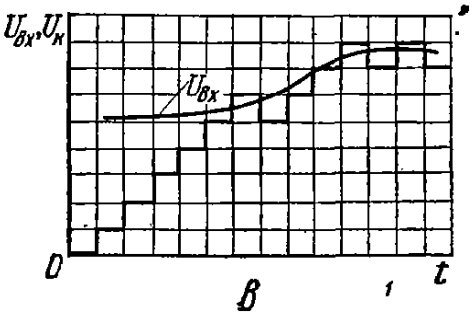
в следящем режиме, либо вновь повторить процесс уравновешивания, начиная с $U_{к0} = 0$. В наиболее простом варианте в АЦП развертывающего уравновешивания схема «Лог» может представлять собой счетчик импульсов, на вход которого по команде от *Км* поступают тактовые импульсы. Частота импульсов тактового генератора выбирается так, чтобы в каждом такте выходное напряжение ЦАП устанавливалось с заданной точностью и происходило полное срабатывание *Км*. Время преобразования в АЦП развертывающего уравновешивания непостоянно и при заданной частоте тактовых импульсов зависит от входного сигнала. Максимальное время преобразования

$$T_{п\,max} = N_{max}/f_т.$$

В АЦП следящего типа схема «Лог» представляет собой реверсивный счетчик импульсов, который выполняет суммирование и вычитание импульсов тактового генератора в зависимости от состояния *Км*. В зависимости от скорости изменения $U_{вх}$ следящий АЦП работает либо в режиме начальной обработки, либо в режиме слежения (рис. 11.5, *в*) Если скорость изменения входного сигнала не превышает скорости изменения компенсирующего напряжения, то в любой момент времени компенсирующее напряжение будет отличаться от измеряемого входного не более чем на значение шага квантования. Время преобразования в режиме слежения равно периоду следования тактовых импульсов. Время преобразования следящего АЦП в режиме начальной обработки скачка входно-







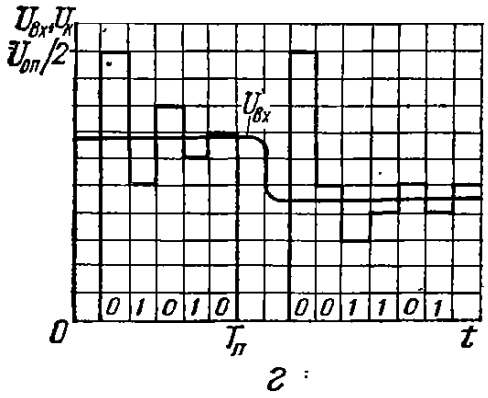


Рис. 11.5. АЦП с ЦАП в цепи ООС:

а — схема; *б*, *в*, *г* — временные диаграммы работы АЦП развертывающего уравновешивания, следящего типа, поразрядного уравновешивания соответственно

го напряжения, соответствующего максимальному коду,

$$T_{п\,max} = (2^n - 1)/f_т.$$

Очевидно, что время преобразования следящего АЦП при больших скачках входного сигнала примерно такое же, как и АЦП разнертывающего типа. Для повышения быстродействия следящего АЦП в режиме начальной обработки сигнала используется метод «грубого» и «точного» отсчетов [3]. В простейшем случае этот метод можно реализовать

путем разбиения счетчика импульсов в схеме «Лог» на два: счетчик «грубого» и счетчик «точного» отсчетов, как показано на рис. 11.6. Выходное напряжение ЦАП подается на один из входов дифференциального усилителя, построенного на ОУ, а входное напряжение — на другой вход. Коэффициент передачи дифференциального усилителя по обоим входам равен единице, а его выходное напряжение $U_A = U_{вх} - U_к$. Эта разность сравнивается в компараторах *Км1—Км3* с напряжениями $+U_{оп}/2^{n/2}$, $-U_{оп}/2^{n/2}$ и 0. Вес младшего разряда счетчика *СТ1* «грубого» отсчета составляет $U_{оп}/2^{n/2}$. Значения состояний компараторов *Км1*, *Км2* определяют режим работы счетчика.

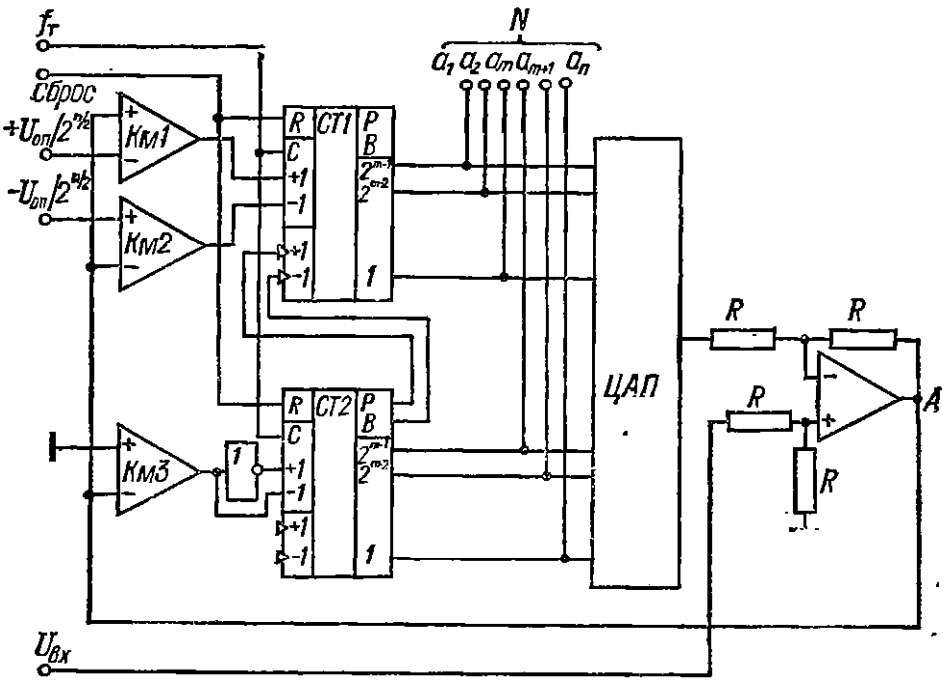


Рис. 11.6. Схема двухступенчатого следящего АЦП

При $U_{оп}/2^{n/2} < U^A$ *СТ1* работает в режиме накопления, так как на выходе *Км1* устанавливается высокий потенциал, а *Км2* находится в состоянии 0. При $-U_{оп}/2^{n/2} > U_A$ *СТ1* работает в режиме вычитания, так как на выходах *Км1*, *Км2* устанавливаются 1 и 0 соответственно.

Компаратор *Км3* определяет режим работы счетчика «точного» отсчета *СТ2*. Функция *Км3* заключается в сравнении U_A с потенциалом общей шины.

На асинхронные входы *СТ1* подаются сигналы переноса и займа из счетчика *СТ2*. После того как счет импульсов в счетчике *СТ1* закончится, в счетчике *СТ2* счет будет продолжаться до выполнения условия $U_A - U_к \leqslant U_{Км3}$, где $U_{Км3}$ — порог срабатывания *Км3*. Максимальное время преобразования данного АЦП

$$T_{п\,max} = 2\,(2^{n/2} - 1)/f_т,$$

т. е. быстродействие двухступенчатого следящего АЦП увеличивается примерно в $(2^{n/2} - 1)$ раз. В предельном случае можно построить АЦП с числом ступеней n, равным числу разрядов ЦАП. Для такого АЦП требуется $2n$ компараторов и такое же число опорных напряжений срабатывания компараторов, а вместо счетчиков необходим параллельный сумматор с цепями сложения и вычитания.

В АЦП поразрядного уравновешивания процесс уравновешивания производится в направлении от старших разрядов к младшим. На рис. 11.5, *в* показана временная диаграмма поразрядного уравновешивания для случая двоичного распределения разрядов. Компенсирующее напряжение изменяется по закону

$$U_к = U_{оп} \sum_{i=1}^{n} 2^{-i} a_i,$$

где n — число разрядов АЦП; a_i — состояние ключа i-го разряда ($a_i = 0$ или 1).

При поразрядном уравновешивании в первом такте включается 1-й (старший) разряд с весом 2^{-1}, компаратором производится сравнение $U_{вх}$ с $U_{к1} = U_{оп}\,2^{-1}$ и в зависимости от знака разности между $U_{вх}$ и $U_к$ первый разряд либо оставляется включенным

($a_1 = 1$), либо сбрасывается ($a_1 = 0$). Во втором такте включается 2-й разряд с весом 2^{-2}, производится сравнение $U_{вх}$ с величиной $U_{к2} = U_{оп}(2^{-1}a_1 + 2^{-2}a_2)$ и по результату сравнения сбрасывается ($a_2 = 0$) или не сбрасывается ($a_2 = 1$) 2-й разряд. В третьем такте включается 3-й разряд и т. д. В конце уравновешивания $U_{вх} = U_к$, или

$$U_{вх} = U_{оп} \sum_{i=1}^{n} 2^{-i} a_i = U_{оп} N.$$

Длительность цикла преобразования в АЦП поразрядного уравновешивания постоянна, не зависит от измеряемой величины и пропорциональна числу разрядов n:

$$T_п = n/f_т.$$

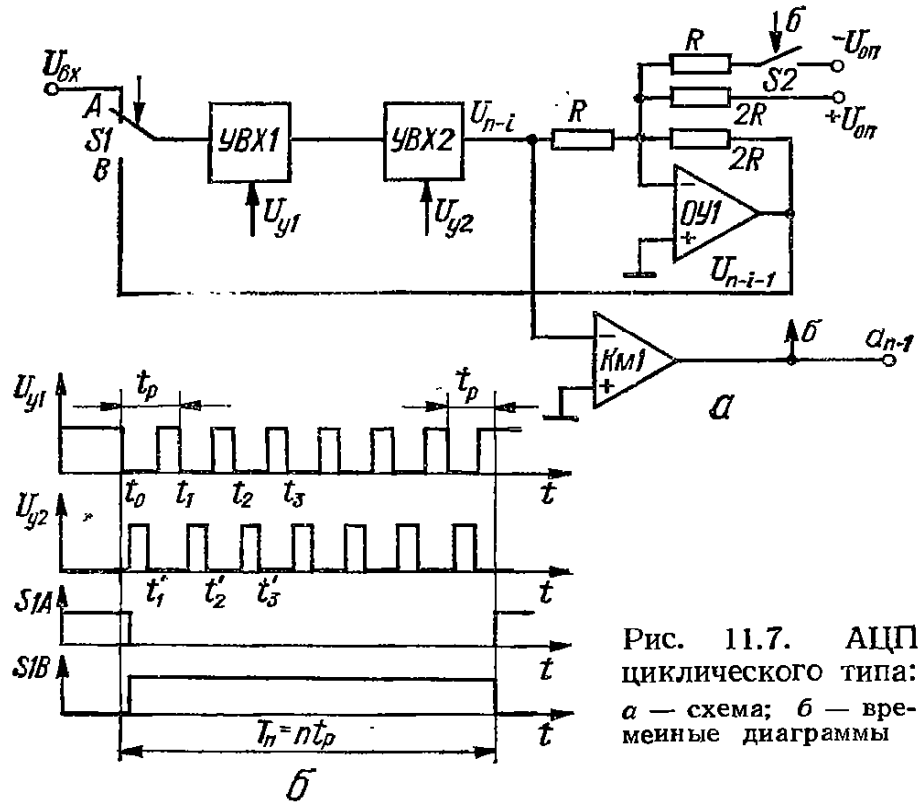


Рис. 11.7. АЦП циклического типа: *а* — схема; *б* — временные диаграммы

Кроме рассмотренных выше АЦП с ЦАП в цепи ООС к последовательным АЦП относятся также АЦП циклического и конвейерного типов. Погрешность этих АЦП в основном определяется качеством используемых ОУ, компараторов и ключей.

В циклическом АЦП [5] процесс преобразования аналоговой величины (напряжения) производится в соответствии со следующим алгоритмом:

$$U_{n-i-1} = -2\left(U_{n-i} - a_{n-i}U_{оп} + \frac{U_{оп}}{2}\right), \quad a_{n-1} = \begin{cases} 1 \text{ при } U_{n-i} \geqslant 0; \\ 0 \text{ при } U_{n-i} < 0, \end{cases}$$

где i — порядковый номер разряда выходного кода N; n — число разрядов кода N; $U_{оп}$ — опорное напряжение.

На рис. 11.7, *а* показан АЦП, работающий по данному алгоритму. В состав аналоговой части АЦП входят два устройства выборки хранения (*УВХ1*, *УВХ2*), переключатель *S1*, компаратор *Км1*, сумматор, построенный на *ОУ1*, и ключ *S2*, управляемый компаратором. Процесс преобразования поясняется временными диаграммами управляющих сигналов, вырабатываемых цифровой частью АЦП, показанными на рис. 11.7, *б*. В исходном состоянии переключатель *S1* находится в положении *А*, ключ *S2* разомкнут, при этом *УВХ1* непрерывно следит за входным сигналом. В момент (t_0) поступления управляющего сигнала $U_{у1}$ *УВХ1* запоминает уровень входного напряжения, затем по команде $U_{у2}$ переписывается в *УВХ2*. Одновременно с поступлением $U_{у2}$ переключается *S1* в положение *В*. В результате запомненное напряжение в *УВХ2* U_{n-1} будет воздействовать на вход сумматора. На выходе сумматора вырабатывается напряжение $-(U_{n-1} - a_{n-1} \times U_{оп} + U_{оп}/2)\,2$, которое в момент времени t_1 записывается в *УВХ1*. Компаратор *Км1*

оценивает полярность выходного напряжения *УВХ2* и вырабатывает значение разрядного коэффициента старшего разряда a_{n-1}. Затем описанный процесс повторяется n раз, в результате чего на выходе *Км1* последовательно будут сформированы значения всех разрядных коэффициентов.

Данная схема циклического АЦП обеспечивает преобразование напряжения $U_{вх}$ в диапазоне ±3 В с точностью, соответствующей девяти разрядам (при использовании современных элементов ОУ, Км, S).

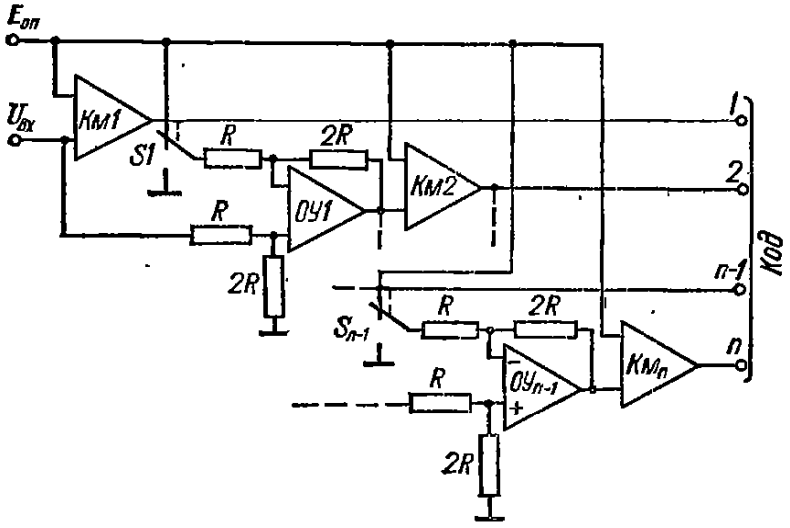


Рис. 11.8. Схема АЦП конвейерного типа

Основным достоинством циклических преобразователей является простота схемы, однако быстродействие этих АЦП невысокое (примерно 5 мкс на один разряд выходного кода).

В АЦП конвейерного типа можно добиться весьма высокого быстродействия, поскольку оно полностью зависит от частотных свойств ОУ и Км, составляющих схему. Кроме того такие АЦП могут работать в следящем режиме. Один из возможных вариантов схемы конвейерного АЦП показан на рис. 11.8 [9]. В схему входят компараторы $Км1—Км_n$, $ОУ1—ОУ_{n-1}$, ключи $S1—S_{n-1}$ и 2 $(n-1)$ однозвенных делителей напряжения типа R—2R. ОУ и одиозвеиные делители напряжения образуют $(n-1)$ схему дифференциального усилителя с коэффициеитом передачи по каждому из входов, равным двум. Выходное напряжение каждого дифференциального усилителя можно записать в виде

$$U_{выхi} = 2\,(U_{выхi-1} - a_{i-1}E_{оп}),$$

где $a_{i-1} = 0$ при подключении инвертирующего входа усилителя к общей шине, $a_{i-1} = 1$ при подключении к $E_{оп}$.

Если сигнал, поступающий на вход компаратора $Км_{i-1}$, больше опорного напряжения, т. е. $U_{i-1} \geqslant E_{оп}$, то на выходе данного компаратора формируется «1», и инвертирующий вход соответствующего усилителя подключается к $E_{оп}$. В противном случае на выходе $Км_{i-1}$ будет присутствовать логический «0», а вход усилителя будет подсоединен к общей шине. Такое сравнение напряжений производится во всех разрядах, в результате чего на выходах компараторов последовательно, начиная со старшего разряда, формируется выходной код.

Даниую структуру АЦП можно видоизменить, если функцию сравнения возложить на $ОУ1—ОУ_{n-1}$, для чего в дифференциальных усилителях используется нелинейная ООС.

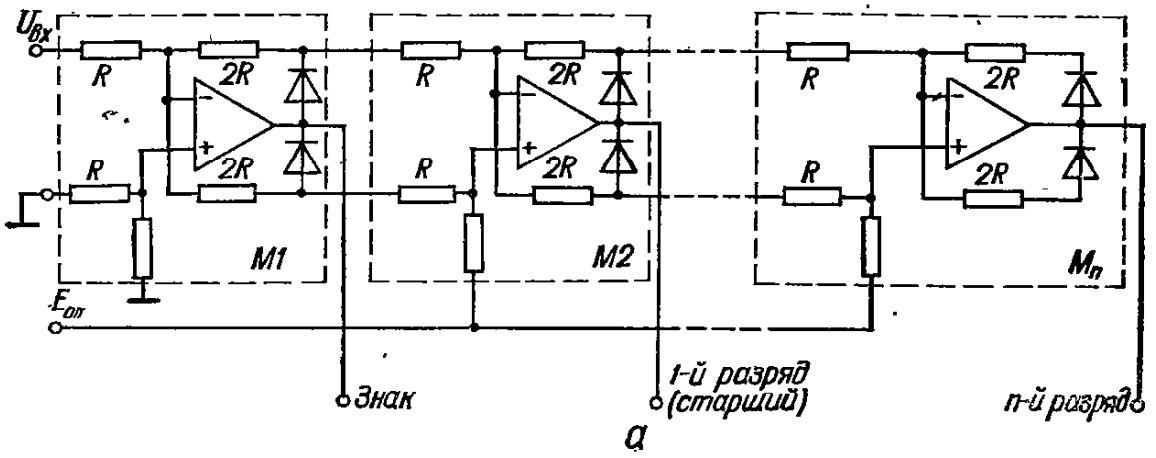
В схеме АЦП конвейерного типа (рис. 11,9, *а*) функция сравиения и усиления разностного сигнала производится с помощью одного и того же ОУ [1]. Схема состоит из $(n+1)$ идентичиых модулей $M1—M_{n+1}$, представляющих собой дифференциальные усилители с нелинейной ООС. В области малого разностного сигиала $(\Delta U_{вх} \approx 0{,}6/K_у)$ цепь ООС разомкнута (так как диоды, включенные на выходе ОУ, заперты), и ОУ в модуле работает в режиме компаратора. В области большого разностиого сигнала $(\Delta U_{вх} > 0{,}6/K_у)$ соответствующий диод открыт и модуль работает в режиме усиления разностного сигнала с коэффициентом усиления, равным двум, при этом иа выходе ОУ в каждом модуле формируется положительное или отрицательное напряжение (в зависимости от результата сравнения), характеризующее логические состояния «0» или «1». Выходное напряжеиие модуля *М1*, включенного на входе АЦП (точнее его полярность), характеризует знак входного иапряжения.

На выходе данного АЦП формируется код Грея. Работа АЦП в коде Грея дает известные преимущества, связанные с устранением неопределенности выходного кода при изменении входного сигнала, однако во многих случаях возникает необходимость пре-

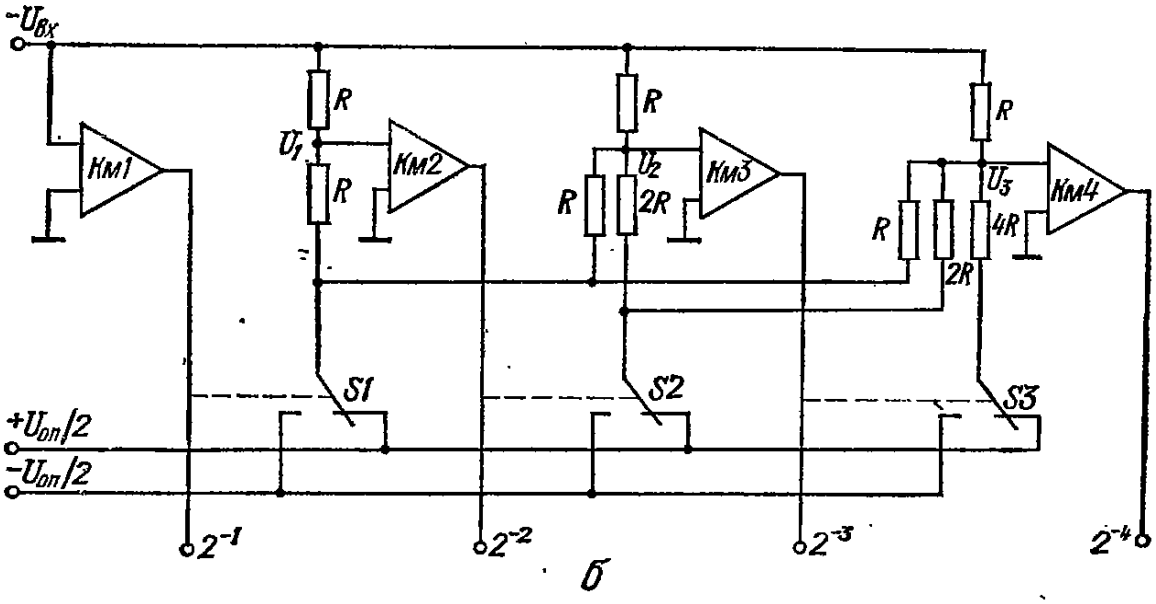
образовывать код Грея в двоичный код. Для этого на выходе АЦП включается преобразователь кода, работающий в соответствии с табл. 11.3.

Точность и быстродействие рассмотренного АЦП определяются качеством ОУ, так как время преобразования определяется временем установления с заданной точностью выходного напряжения каждого модуля $T_м : T_п = nT_м$.

Малоразрядные АЦП конвейерного типа с весьма высоким быстродействием (наносекундного диапазона) можно построить полностью на быстродействующих компараторах (рис. 11.9, *б*). В четырехразрядный АЦП входят четыре компаратора *Км1—Км4*,



а



б

Рис. 11.9. АЦП конвейерного типа, работающий в коде Грея (*а*), и с переменным опорным напряжением (*б*)

резисторные делители напряжения из трех номиналов R (R, $2R$, $4R$) и трех переключателей *S1—S3*. С помощью резисторных делителей на одном из входов компараторов *Км2—Км4* формируется напряжение

$$U_i = a_1 \frac{U_{оп}}{2} + a_2 \frac{U_{оп}}{4} + a_3 \frac{U_{оп}}{8} + \ldots,$$

где a_i — 0 или 1 в зависимости от состояния предыдущего *Км*.

Таким образом, на входах компараторов формируются опорные напряжения в соответствии с двоичным кодом. В этой связи входное напряжение $U_{вх}$, поступающее на каждый из компараторов, будет представлено в двоичном коде в виде выходных напряжений (логических 1 или 0) компараторов. Очевидно, что с увеличением разрядности число различных номиналов резисторов растет, одновременно увеличиваются требования к минимальному сопротивлению открытых каналов переключателей (особенно к *S1*), возникает необходимость включения нескольких, параллельно работающих, ключей вместо одного (например вместо *S1*).

Параллельные АЦП. В параллельных АЦП используется метод считывания, заключающийся в том, что аналоговая входная величина одновременно сравнивается с помощью $(2n - 1)$ компараторов с $(2n - 1)$ опорными напряжениями. Очевидно, что это требует больших аппаратурных затрат. Код, образованный в результате сравнения (на

11.3 Коды, используемые в АЦП и ЦАП

Десятичные числа	Натуральный двоичный	Грея	Единичный нормальный	Единичный позиционный	8—4—2—1	2—4—2—1
00	0000	0000	0 000 000	0 000 000	00 000 000	00 000 000
01	0001	0001	0 000 001	0 000 001	00 000 001	00 000 001
02	0010	0011	0 000 011	0 000 010	00 000 010	00 000 010
03	0011	0010	0 000 111	0 000 100	00 000 011	00 000 011
04	0100	0110	0 001 111	0 001 000	00 000 100	00 000 100
05	0101	0111	0 011 111	0 010 000	00 000 101	00 000 101
06	0110	0101	0 111 111	0 100 000	00 000 110	00 000 110
07	0111	0100	1 111 111	1 000 000	00 000 111	00 000 111
08	1000	1100	—	—	00 001 000	00 001 110
09	1001	1101	—	—	00 001 001	00 001 111
10	1010	1111	—	—	00 010 000	00 010 000
11	1011	1110	—	—	00 010 001	00 010 001
12	1100	1010	—	—	00 010 010	00 010 010
13	1101	1011	—	—	00 010 011	00 010 011

выходах компараторов), представляет собой нормальный единичный код (см. табл. 11.3). Для устранения неоднозначности считывания при изменении входного сигнала на входе АЦП включают устройство выборки—хранения, или в схеме используют стробируемые компараторы с запоминанием информации (например, типа 597СА1 табл. 11.4). Преобра-

11.4. Основные параметры компараторов

Тип	$U_{см}$, мВ	$I_{вх}$, мкА	$\Delta I_{вх}$, мкА	$t_{вкл}$, нс	$U_{вх.сф}$, В	$K_{сф}$	$U_{п1}$, $U_{п2}$, В	$U_{вых}$ «1», В	$U_{вых}$ «0», В	Прнмечание
К597СА1	2	10	1	6,5	3,3	80	—5,2; +6	—0,81	—1,65	
К597СА2	2	10	1	12	2,7	80	+5; —6	2,5	0,5	
521СА1	3,5	75	10	110	—	70	12; —6	2,5	0,3	Сдвоенный
521СА2	5	75	10	120	—	70	12; —6	2,5	0,3	$K_у = 750$
521СА3	3	0,1	0,01	300	±15	—	±15	—	—	$K_у$=150 000
521СА4	4	2	0,5	26	±5	—	±9 ,+5	2,5	0,5	

зование нормального кода в двоичный код осуществляется с помощью преобразователей кодов. Наиболее простым решением задачи преобразования единичного нормального кода в двоичный код является использование интегральных микросхем запоминающих устройств (ПЗУ), в которых записан полный набор двоичных кодов от 00...00 до 11...11. Адрес ПЗУ образуется либо с помощью самих компараторов, т. е. выражается в виде единичного нормального кода [6], либо единичный нормальный код предварительно преобразуется в позиционный единичный код. Функция преобразования нормального единичного кода в позиционный единичный код имеет вид

$$a_i' = \bar{a}_{i-1} a_i,$$

где a_i — разрядный коэффициент i-го разряда единичного нормального кода; a_i' — разрядный коэффициент i-го разряда единичного позиционного кода. Например, единичному

нормальному коду 001 111 будет соответствовать единичный позиционный код 001 000.

Быстродействие АЦП параллельного типа определяется быстродействием компаратора и временем преобразования единичного кода, например, в двоичный код. При использовании современной элементной базы время преобразования может быть меньше 100 нс.

Основным недостатком АЦП параллельного типа являются большие аппаратурные затраты. Так, например, для 10-разрядного АЦП, работающего с биполярными сигналами, необходимо иметь 2046 компараторов. Поэтому на практике обычно используют 4-, 5-разрядные АЦП с автоматическим переключением диапазонов преобразования или используют различные схемы объединения малоразрядных АЦП параллельного типа в многоразрядные АЦП [10.9].

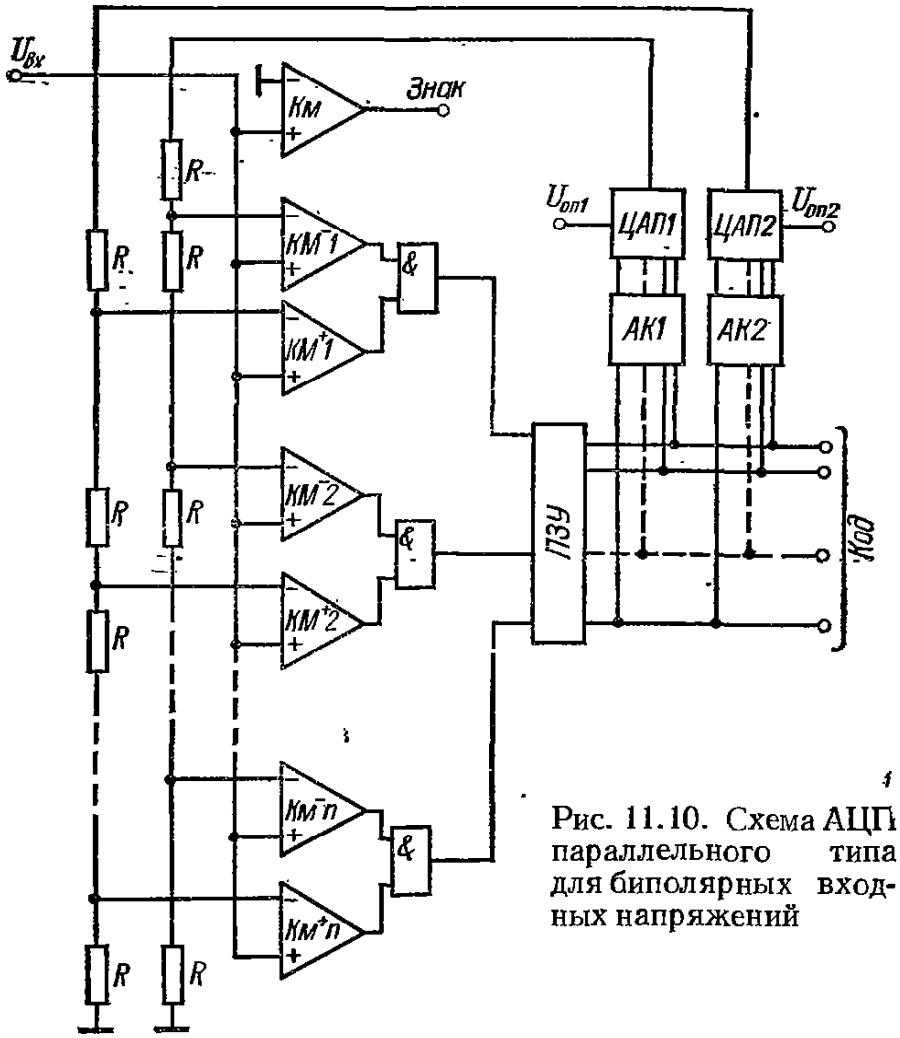


Рис. 11.10. Схема АЦП параллельного типа для биполярных входных напряжений

Схема АЦП параллельного типа для биполярных входных сигналов (рис. 11.10) включает в себя два идентичных АЦП, каждый из которых работает с сигналами определенной полярности; преобразователь нормального единичного кода в двоичный, построенный на основе постоянного запоминающего устройства ПЗУ; анализаторы выходного двоичного кода *АК1*, *АК2* и цифроаналоговые преобразователи *ЦАП1*, *ЦАП2*, выполняющие функции эталонных источников питания резистивных делителей напряжения.

Эталонные напряжения, сформированные с помощью низкоомных делителей напряжения, подаются на один из входов компараторов $Км1$—$Км_n$. Компараторы $Км^+1$—$Км^+_n$ срабатывают при выполнении неравенства $U_{опi} - U_{вх} > 0$, где $U_{опi}$ — порог срабатывания i-го компаратора, задаваемого резисторным делителем напряжения. Компараторы $Км^-1$—$Км^-_n$ срабатывают при выполнении условия $U_{вх} - U_{опi} > 0$. При подаче на вход напряжения положительной полярности на выходе компараторов $Км^+1$—$Км^+_n$ образуется код $N_1 = 11...100...0$. При этом на выходе компараторов $Км^-1$—$Км^-_n$ будет присутствовать код $N_2 = 11...11$. На выходе логических схем И—НЕ образуется код 00...01...11, являющийся инверсией кода N_1. Если $U_{вх} < 0$, то на выходе

компараторов $Км^{+}1$—$Км_{n}^{+}$ будет присутствовать код $N_1 = 11...11...11$. При этом на выходе логических схем И—НЕ будет образован код, являющийся инверсией кода N_2.

Для уменьшения аппаратурных затрат при построении многоразрядных АЦП весь рабочий диапазон входного напряжения разбивают на несколько поддиапазонов, выбор которых осуществляется с помощью анализаторов выходного кода *АК1*, *АК2*. Величину

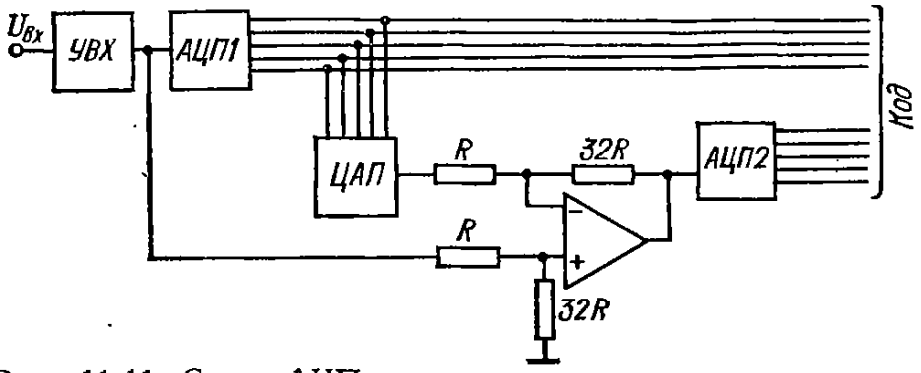


Рис. 11.11. Схема АЦП последовательно-параллельного типа

поддиапазона выбирают из условия равенства относительной погрешности квантования во всех поддиапазонах. Анализаторы *АК1*, *АК2* представляют собой логические схемы, осуществляющие сравнение выходного двоичного кода с фиксированными кодами, соответствующими границам поддиапазонов.

Последовательно-параллельные АЦП по аппаратурным затратам и быстродействию занимают промежуточное положение между последовательными и параллельными АЦП.

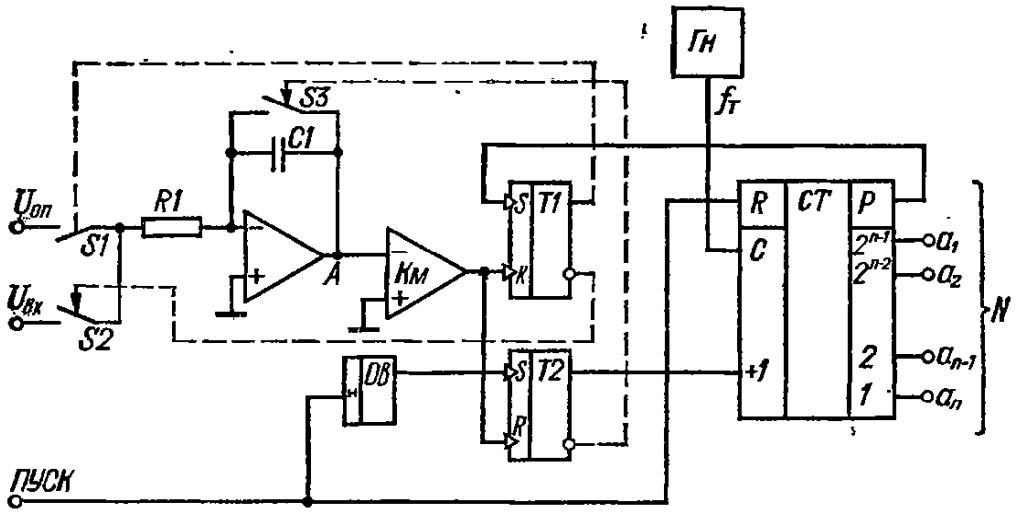


Рис. 11.12. Схема АЦП с двойным интегрированием

В таких АЦП используют быстродействующие малоразрядные АЦП параллельного типа (или конвейерного типа, выполненные по схеме рис. 11.9), малоразрядные ЦАП и широкополосные ОУ. На рис. 11.11 показан пример построения последовательно-параллельного АЦП, где *АЦП1* и *АЦП2* (5-разрядные) объединены в 10-разрядный АЦП с помощью *ЦАП* и дифференциального усилителя, построенного на ОУ. Для исключения неоднозначности выходного кода при изменении входного напряжения на входе включено *УВХ*. При подаче стробирующего импульса с помощью *УВХ* на время преобразования запоминается входной сигнал. С выхода *УВХ* сигнал поступает на вход *АЦП1*, с помощью которого формируются старшие разряды двоичного выходного кода. Затем с помощью *ЦАП* этот код преобразуется в аналоговый сигнал и в виде напряжения подается на вход дифференциального усилителя. На другой вход усилителя подается входной сигнал (с выхода *УВХ*), в результате чего на выходе усилителя выделяется разность между входным и выходным (представленным старшими разрядами кода) сигналами. Эта разность, представляющая собой погрешность представления выходного кода только старшими разрядами, усиливается в 2^n раз, где n — число двоичных разрядов *АЦП1* (в 32 раза), с помощью дифференциального усилителя и затем преобразуется с помощью *АЦП2* в двоичный код, представляющий собой младшие разряды выходного кода.

Быстродействие данного АЦП определяется временем преобразования *АЦП1*, *АЦП2*, *ЦАП*, *УВХ* и дифференциального усилителя. Построение многоразрядных бы-

стродействующих АЦП на основе малоразрядных АЦП параллельного типа можно осуществить также методом светки [10], который позволяет, например, построить 4-разрядный АЦП на основе двух 3-разрядных АЦП, 5-разрядный АЦП на основе двух 4-разрядных и т. д. Современная технология позволяет изготовлять в виде больших интегральных схем (БИС) 6-разрядные параллельные АЦП (63 компаратора и примерно 100 логических схем). При использовании таких 6-разрядных АЦП можно построить 12-разрядный АЦП, для чего потребуется 16 БИС.

В АЦП с промежуточным преобразованием входная аналоговая величина преобразуется в промежуточную величину (например, во временной интервал или частоту импульсов), которая затем преобразуется в код. В настоящее время наиболее распространены АЦП интегрирующего типа, где аналоговая величина преобразуется в промежуточную величину с помощью интегратора. Схемы таких преобразователей с двойным интегрированием (вначале интегрируется $U_{вх}$, затем опорный сигнал) рассмотрены в гл. 4 (рис. 4.15, 4.16).

Основным достоинством АЦП интегрирующего типа с двойным интегрированием является их высокая помехоустойчивость. На рис. 11.12 показан вариант АЦП с двойным интегрированием, где интегрирование осуществляется с помощью интегратора, построенного на ОУ, а цифровая часть включает в себя триггеры *Т1*, *Т2*, компаратор *Км*, одновибратор *Ов* и счетчик *СТ* [3]. В исходном положении *RS*-триггеры *Т1*, *Т2* находятся в состоянии «0». Ключ *S3*, управляемый инверсным выходом триггера *Т2*, замкнут, и на выходе ОУ будет потенциал входа, близкий к нулю. Счетный вход (+1) *СТ* заперт сигналом 0 прямого выхода *Т2*, и счетчик хранит результат предыдущего преобразования. Счетчик *СТ* устанавливается в состояние «0» сигналом *ПУСК*, который задерживается одновибратором *Ов* и поступает на вход *S* триггера *Т2*, устанавливая его в состояние «1». Это приводит к размыканию ключа *S3* и отпиранию счетного входа *СТ*, который начинает считать импульсы генератора *Гн* тактовой частоты $f_т$. Входное измеряемое напряжение $U_{вх}$, поступающее на вход интегратора через замкнутый ключ *S2*, интегрируется. Интегрирование происходит с постоянной времени $\tau = R_1C_1$ и продолжается до переполнения счетчика *СТ*. Импульс переноса *СТ* устанавливает *Т1* в «1», размыкая тем самым *S2* и замыкая *S1*. На вход интегратора подается опорное напряжение $-U_{оп}$. В момент времени $t_1 = 2^n/f_т$ на выходе интегратора установится напряжение $U_A(t_1) = -U_{вх}t_1/\tau$.

Опорное напряжение $U_{оп}$ имеет противоположную полярность по отношению к $U_{вх}$ и выходное напряжение интегратора начинает изменяться в обратную сторону. Когда выходное напряжение интегратора станет равным нулю, *Км* срабатывает, и его выходной сигнал устанавливает оба триггера в состояние «0». Схема приходит в исходное состояние. Счетчик к концу второго такта подсчитывает n импульсов, при этом $n = t_2/f_т$, где t_2 — длительность второго такта. Так как $U_A(t_2) = 0$, то

$$-U_{вх}t_1/\tau + U_{оп}t_2/\tau = 0,$$

откуда

$$n = t_2f_т = U_{вх}2^n/U_{оп},$$

т. е. код в счетчике пропорционален входному сигналу $U_{вх}$. Очевидно, что на результат преобразования не сказываются значения тактовой частоты $f_т$. Результат преобразования не зависит также от постоянной времени интегрирования, если она не изменяется в процессе интегрирования. Статическая погрешность АЦП определяется в основном погрешностями срабатывания компаратора, источника опорного напряжения и параметрами интегратора.

АЦП с двойным интегрированием обладает способностью подавлять периодические помехи, период которых кратен t_1. Однако на частотах, даже незначительно отличающихся от частот, кратных $2K\pi/t_1$, коэффициент подавления помех резко снижается. Наиболее существенные помехи вызываются цепями питания с частотой 50 Гц. Поэтому время интегрирования выбирается равным или кратным периоду сетевого напряжения.

4. АНАЛОГО-ЦИФРОАНАЛОГОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

На основе АЦП и ЦАП могут быть построены различные устройства с аналоговыми входом и выходом, выполняющие вычислительные и аппроксимирующие операции, а также операции управления и генерирования сигналов различной формы [5, 8]. Использование таких устройств, например, в системах управления позволяет решать в реальном масштабе времени сложные задачи при малых аппаратурных затратах. Современная элементарная база дает возможность строить АЦАП, имеющие погрешность, соответствующую 15 двоичным разрядам. Большие возможности (при построении цифровой части АЦАП) дает использование БИС микропроцессорных наборов.

Рассмотрим АЦАП, выполняющий операцию умножения двух аналоговых сигналов.

Из выражения (11.1) следует, что выходное напряжение ЦАП линейно зависит от опорного напряжения $U_{оп}$ и входного кода. С другой стороны, из выражения (11.2) следует, что выходной код АЦП линейно зависит от входного напряжения. Следовательно, если вместо $U_{оп}$ в ЦАП подключить источник входного сигнала $U_{вх1}$, а второе входное напряжение $U_{вх2}$ преобразовать с помощью АЦП и выходной код подать на ЦАП, то выходное напряжение ЦАП будет представлять собой произведение $U_{вых} = KU_{вх1}U_{вх2}$.

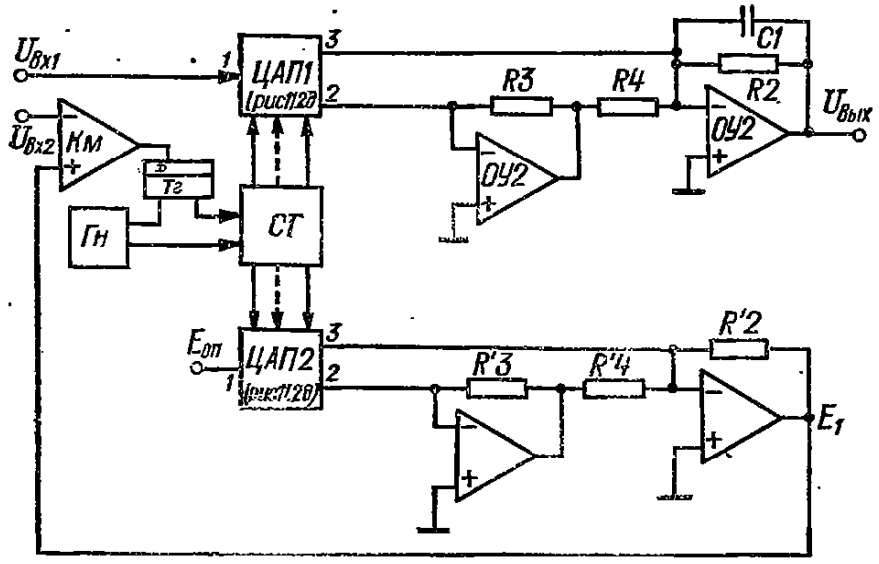


Рис. 11.13. Схема 4-квадратного умножителя, построенного на основе АЦАП

На рис. 11.13 показан один из возможных вариантов 4-квадратного умножителя двух аналоговых напряжений [8]. В схему входят два активных ЦАП, выполненных по схеме рис. 11.3, *б*, компаратор *Км*, триггер *Тг*, реверсивный счетчик *СТ* и генератор тактовых импульсов *Гн*.

Для данной схемы можно записать следующие выражения:

$$U_{вых} = \frac{U_{вх1}R_2(1 + R_3/R_4)}{N_0R_1}\left[\frac{N_0R_3/R_4}{1 + \frac{R_3}{R_4}} - N\right]; \qquad (11.3)$$

$$E_1 = \frac{E_{оп}R_2'}{N_0R_1'}\left(1 + \frac{R_3'}{R_4'}\right)\left[\frac{N_0R_3'/R_4'}{1 + \frac{R_3'}{R_4'}} - N\right]. \qquad (11.4)$$

Окончание преобразования соответствует равенству

$$E_1 = U_{вх2}. \qquad (11.5)$$

Решая совместно уравнения (11.3), (11.4), (11.5), получаем.

$$U_{вых} = U_{вх1}U_{вх2}\frac{R_2R_1'\left(1 + \frac{R_3}{R_4}\right)}{R_2'R_1\left(1 + \frac{R_3'}{R_4'}\right)E_{оп}} +$$

$$+U_{вх1}\frac{R_2}{R_1}\left[\frac{R_3}{R_4}-\frac{R_3'}{R_4'}\frac{\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)}{\left(1+\frac{R_3'}{R_4'}\right)}\right]=KU_{вх1}U_{вх2},$$

где $K=\dfrac{R_1'R_2R_3R_4'}{R_1R_2'R_3'R_4E_{оп}}$ при условии $\dfrac{R_3}{R_4}=\dfrac{R_3'\left(1+\frac{R_3}{R_4}\right)}{R_4'\left(1+\frac{R_3'}{R_4'}\right)}$.

Быстродействие данного умножителя определяется тактовой частотой генератора *Гн*, которая, в свою очередь, определяется быстродействием компаратора и ЦАП. Если частота генератора *Гн* равна $f_{Гн}$, то максимально возможная скорость развертки может быть $2f_{Гн}E_{оп}/N_0$.

Максимальная частота синусоидального сигнала $U_{вх2}$ (амплитуда которого $E_{оп}$) $f_{вх2}=f_{Гн}/\pi N_0$, при этом передача сигнала будет происходить без искажений. Если данный множитель использовать в качестве модулятора, то модулирующий сигнал необходимо подавать на $U_{вх2}$, а сигнал несущей частоты — на $U_{вх1}$, поскольку полоса пропускания по входу *1* значительно выше, чем по входу *2*. Конденсатор *С1* включен для фильтрации выходного напряжения.

Если в рассматриваемой схеме между *СТ* и *ЦАП1* включить оперативное запоминающее устройство (ОЗУ), то на выходе данного АЦАП можно получить функцию вида

$$U_{вых}=KU_{вх1}f(U_{вх2}),$$

где $f(U_{вх2})$ — любая заданная функция от $U_{вх2}$, записанная в ОЗУ.

ПРИЛОЖЕНИЕ

Методика вывода коэффициента передачи и оценка погрешности электронного устройства

Сложную электрическую схему устройства можно представить в виде совокупности схем элементарных узлов. Если в качестве схем таких элементарных узлов принять схемы, показанные на рис. 1.6, 1.7, то коэффициент передачи сложной электрической схемы легко получить, пользуясь формулами для коэффициентов передач элементарных узлов (гл. 1). *y*-параметры, входящие в эти формулы, определяются на основе метода четырехполюсника [4].

Для этого сложную пассивную схему, состоящую из резисторов, конденсаторов, индуктивностей, разбивают на элементарные четырехполюсники, схемы и параметры которых приведены в табл. П.1. Зная параметры элементарных четырехполюсников, легко определить параметры сложного четырехполюсника, пользуясь формулами параллельного, последовательного и параллельно-последовательного соединения четырехполюсников, данными в табл. П.2. Для удобства записи пользуются *y*, *z*, *a*-параметрами. Связь между этими параметрами, выраженная в виде формул, дана в табл. П.3.

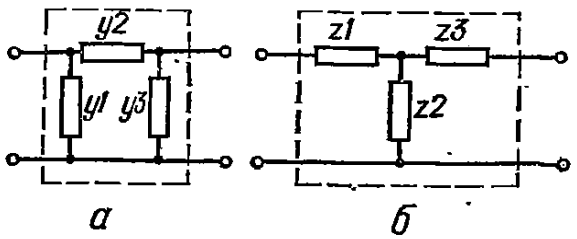


Рис. П.1. Эквивалентные П- и Т-схемы четырехполюсника

Иногда целесообразно сложный четырехполюсник представить в виде эквивалентной *П*- или *Т*-схемы (рис. П.1). Формулы для вычисления параметров *П*-, *Т*-схем имеют следующий вид:

для *П*-схемы (рис. П.1, *а*)

$$y_1=Y_{11}+Y_{12};\quad y_2=Y_{21};\quad y_3=Y_{12}-Y_{22},$$

для T-схемы (рис. П.1, *б*)

$$z_1 = \frac{Y_{22} - Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} - Y_{12}^2}; \quad z_2 = \frac{Y_{21}}{Y_{11}Y_{22} + Y_{12}^2}; \quad z_3 = -\frac{Y_{11} - Y_{12}}{Y_{11}Y_{22} + Y_{12}^2}.$$

Большинство схем на ОУ составляют схемы, где ОУ охвачен только ООС (рис. 1.6, *в*). Для нахождения коэффициента передачи таких схем ($K(p) = -Y_{21}^A/Y_{12}^B$) достаточно знать только параметры Y_{21}, Y_{12} (или сопротивления короткого замыкания $z_к^A$ и $z_к^B$) четырехполюсников. Значения этих параметров для типовых схем даны в табл. П.4.

Для расчета погрешности передаточной функции устройства целесообразно представить в виде суммы мультипликативной (зависящей от значения входного сигнала) $\Phi_м$ и аддитивной (не зависящей от входного сигнала) $\Phi_а$ составляющих, т. е.

$$\Phi = \Phi_м + \Phi_а.$$

Например, для усилителя $U_{вых} = -KU_{вх} + U_0$.

Погрешность устройства в соответствии с данной формой записи передаточной функции также представляется в виде суммы мультипликативной $\delta_м$ и аддитивной $\Delta_а$ составляющих, т. е.

$$\delta = \delta_м + \Delta_а.$$

П.1. Элементарные четырехполюсники

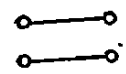
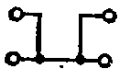
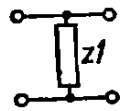
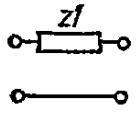
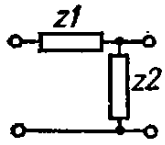
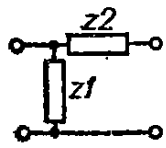
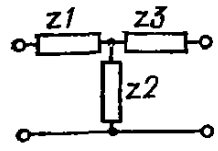
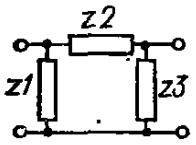
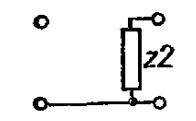
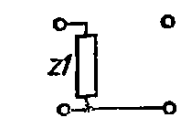
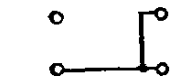
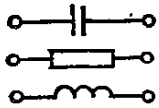
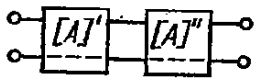
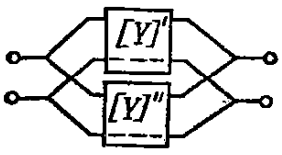
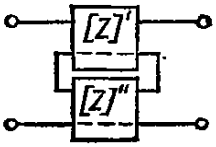
Схема	$[y]$	$[z]$	$[a]$
	$\begin{bmatrix} \infty, & -\infty \\ \infty, & -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, & -\infty \\ \infty, & -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, & 0 \\ 0, & 1 \end{bmatrix}$
	$[\infty]$	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} -1, & 0 \\ 0, & -1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \infty, & 0 \\ 0, & -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0, & 0 \\ 0, & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, & \infty \\ \infty, & \infty \end{bmatrix}$
	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} Z_1, & -Z_1 \\ Z_1, & -Z_1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, & 0 \\ \frac{1}{Z_1}, & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \frac{1}{Z_1}, & -\frac{1}{Z_1} \\ \frac{1}{Z_1}, & -\frac{1}{Z_1} \end{bmatrix}$	$[\infty]$	$\begin{bmatrix} 1, & Z_1 \\ 0, & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 1, & -1 \\ 1, & -\frac{Z_1 + Z_2}{Z_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_1 + Z_2, & -Z_2 \\ Z_2, & -Z_2 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{Z_2}\begin{bmatrix} Z_1 + Z_2, & Z_1Z_2 \\ 1, & Z_2 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1Z_2}, & -\frac{1}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2}, & -\frac{1}{Z_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_1, & -Z_1 \\ Z_1, & -(Z_1 + Z_2) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, & Z_2 \\ \frac{1}{Z_1}, & \frac{Z_1 + Z_2}{Z_1} \end{bmatrix}$

Схема	$[y]$	$[z]$	$[a]$
	$\begin{bmatrix} \dfrac{Z_2+Z_3}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3}, & \dfrac{-Z_2}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3} \\ \dfrac{Z_2}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3}, & \dfrac{-(Z_1+Z_2)}{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_1+Z_2, & -Z_2 \\ Z_2 & -(Z_2+Z_3) \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{Z_1+Z_2}{Z_2}, & \dfrac{Z_1Z_2+Z_1Z_3+Z_2Z_3}{Z_2} \\ \dfrac{1}{Z_2}, & \dfrac{Z_2+Z_3}{Z_2} \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \dfrac{Z_3(Z_1+Z_2)}{Z_1Z_2Z_3}, & \dfrac{-Z_1Z_3}{Z_1Z_2Z_3} \\ \dfrac{Z_1Z_3}{Z_1Z_2Z_3}, & \dfrac{-Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1Z_2Z_3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{Z_1(Z_2+Z_3)}{Z_1+Z_2+Z_3}, & \dfrac{-Z_1Z_3}{Z_1+Z_2+Z_3} \\ \dfrac{Z_1Z_3}{Z_1+Z_2+Z_3}, & \dfrac{-Z_3(Z_1+Z_2)}{Z_1+Z_2+Z_3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{Z_2+Z_3}{Z_3}, & Z_2 \\ \dfrac{Z_1+Z_2+Z_3}{Z_1Z_3}, & \dfrac{Z_1+Z_2}{Z_1} \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 0, & 0 \\ 0, & -\dfrac{1}{Z_2} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, & -Z_2 \\ Z_2, & -Z_2 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, & \infty \\ \dfrac{1}{Z_2}, & 1 \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} \dfrac{1}{Z_1}, & 0 \\ 0, & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} Z_1, & -Z_1 \\ Z_1, & -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1, & \infty \\ \dfrac{1}{Z_1}, & \infty \end{bmatrix}$
	$\begin{bmatrix} 0, & 0 \\ 0, & -\infty \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, & 0 \\ 0, & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \infty, & \infty \\ \infty, & 1 \end{bmatrix}$

Примечание.  $Z = 1/pC$, $Z = R$, $Z = pL$

П.2. Основные соединения четырехполюсников

Соединение	Схема	Формула	Элементы матрицы
Последовательное		$[a] = [a]'\,[a]''$	$a_{11} = a'_{11}a''_{11} + a'_{12}a''_{21}$ $a_{12} = a'_{11}a''_{12} + a'_{12}a''_{22}$ $a_{21} = a'_{21}a''_{11} + a'_{22}a''_{21}$ $a_{22} = a'_{21}a''_{12} + a'_{22}a''_{22}$
Параллельное		$[y] = [y1]' + [y2]''$	$y_{11} = y'_{11} + y''_{11}$ $y_{12} = y'_{12} + y''_{12}$ $y_{21} = y'_{21} + y''_{21}$ $y_{22} = y'_{22} + y''_{22}$
Этажное		$[z] = [z]' + [z]''$	$z_{11} = z'_{11} + z''_{11}$ $z_{12} = z'_{12} + z''_{12}$ $z_{21} = z'_{21} + z''_{21}$ $z_{22} = z'_{22} + z''_{22}$

П.3. Зависимости между параметрами четырехполюсников

Ст.	$[y]$	$[z]$	$[a]$	$\lvert a\rvert$, $\lvert y\rvert$, $\lvert z\rvert$
$[y]$	$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\lvert z\rvert} \times \begin{bmatrix} z_{22} & -z_{12} \\ -z_{21} & z_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{12}} \times \begin{bmatrix} a_{22} & -\lvert a\rvert \\ 1 & -a_{11} \end{bmatrix}$	$\lvert a\rvert = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$ $\lvert y\rvert = y_{11}y_{22} - y_{12}y_{21}$ $\lvert z\rvert = z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}$
$[z]$	$\frac{1}{\lvert y\rvert} \times \begin{bmatrix} y_{22} & -y_{12} \\ y_{21} & y_{11} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{a_{21}} \times \begin{bmatrix} a_{11} & -\lvert a\rvert \\ 1 & a_{22} \end{bmatrix}$	
$[a]$	$\frac{1}{y_{21}} \times \begin{bmatrix} -y_{22} & 1 \\ -\lvert y\rvert & y_{11} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{z_{21}} \begin{bmatrix} z_{11} & -\lvert z\rvert \\ 1 & -z_{22} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$	

П.4. Сопротивления короткого замыкания пассивных цепей

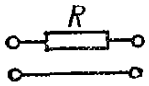
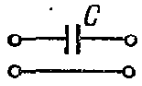
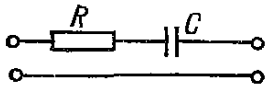
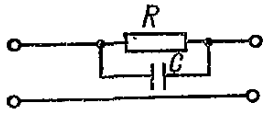
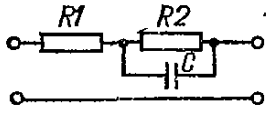
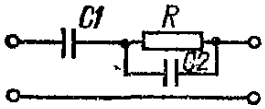
Схема	$Z_к(p)$	Соотношения
	A	$A = R$
	$\frac{1}{Bp}$	$B = C$
	$\frac{1}{Bp}(1 + Tp)$	$B = C;\quad T = RC$
	$\frac{A}{1 + Tp}$	$A = R;\quad T = RC$
	$A\frac{1 + \alpha pT}{1 + pT};\quad \alpha < 1$	$\alpha = \frac{R_1}{R_1 + R_2};$ $T = R_2C;\quad A = R_1 + R_2$
	$\frac{1}{Bp}\left(\frac{1 + pT}{1 + \alpha Tp}\right);$ $\alpha < 1$	$B = C_1;$ $T = R(C_1 + C_2);$ $\alpha = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$

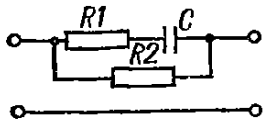
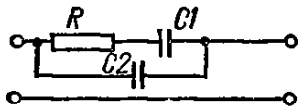
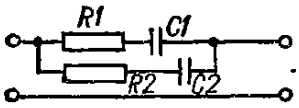
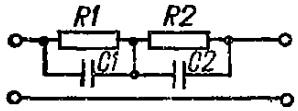
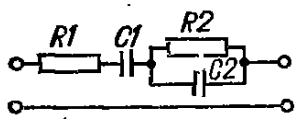
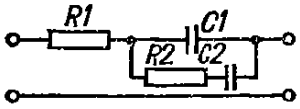
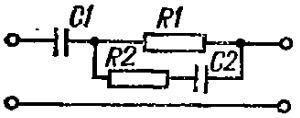
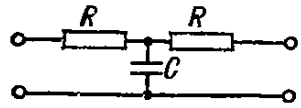
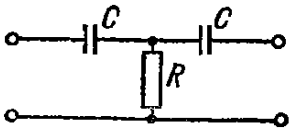
Схема	$Z_к(p)$	Соотношения
	$A\dfrac{1+\alpha Tp}{1+Tp}$; $\alpha<1$	$A=R_1$; $T=C(R_1+R_2)$; $\alpha=\dfrac{R_2}{R_1+R_2}$
	$\dfrac{1}{Bp}\left(\dfrac{1+Tp}{1+\alpha Tp}\right)$	$B=C_1+C_2$; $T=RC_2$; $\alpha=\dfrac{C_1}{C_1+C_2}$
	$\dfrac{1}{Bp}\left[\dfrac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{1+T_2p}\right]$; $T_1<T_2<T_3$	$B=C_1+C_2$; $T_1=R_1C_1$; $T_2=(R_1+R_2)\dfrac{C_1C_2}{C_1+C_2}$; $T_3=R_2C_2$
	$A\left[\dfrac{1+T_2p}{(1+T_1p)(1+T_3p)}\right]$; $T_1<T_2<T_3$	$A=R_1+R_2$; $T_1=R_1C_1$; $T_2=\dfrac{R_1R_2}{R_1+R_2}(C_1+C_2)$; $T_3=R_2C_2$
	$\dfrac{1}{Bp}\left[\dfrac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{1+T_2p}\right]$; $T_1<T_2<T_3$	$B=C_1$; $T_2=R_2C_2$; $T_1+T_3=R_1C_1+R_2G_2+R_2C_1$, $T_1T_3=R_1R_2C_1C_2$
	$\dfrac{1}{Bp}\left[\dfrac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{1+T_2p}\right]$; $T_1<T_2<T_3$	$B=C_1+C_2$; $T_1=R_2C_1C_2/(C_1+C_2)$; $T_1T_3=R_1R_2C_1C_2$; $T_1+T_3=R_1C_1+R_2C_2+R_1$;
	$\dfrac{1}{Bp}\left[\dfrac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{1+T_2p}\right]$; $T_1<T_2<T_3$	$B=C_1$; $T_2=C_2(R_1+R_2)$, $T_1T_3=R_1R_2C_1C_2$, $T_1+T_3=R_1C_1+R_2C_2+R_1C_2$
	$A(1+Tp)$	$A=2R$; $T=RC/2$
	$\dfrac{1}{Bp}\left(\dfrac{1+Tp}{Tp}\right)$	$B=C/2$; $T=2RC$

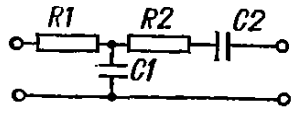
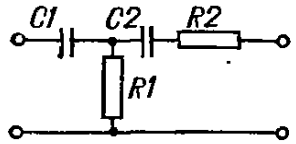
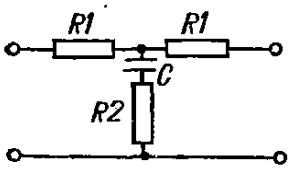
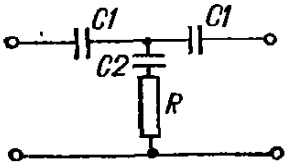
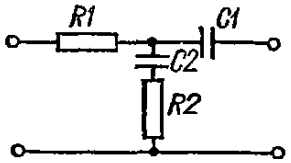
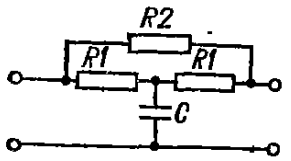
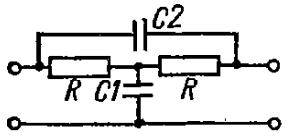
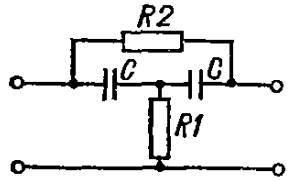
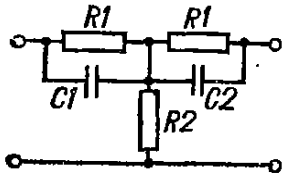
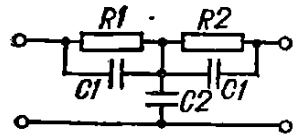
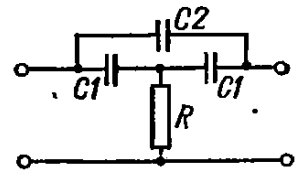
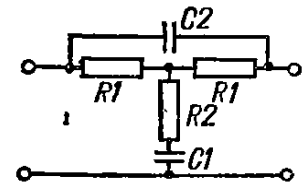
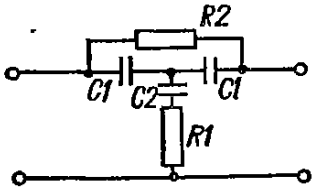
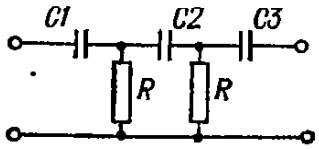
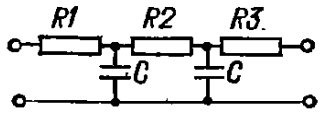
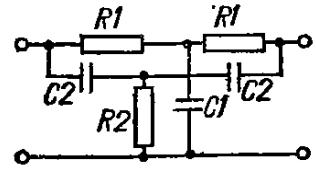
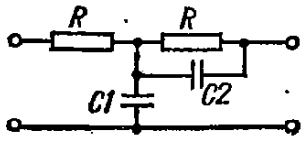
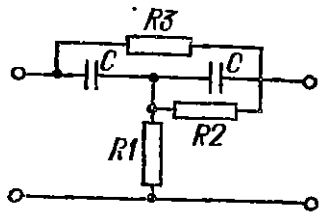
Схема	$Z_к(p)$	Соотношения
	$\frac{1}{Bp}(1+T_1p)(1+T_2p);$ $T_1 \neq T_2$	$B = C_2;$ $T_1T_2 = R_1R_2C_1C_2;$ $T_1 + T_2 = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$
	$\frac{1}{Bp}\left[\frac{(1+T_1p)(1+T_2p)}{\sqrt{T_1T_2}p}\right];$ $T_1 \neq T_2$	$B = C_2;$ $T_1T_2 = R_1R_2C_1C_2;$ $T_1 + T_2 = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$
	$A\frac{1+Tp}{1+\alpha Tp};\quad \alpha < 1$	$A = 2R_1;$ $T = (R_2 + R_1/2)C;$ $\alpha = \frac{2R_2}{2R_2 + R_1}$
	$\frac{1}{Bp}\left(\frac{1+\alpha Tp}{1+Tp}\right);\quad \alpha < 1$	$B = \frac{C_1^2}{2C_1 + C_2};$ $T = RC_2;$ $\alpha = \frac{2C_1}{2C_1 + C_2}$
	$\frac{1}{Bp}\left[\frac{(1+T_1p)(1+T_3p)}{1+T_2p}\right];$ $T_1 < T_2 < T_3$	$B = C_1;$ $T_2 = R_2C_2;$ $T_1T_3 = R_1R_2C_1C_3;$ $T_1 + T_3 = R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2$
	$A\frac{1+Tp}{1+\alpha Tp};\quad \alpha < 1$	$A = \frac{2R_1R_2}{2R_1 + R_2};$ $T = R_1C/2;$ $\alpha = \frac{2R_1}{2R_1 + R_2}$
	$A\left(\frac{1+T_2p}{1+T_1p+T_1T_2p^2}\right)$	$A = 2R;$ $T_1 = 2RC_2;$ $T_2 = RC_1/2$
	$A\left(\frac{1+T_1p}{1+T_1p+T_1T_2p^2}\right)$	$A = R_2;$ $T_1 = 2R_1C;$ $T_2 = R_2C/2$
	$A\left[\frac{1+T_2p}{(1+T_1p)(1+T_3p)}\right];$ $T_2 \leqslant T_1 \leqslant T_3$	$A = 2R_1 + \frac{R_1^2}{R_2};$ $T_1 = R_1C_1;\quad T_3 = R_1C_2;$ $T_2 = \frac{R_1R_2}{R_1 + 2R_2}(C_1 + C_2)$

Схема	$Z_к(p)$	Соотношения
	$A\left[\frac{1+T_2p}{(1+T_1p)(1+T_3p)}\right]$; $T_1 \leqslant T_3 \leqslant T_2$	$A = R_1 + R_2$; $T_1 = R_1C_1$; $T_3 = R_2C_1$; $T_2 = \frac{R_1R_2}{R_1+R_2}(2C_1 + C_2)$
	$\frac{1}{Bp}\left(\frac{1+\alpha Tp}{1+pT}\right)$; $\alpha < 1$	$B = C_2$; $T = RC_1\frac{2C_2+C_1}{C_2}$; $\alpha = \frac{2C_2}{2C_2+C_1}$
	$A\left[\frac{1+T_3p}{1+T_1p+T_1T_2p^2}\right]$; $T_3 > T_1/4$; $T_2 > T_3$	$A = 2R_1$; $T_1 = R_2C_1 + 2R_1C_2$; $T_2 = \frac{R_1(R_1+2R_2)C_1C_2}{R_2C_1+2R_1C_2}$; $T_3 = (R_2 + R_1/2)C_1$
	$A\left[\frac{1+T_3p}{1+T_1p+T_1T_2p^2}\right]$; $T_3 > T_1/4$; $T_2 < T_1$	$A = R_2$; $T_1 = \frac{C_1(2R_1C_2+R_2C_1)}{2C_1+C_2}$; $T_2 = \frac{R_1R_2C_1C_2}{2R_1C_2+R_2C_1}$; $T_3 = 2R_1C_1C_2/(2C_1+C_2)$
	$\frac{1}{Bp}\left[\frac{(1+T_1p)(1+T_2p)}{T_1T_2p^2}\right]$; $T_1 < T_2$	$B = \frac{C_1C_2}{C_1+2C_2}$; $T_1 = RC_1$; $C_1 = C_2$; $T_2 = R(C_1+2C_2)$
	$A(1+T_1p)(1+T_2p)$; $T_1 < T_2$	$A = 2R_1 + R_2$; $T_1 = \frac{R_1R_2C}{2R_1+R_2}$; $T_2 = R_1C$
	$A\left(\frac{1+T_1p}{1+T_1T_2p^2}\right)$	$A = 2R_1$; $T_2 = R_1C_2$; $T_1 = R_1C_1/2 = 2R_2C_2$
	$A\frac{1+Tp}{1+\alpha Tp}$	$A = 2R$; $T = \frac{R}{2}(C_1+C_2)$; $\alpha = \frac{2C_2}{C_1+C_2}$

Продолжение табл. П.4

Схема	$Z_{\text{к}}(p)$	Соотношения
	$A\left[\dfrac{1+T_3p}{1+T_1p+T_1T_2p^2}\right]$; $T_3 > T_1/4;\quad T_2 < T_1$	$A = R_3;$ $T_3 = \dfrac{2R_1R_2C}{R_1+R_2}$ $T_2 = \dfrac{R_2R_3C}{2R_2+R_3}$ $T_1 = \dfrac{R_1(2R_2+R_3)C}{R_1+R_2}$

Как мультипликативная $\delta_{\text{м}}$ (в относительных единицах), так и аддитивная $\Delta_{\text{а}}$ (в абсолютных единицах) погрешности представляют собой отклонения составляющих $\Phi_{\text{м}}$, $\Phi_{\text{а}}$ от заданных значений $\Phi_{\text{м.з}}$, $\Phi_{\text{а.з}}$ во всем рабочем диапазоне входных сигналов и при заданных условиях эксплуатации

$$\delta_{\text{м}} = \frac{\Phi_{\text{м.з}} - \Phi_{\text{м}}}{\Phi_{\text{м.з}}};\quad \Delta_{\text{а}} = \Phi_{\text{а.з}} - \Phi_{\text{а}}.$$

Погрешность каждого элемента схемы α_i по-разному влияет на суммарную погрешность устройства. Это влияние учитывается с помощью умножения погрешности данного элемента на его коэффициент влияния A_{α_i}, который при расчете $\delta_{\text{м}}$ выражается в относительных единицах:

$$A_{\text{м}\alpha_i} = \partial\Phi_{\text{м}}\alpha_i/\partial\alpha_i/\Phi_{\text{м}},$$

а при расчете аддитивной погрешности — в абсолютных единицах:

$$A_{\text{а}\alpha_i} = \partial\Phi_{\text{а}}/\partial\alpha_i.$$

Каждая из элемеитарных погрешностей, вносимых элементами схемы, может включать в себя как систематическую $\delta_{\text{м.си}}$ ($\Delta_{\text{а.сн}}$), так и случайную $\delta_{\text{м.сл}}$ ($\Delta_{\text{а.сл}}$) составляющие. Для определения суммарной погрешности устройства необходимо (пользуясь техническими условиями, справочными данными на элементы схемы) определить систематические и случайные составляющие погрешностей элементов, затем по передаточной функции определить коэффициенты их влияния, после чего расчет сводится к суммированию элементарных погрешностей с учетом их коэффициентов влияния. Для получения достаточно точного результата суммирования элементарных погрешностей суммирование необходимо производить на основе вероятностных методов с учетом законов распределения вероятностей элементарных погрешностей [1]. Однако во многих случаях у разработчика отсутствует такая информация. Поэтому ориентировочный расчет погрешности устройства обычно производится на основе приближенных методов суммирования. Уточнение суммарной погрешности производится на этапе серийного производства путем обработки результатов измерений погрешностей многих устройств [2].

В приближенном методе суммирования элементарных погрешностей систематические составляющие суммируются алгебраически, случайные — геометрически (определяется среднеквадратическое значение) с учетом коэффициентов влияния A_{α_i} и в пределах одного вида погрешности. Полученные суммы систематических и случайных погрешностей затем суммируются геометрически. Например, для температурной погрешности

$$\delta_{\text{м}}^{t^\circ} = \sqrt{\delta_{\Sigma\text{си}}^2 + \delta_{\Sigma\text{сл}}^2},$$

где $\delta_{\Sigma\text{си}} = \sum_{i=1}^{n} A_{\alpha_i}\delta_{\alpha_i\text{си}}^{t^\circ};\quad \delta_{\Sigma\text{сл}} = \sqrt{\sum_{i=1}^{n}(A_{\alpha_i}\delta_{\alpha_i\text{сл}}^{t^\circ})^2}$;

n — число слагаемых элементарных погрешностей.

Объективность полученной результирующей погрешности во многом зависит от числа суммируемых составляющих погрешностей и от величины доверительной вероятности, заданной при расчете. Если велнчина доверительной вероятиости задаиа более 0,9, то целесообразно ввестн поправочный коэффнцнент η, учитывающий как число слагаемых, так и величину доверительной вероятности P. Значення этого коэффициента для случая, когда все слагаемые имеют равномерный закон распределення вероятностей, даны в табл. П.5 [3]. Например, для того чтобы реальное значение погрешности устройства не превыснло расчетное значение при доверительной вероятностн $P = 0{,}9973$, необходимо расчетное значение умножить на коэффицнент $\eta = 1{,}73$ (при $n > 6$).

П.5. Значения поправочного коэффициеита η

Число слагаемых $\delta_{\alpha_i}(\Delta\alpha_i)$	Значение η при доверительной вероятности P				Число слагаемых $\delta_{\alpha_i}(\Delta\alpha_i)$	Значение η при доверительной вероятности P			
	0,9	0,95	0,99	0,9973		0,9	0,95	0,99	0,9973
2	0,97	1,1	1,27	1,34	6	0,96	1,12	1,42	1,64
3	0,96	1,12	1,37	1,50	i	0,96	1,12	1,42	1,64
4	0,96	1,12	1,41	1,58	∞	0,95	1,13	1,49	1,73
5	0,96	1,12	1,42	1,61					

Погрешность устройства рассчитывается отдельно для нормальных условнй (основная погрешность) н для условий, отличающихся от нормальных (дополнительная погрешность). Основная погрешность включает в себя погрешности элементов схемы, обусловленные допуском при изготовлении элемента (на момент изготовления), и погрешность электрической схемы.

Погрешность электрической схемы обусловлена невозможностью точно воспроизвести заданную передаточную функцию прн использованнн ндеальных элементов схемы (например, в связи с дискретностью шкалы, по которой изготавливаются резнсторы н конденсаторы, или в связн с принятым прнцнпом действня электрнческой схемы). Для вычисления этой погрешности необходимо в функцию передачи подставить точные значения номнналов элементов, затем вычислить (в относительных единицах) разность между заданным значением функции передачи н полученным значением (во всем рабочем диапазоне отдельно для мультипликативной и аддитивной составляющих). При расчете целесообразно коэффициент передачи ОУ принять постоянным и равным минимальному значению (указанному в паспортных данных). Заметим, что электрическая схема должна точно отражать процессы, происходящие в реальном устройстве в рабочем диапазоне, поскольку погрешность, обусловленную неточностью представления работы устройства с помощью эквивалентных схем элементов, учесть невозможно. Погрешность электрнческой схемы представляет собой систематическую погрешность, поэтому она должна суммнроваться с систематическими составляющнми других погрешностей (в пределах основной погрешности).

Дополнительная погрешность включает в себя температурную, временную (погрешность старения) и другне погрешности от специальных воздействий (внбрацин, раднации и т. д.). Дополнительная погрешность рассчитывается также отдельно для мультипликативной и аддитивной составляющих передаточной функции устройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

К главе 1

1. **А. с.** 564709 (СССР).
2. **А. с.** 637947 (СССР).
3. **А. с.** 647845 (СССР).
4. **А. с.** 723757 (СССР).
5. **А. с.** 780159 (СССР).
6. **Алексенко А. Г., Коломбет Е. А., Стародуб Г. И.** Прнменение прецизнонных аналоговых микросхем. М. : Сов. радио, 1980. 223 с.
7. **Андреев О. Ш., Василенко Н. П., Шимко М. М.** Использование микросхем 100-серии в быстродействующих лннейных устройствах.— В кн.: Тез. докл. Всесоюз. науч.-техн. конф. «Лннейные нитегральные схемы и их примененне в приборостроении и промышленной автоматике». Л. : ЛДНТП, 1977, с. 117—120.
8. **Бахенен Ж.** Прнменение МОП-транзисторов для правильного включения пнтания чувствительных операционных усилнтелей.— Электроника, 1980, № 16, с. 65.
9. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л. : Энергня, 1980. 248 с.
10. **Елисеев А. М., Ткаченко А. Н.** Универсальный микровольтметр постоянного тока.— Прнборы и системы упр., 1976, № 4, с. 40.
11. **Кишкис В. С., Шарафаиович В. Л., Виткаускас П. Ю.** Шумовые характернстики интегральных операцнонных усилителей.— Вопр. радиоэлектроникн. Сер. Радионзмер. техника, 1972, вып. 4, с. 96—100.
12. **Коган Б. Я.** Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М. : Энергня, 1973. 512 с.
13. **Кузовков Н. Т.** Теорня автоматического регулнрования, основанная на частотных методах. М. : Оборонгиз, 1960. 446 с.
14. **Кустов О. В., Луидин В. З.** Операционные усилители в линейных цепях. М. : Связь, 1978. 143 с.
15. **Пат.** 52—47983 (Япония).
16. **Пат.** 52—6064 (Япония).
17. **Пат.** 108424 (ГДР).
18. **Пат.** 134711 (ГДР).
19. **Попов В. И.** Нормы и допуски на параметры функцнональных узлов. М. : Энергия, 1976. 71 с.
20. **Проектирование** и применение операционных усилителей / Под ред. Дж. Грема, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М. : Мир, 1974. 510 с.
21. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Основы теории электрониых схем. К. : Техніка, 1967. 609 с.
22. **Buckerfield P. S.** The parallel — TDC amplifier — a low drift amplifier with wide frequency respons.— Proceedings of the IEE, 1952, vol. 99, N 71, p. 51—65.
23. **Duffy W. T.** Distortion and noise induceed DC offset in op. amp.— IEEE, 1975, vol. Sc—10, № 3, p. 201—208.
24. **Goldberg E. G.** Stabilisation of weidband direct current amplifier for zero and gain.— RCA review, 1950, vol. 11, № 2.
25. **Harrus E. L.** High — Speed perfomance from operational amplifiers.— Proceedings of the IREE, 1972, N 5, p. 115—123.
26. **IEE of Solid** — State Circuit, 1978, vol. Sc—3, № 4, p. 114.
27. **Mitra S. K.** Analyses and Synthesis of linear active networks, N—Y, J, Wiley & Sons, 1969. 566 p.
28. **Willams J.** Low — cost dual, guad FET op. amp. implement complex functions.— EDN, 1981, 26, N 1, p. 47—76.

К главе 2

1. **А. с.** 506110 (СССР).
2. **А. с.** 566339 (СССР).

3. **А. с.** 739729 (СССР).
4. **А. с.** 760406 (СССР).
5. **Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М.** Интегральные схемы АЦП и ЦАП. М. : Энергия, 1978. 257 с.
6. **Беляков В. Г.** Некоторые вопросы устойчивости операционного усилителя постоянного тока.— Вопр. радиоэлектроники. Сер. Электрон. вычисл. техника, 1961, вып. 2, с. 51.
7. **Гальперин М. В., Пхакадзе О. Ш.** Методы подавления помех в аналоговых измерительных системах.— Приборы и техника экспернмента, 1980, № 4, с. 5—21.
8. **Гусев А. С., Шмойлов А. В.** Линейный преобразователь напряжения постояниого тока в переменный.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 4, с. 111.
9. **Гребнев А. К., Прибульский В. Н.** Фоторезисторный оптрон как элемент схемы.— Электрон. технпка. Сер. 5. Раднодетали и радиокомпоненты, 1977, вып. 1, с. 106—109.
10. **Дьяков В. П.** Управляемый оптронный делнтель переменного напряжения.— Приборы и технпка эксперимента, 1977, № 1, с. 152.
11. **Кларк Р.** Линеаризацня характеристнк резистора, управляемого иапряжением.— Электроннка, 1977, № 9, с. 62—63.
12. **Коболлд Р.** Теория и примененне полевых транзисторов. Л. : Энергня, 1975. 304 с.
13. **Кроуфорд Р.** Схемные применения МОП-транзисторов. М. : Мир, 1970. 188 с.
14. **Ольшевски М.** Дифференциальный оптрон — средство повышения линейности и стабильностн.— Электроника, 1978, № 2, с. 48.
15. **Пат.** 4137466 (США).
16. **Пат.** 2845728 (ФРГ).
17. **Прокофьев В. Е.** Применение полевых транзисторов в аналоговых функциональных устройствах.— Изв. вузов. Электромеханика, 1975, № 6, с. 58.
18. **Севин Л.** Полевые транзисторы. М. : Сов. радно, 1968. 181 с.
19. **Царьков В. А., Борисов С. Я.** Оптоэлектронное устройство гальванического разделения входных и выходных цепей.— Приборы и системы упр., 1974, № 6, с. 41.

К главе 3

1. **Активные** *RC*-фильтры на операционных усилителях / Пер. с англ. под ред. Г. Н. Алексакова. М. : Энергия, 1974. 50 с.
2. **Ананда П. В.** Актнвный режекторный фильтр с Т-образным *RC*-мостом.— ТИИЭР, 1977, т. 65, № 8, с. 121.
3. **Брайловский В. В., Жук О. П.** Фазовращатель со стабильным коэффициентом передачн.— Прнборы и техника экспернмента, 1978, № 3, с. 155.
4. **Беттис Р.** Использование операционного усилителя для повышения быстродействия фильтра.— Электроника, 1971, № 10, с. 56.
5. **Джеффе П. Р.** Проектирование активных *RC*-фильтров на низкочастотных элементах.— Электроннка, 1976, № 23, с. 56—60.
6. **Знамеиский А. Е., Теплюк И. Н.** Активные *RC*-фильтры. М. : Связь, 1970. 280 с.
7. **Кустов О. В., Лундин В. З.** Операционные усилителн в лиинейных цепях. М. : Связь, 1978. 143 с.
8. **Мальвард А.** Обращение передаточной функцни фильтра при помощн инвертирующего усилителя.— Электроннка, 1980, № 14, с. 70—71.
9. **Марше Ж.** Операционные усилители н их применение. Л. : Энергня, 1974. 216 с.
10. **Мошиц Р.** Фильтры с избирательными цепямн на танталовых и кремниевых интегральных схемах.— ТИИЭР, 1970, № 4, с. 39—56.
11. **Орнатский П. П.** Теоретнческне основы ннформационно-измерительной техники. К. : Вища школа, 1976. 431 с.
12. **Ортюзи Ж.** Теория электронных цепей. М. : Мир, 1971, т. 2. 548 с.
13. **Проектирование и применение** операционных усилителей / Под ред. Дж. Грема, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. М. : Мир, 1974. 510 с.
14. **Ребане Р. П.** Схемы на базе операцнонных усилнтелей. Таллнн : Валгус, 1976. 80 с.
15. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Основы теорин электронных схем. К. : Техніка, 1967. 609 с.
16. **Фелло Р.** Заграждающнй фильтр с регулируемой полосой пропускання.— Электроннка, 1978, № 25, с. 67.
17. **Хазанов Г. Л.** К расчету электрических фильтров по рабочему затуханию.— Тр. ЛЭИС, 1961, № 44, с. 100—108.

18. **Хьюлсман Л. П.** Активные фильтры. М.: Мир, 1972. 516 с.
19. **Хьюлсман Л. П.** Теория и расчет активных *RC*-цепей. М. : Связь, 1973. 240 с.
20. **Чувыкин Б. В.** Сплайн-интерполирующий фильтр.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 1, с. 147—148.
21. **Чувыкин Б. В., Михотин В. Д., Осипович Т. Б.** Высокодобротный резонансный фильтр на базе интегрирующих дискретизаторов.— Приборы и техника эксперимента, 1977, № 2, с. 121—122.
22. **Gazin R.** Les filtres actifs.— Toute l'Electronique, 1972, № 363, p. 30—34, № 366, p. 35—38, № 369, p. 53—59.

К главе 4

1. **А. с.** 552676 (СССР).
2. **А. с.** 563709 (СССР).
3. **А. с.** 570702 (СССР).
4. **А. с.** 572903 (СССР).
5. **А. с.** 610287 (СССР).
6. **А. с.** 621080 (СССР).
7. **А. с.** 632056 (СССР).
8. **А. с.** 635607 (СССР).
9. **А. с.** 653740 (СССР).
10. **А. с.** 714623 (СССР).
11. **А. с.** 720708 (СССР).
12. **А. с.** 758484 (СССР).
13. **А. с.** 764104 (СССР).
14. **А. с.** 773918 (СССР).
15. **Бондаренко В. Г.** *RC*-генераторы синусоидальных колебаний. М. : Связь, 1976. 250 с.
16. **Клейтон Н.** Использование управляемого напряжением усилителя для фазовой подстройки генератора функций.— Электроника, 1979, № 4, с. 73.
17. **Кристофф Р.** Дешевый логарифмический усилитель с динамическим диапазоном в одну декаду.— Электроника, 1980, № 12, с. 69—70.
18. **Марше Ж.** Операционные усилители и их применение. Л. : Энергия, 1974. 216 с.
19. **Подольске И.** Стабильный недорогой цифровой генератор низкочастотных синусоидальных сигналов.— Приборы для науч. исслед., 1978, № 8, с. 51.
20. **Рид Д.** Стабильный генератор синусоидального сигнала с многофазным выходом.— Электроника, 1981, № 11, с. 70—71.
21. **Declercq M.** Low — distortion trianqle to sine conversion.— Electronic Enqineering, 1973, October, p. 19.
22. **Bobe W.** Dimensionierung eins Funktionsqenerators.— Radio fernsehen elektronik, 1974, H. 8, s. 250—255.
23. **IEEE Transactions** on Instrumentation and Measurement, 1969, IM — 18, N 97, p. 123.
24. **Seifart M., Boqk D.** Spannungs — und Stromfrequenzwandler nach dem Integrations verfahren.— Radio fernsehen elektronik, 1977, N 15, s. 507—510.

К главе 5

1. **А. с.** 646436 (СССР).
2. **А. с.** 752779 (СССР).
3. **А. с.** 790301 (СССР).
4. **Алабужев Ю. А.** Экстрематор на основе операционного усилителя с нелинейной обратной связью.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 4, с. 162.
5. **Белозеров И. А.** Бесконтурный амплитудно-балансный модулятор.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 5, с. 167—168.
6. **Горохов В. А., Дмитриев В. П., Носов Ю. Р.** Принципы конструирования оптоэлектронных коммутаторов аналогового сигнала.— В кн.: Микроэлектроника / Под ред. А. А. Васенкова. М. : Сов. радио, 1975, с. 128—148.
7. **Кучеев М. Ф.** Аналоговый переключатель.— Приборы и системы упр., 1980, № 7, с. 30.
8. **Мощные** полевые транзисторы с *V*-МОП-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов / Эванс, Хоффман, Хейицер, Шеффер.— Электроника, 1978, № 13, с. 29—38.

9. **Эндрен Р.** Двойной балансный смеситель с широким динамическим диапазоном.— Электроника, 1978, № 13, с. 71—72.

10. **Импульсный** частотный детектор / Д. М. Верник и др.— Приборы и техника эксперимента, 1977, № 1, с. 130—131.

11. **Марше Ж.** Операционные усилители и их применение. Л. : Энергия, 1974. 216 с.

12. **Transformatorloser** Phasendetektor.— Radio fernsehen elektronik, 1972, H. 10, s. 308.

К главе 6

1. **А. с.** 569023 (СССР).

2. **А. с.** 391721 (СССР).

3. **Онанян Г. Н.** Управляемые логическим сигналом мощные универсальные ключи бесконтактной коммутации промышленного сетевого напряжения.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 4, с. 145.

4. **Пат.** 2000406 (Великобритания).

5. **Пат.** 3968384 (США).

6. **Пат.** 4738612 (США).

7. **Altman R.** Schaltungsanordnung zur unterdrückung vor Fremdoder Storimpulsen.— Radio fernsehen elektronik, 1978, N 12, s. 523.

8. **Strange M.** Simple electronic timer is compact and accurate.— EDN/EEE, 1973, vol. 18, N 8, p. 89—91.

К главе 7

1. **Машкиров Л. Б., Петухов А. Б., Гальперин Л. Н.** Прецизионный стабилизатор мощности.— Приборы и техника эксперимента, 1978, № 1, с. 145—146.

2. **Миллер, Дефрейтас.** Стабилизация источника опорного напряжения операционных усилителей.— Электроника, 1975, № 4, с. 61.

3. **Мощные** полевые транзисторы с *V*-МОП-структурой — перспективные конкуренты мощных биполярных приборов / Эванс, Хоффан, Хейнцер, Шеффер.— Электроника, 1978, № 13, с. 29—38.

4. **Оллисон В. М.** Стабилизация тока дуги или тока эмиссии в ионных источниках с термоэлектрическим катодом.— Приборы для науч. исслед., 1976, № 8, с. 83.

5. **Полянин К. П.** Полупроводниковые интегральные микросхемы для электропитания аппаратуры.— Электрон. техника в автоматике, 1978, вып. 10, с. 30—53.

6. **Kroczek K. D.** Bessere Schaltnetzteile durch V-MOS-Leistungstransistoren. — Elektronik, 1978, N 4, s. 67—74.

7. **Spannungsregler** für zwei Ausgangsspannungen mit Operationverstärkern.— Radio fernsehen elektronik, 1972, № 18, s. 402.

К главе 8

1. **А. с.** 571873 (СССР).

2. **А. с.** 669484 (СССР).

3. **Делители** аналоговых сигналов.— Экспресс-информ. Приборы и элементы автоматики и вычислительной техники, 1974, № 40, с. 15—18.

4. **Кобболд Р.** Теория и применение полевых транзисторов. Л. : Энергия, 1975. 304 с.

5. **Кристофф.** Дешевый логарифмический усилитель с динамическим диапазоном в одну декаду.— Электроника, 1980, № 12, с. 69—70.

6. **Маклюков М. Н., Протопопов В. А.** Применение аналоговых интегральных микросхем в вычислительных устройствах. М. : Энергия, 1980. 160 с.

7. **Проектирование** и применение операционных усилителей / Под ред. Дж. Грэма, Дж. Тобби, Л. Хьюлсмана. М. : Мир, 1974. 510 с.

8. **Солиман А. М.** Новые схемы интеграторов ДЕЙУ с пассивной и активной коррекцией.— ТИИЭР, 1979, том 67, № 2, с. 180.

9. **Эрглис А. Э., Янсон У. В.** Логарифмический усилитель с температурной стабилизацией.— Приборы и техника эксперимента, 1980, № 1, с. 137—138.

10. **Cantarono S., Pallottino S. V.** Logaritmik Analog — to — Digital Converters : A. Survey — IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1973, № 3, p. 201—205.

11. **Hamilton G. D.** Operational defferentiators — Electronic Engineering, 1974, N 560, p. 53—54.
12. **Nin S.** Set wieder dinamic range in a log. amp.— Electronic Design, 1973, N 4, p. 60—61.
13. **Risley A. R.** Designers guide to log. amp.— EDN, 1979, N 15, p. 42.

К главе 9

1. **А. с.** 500584 (СССР).
2. **А. с.** 560335 (СССР).
3. **Бахенен Ж.** Применение МОП-транзисторов для правильного включения питания чувствнтельных операционных усилителей.— Электроннка. 1980, № 16, с. 65—67.
4. **Гутников В. С.** Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л. : Энергия, 1980. 248 с.
5. **О Нил П., Деррингтон К.** Транзисторы в качестве датчиков температуры.— Электроннка, 1979, № 21, с. 52—58.
6. **Пат.** 4138616 (США).
7. **Сазонов А. А.** Пути совершенствования измерителей мощности СВЧ.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1981, № 3, с. 92—105.
8. **Чирков В. П.** Применение операционных усилнтелей в магнитонзмернтельной технике.— Измерител. техннка, 1979, № 8, с. 64—65.
9. **Anira Ohte and Yamagote M.** Precision Silicon Transistor Thermometer — IEEE Transactions of Instrumentation and Measurement, 1977, vol. IM—26, N 4, p. 335—341.
10. **IEE Transactions** on Instrumentation and Measurement, 1976, vol. IM—25, N 4, p. 343—347.
11. **Kühnel C.** Helligkeitmodulation bei LED.— Anzeigeeinheiten.— Radio fernsehen elektronik, 1979, N 4, s. 220—221.

К главе 10

1. **А. с.** 211153 (СССР).
2. **А. с.** 482825 (СССР).
3. **А. с.** 597080 (СССР).
4. **А. с.** 237593 (СССР).
5. **Алабужев Ю. А.** Экстрематор на осиове операционного усилителя с нелинейиой обратной связью.— Приборы и техннка экспернмента, 1978, № 4, с. 162.
6. **Белоцерковский Л. И., Ноткин Ю. А., Коган Д. З.** Аналоговые запоминающие устройства.— В кн.: Тез. докл. науч.-техн. конф. «Лннейные интегральные схемы и их применение в приборостроенин и промышленной автоматике». Л. : ЛДНТП, 1977, с. 61—62.
7. **Беттис.** Использованне операционного усилителя для повышения быстродействия фильтра.— Электроннка, 1974, № 23, с. 61.
8. **Воглер Д.** Использование операцнонных усилителей иа биполярных и полевых транзисторах в усилителях абсолютного значения сигнала.— Электроннка, 1977, № 10, с. 60—61.
9. **Волгин Л. И.** Измернтельные преобразовател переменного напряжения в постоянное. М. : Сов. радио, 1977. 240 с.
10. **Губарь В. И., Литвих В. В.** Повышенне линейности преобразователей эффектнвных значений.— В кн.: Структурные методы повышення точностн и чувствительности измерительных преобразователей. К. : О-во «Знание» УССР, 1975, с. 50—60.
11. **Грем Д.** Анализ схем амплитудных детекторов на операционных усилителях.— Электроннка, 1974, № 23, с. 69—74.
12. **Иоффе В. Г., Логвинов А. В., Пшеничников Ю. В.** Двухконтурное зарядное устройство для амплнтудно-временных преобразователей и расшнрителей импульсов.— Приборы и техника эксперимента, 1975, № 2, с. 97—98.
13. **Нетребенко К. А.** Компенсационные схемы амплитудных вольтметров и указателей экстремума. М. : Энергня, 1967. 108 с.
14. **Ригмен Р.** Быстродействующий измернтель эффектнвного напряженнн.— Электроника, 1969, № 20, с. 9—13.
15. **Справочник** по нелинейным схемам / Пер. с англ. под ред. Д. М. Шейнголда. М. : Мир, 1977 524 с.
16. **Тимонтеев В. Н., Ткаченко В. А.** Аналоговый перемножитель сигналов К525ПС1.— Электрон. пром-сть, 1979, № 7, с. 31—35.

17. **Harro Kühne.** Messchaltung zur Ermittlung des echten Effektivwertes.— Radio fernsehen elektronik, 1980, N 1, s. 39.

18. **Wheeler E.** Precision peak — reading circuit — Electronic Engineering, 1967, vol. 39, N 476, p. 648—649.

К главе 11

1. **А. с.** 621084 (СССР).

2. **А. с.** 635615 (СССР).

3. **Балакай В. Г., Крюк И. П., Лукьянов Л. М.** Интегральные АЦП н ЦАП. М. : Энергия, 1978. 257 с.

4. **Гитис Э. И.** Преобразователи информации для электронных цифровых вычислительных устройств. М. : Энергия, 1975. 447 с.

5. **Микроэлектронные** цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи информации / Под ред. В. Б. Смолова. Л. : Энергия, 1976. 336 с.

6. **Anderson T.** Parallel ADC — Comput. Design, 1973, N 7, p. 82, 84, 85.

7. **Mrozowski A.** Analog outpunt chips shrink a—d converter software.— Electronics, 1977, vol. 50, N 17, p. 125.

8. **Trofimenkoff F. N.** Use of Digital — to — Analog Converters in Circuit Design.— IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1977, vol. IM — 26, № 4, p. 342—345.

9. **Schmid H.** An Electronic Design practical guide to a/d conversion.— Electronic Design, 1968, vol. 16, N 25, p. 29—72.

10. **Schmid H.** Electronic analog — digital conversion.— New York, Van Nostrand Reinholg, 1970. 547 p.

К приложению

1. **Орнатский П. П.** Теоретические основы информационно-измерительной техники. К. : Вища школа, 1976. 431 с.

2. **Попов В. И.** Нормы и допуски на параметры функциональных узлов. М. : Энергия, 1976. 71 с.

3. **Рабинович С. Г.** Погрешности измерения. Л. : Энергия, 1978. 262 с.

4. **Сигорский В. П., Петренко А. И.** Основы теории электронных схем. К. : Техніка, 1967. 609 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Предисловие 3
Глава 1. Операционные усилители 4
1. Общие сведения об операционных усилителях 4
2. Компенсация напряжения смещения ОУ 8
3. Основные схемы включения ОУ 10
4. Устойчивость к самовозбуждению ОУ 11
5. Динамические характеристики замкнутой системы с ОУ 14
6. Расширение динамического диапазона выходного напряжения ОУ . . . 17
7. Увеличение выходного тока ОУ 20
8. Повышение быстродействия ОУ 22
9. Улучшение статических характеристик ОУ 23
10. Улучшение шумовых характеристик 27
11. Подавление помех и защита ОУ от перегрузок 29
Глава 2. Усилители напряжения 31
1. Инвертирующие усилители 31
2. Неинвертирующие усилители 32
3. Дифференциальные усилители 33
4. Усилители с гальванически развязанными цепями 37
5. Усилители переменного напряжения 38
6. Усилители с регулируемым коэффициентом передачи 40
7. Усилители импульсных сигналов 49
Глава 3. Фильтры и фазовые звенья 50
1. Общие сведения о фильтрах 50
2. Фильтры нижних частот 54
3. Фильтры верхних частот 57
4. Полосовые фильтры 60
5. Полосно-задерживающие фильтры 62
6. Универсальные высокостабильные фильтры 64
7. Интерполирующие фильтры 66
8. Фазовые звенья 67
Глава 4. Генераторы 70
1. Генераторы прямоугольных, треугольных и пилообразных колебаний 70
2. Генераторы и формирователи гармонических колебаний 85
3. Генераторы и формирователи сигналов специальной формы 93
Глава 5. Модуляторы, демодуляторы, аналоговые ключи 100
1. Амплитудные модуляторы 100
2. Широтно-импульсные модуляторы 104
3. Демодуляторы амплитудно-модулированных колебаний 108
4. Демодуляторы частотно-модулированных колебаний 109
5. Фазовые демодуляторы 111
6. Аналоговые ключи 111
Глава 6. Пороговые устройства и ограничители 113
1. Двухстабильные пороговые устройства 113
2. Детекторы пересечения нулевого уровня 114
3. Трехстабильные пороговые устройства 115
4. Пороговые устройства для переменных сигналов 116
5. Селекторы импульсов 117
6. Реле времени 119
7. Ограничители 120
Глава 7. Источники напряжения и тока 124
1. Источники питания устройств на ОУ 124
2. Стабилизаторы напряжения 128
3. Источники опорного напряжения 130
4. Управляемые источники тока 131

5. Стабилизация тока дуги или тока эмиссии в приборах с термоэлектрическим катодом 135
6. Стабилизатор мощности 135
Глава 8. Аналоговые вычислительные устройства 136
1. Сумматоры 136
2. Интеграторы 138
3. Дифференциаторы 142
4. Логарифмические усилители 143
5. Умножители 147
Глава 9. Преобразователи неэлектрических величин 152
1. Преобразователи «сопротивление — напряжение» 152
2. Преобразователь «сопротивление — частота» 154
3. Преобразователи «емкость — частота» 154
4. Преобразователи «температура — напряжение» 155
5. Преобразователи световых потоков 158
6. Преобразователи магнитной индукции 161
Глава 10. Измерительные преобразователи электрических величин 162
1. Параметры переменных электрических сигналов 162
2. Активные выпрямители 163
3. Преобразователи мгновенного и амплитудного значений напряжения . . 166
4. Преобразователи эффективного значения напряжения 174
Глава 11. Аналого-цифровые и цифроаналоговые преобразователи 179
1. Общие положения 179
2. Цифроаналоговые преобразователи 180
3. Аналого-цифровые преобразователи 186
4. Аналого-пифроаналоговые преобразователи 196
Приложение 197
Список литературы 206

Владимир Иванович Щербаков, канд. техн. наук
Геннадий Иванович Грездов, д-р техн. наук

ЭЛЕКТРОННЫЕ СХЕМЫ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

Редактор *Л. М. Друзенко*
Оформление художника *Л. А. Дикарева*
Художественный редактор *В. С. Шапошников*
Технический редактор *Н. А. Бондарчук*
Корректор *Л. В. Ляшенко*

Информ. бланк № 2041

Сдано в набор 29.10.82. Подписано в печать 28.07.83. БФ 07202. Формат 60×90¹/₁₆. Бумага типогр. № 3. Гарн. лит. Печ. выс. Усл. печ. л. 13,5. Усл. кр.-отт. 13,75. Уч.-изд. л. 17,77. Тираж 37000 экз. Зак. 2-374. Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Техника», 252601, Киев, 1, Крещатик, 5

Отпечатано с матриц Головного предприятия РПО «Полиграфкнига» на книжной фабрике «Коммунист», 310012, Харьков-12, Энгельса, 11.

В 1984 ГОДУ
ИЗДАТЕЛЬСТВО «ТЕХНІКА»
ВЫПУСТИТ КНИГИ:

Проектирование многофункциональных интегральных схем / Руковод. авт. кол. Ю. Х. Лоза
Яз. рус. 15 л. 1 р. 20 к.
Выход во II кв. 1984 г.

Изложены новые методы построения и проектирования с применением ЭВМ многофункциональных интегральных схем (ИС) с фазоимпульсным и частотно-гармоническим представлением информации, разрабатываемых для устройства вычислительной и цифровой измерительной техники и частотной автоматики. Рассмотрены вопросы машинного проектирования, разработки и технологии изготовления многофункциональных ИС. Показаны перспективные области применения этих схем в народном хозяйстве.

Рассчитана на инженерно-технических работников приборостроительной промышленности, а также может быть полезна студентам вузов.

Проектирование микропроцессорных измерительных приборов и систем / Руковод. авт. кол. В. Д. Циделко
Яз. рус. 14 л. 1 р. 20 к.
Выход в I кв. 1984 г.

Изложено применение элементов микропроцессорной техники в измерительных приборах и системах. Рассмотрены особенности проектирования микропроцессорных устройств измерительной техники. Большое внимание уделено вопросам программного обеспечения микропроцессорных устройств. Книга иллюстрирована примерами практического приложения описанной методики проектирования.

Рассчитана на инженерно-технических работников, специализирующихся в области измерительной техники и автоматики.

Массовая
библиотека
инженера
электроника

Рекурсивные фильтры на микропроцессорах

Под редакцией А.Г.Остапенко

Москва
«Радио и связь»
1988

ББК 32.844
Р 36
УДК 621.372.54.037.372.001.63:681.325.5—181.4

Авторы: А. Г. ОСТАПЕНКО, А. Б. СУШКОВ, В. В. БУТЕНКО, В. И. АКИМОВ, А. З. ЗАВАДОВСКИЙ

Редакционная коллегия:

С. С. Булгаков (отв. редактор), М. А. Бедрековский, Ю. И. Борзаков, Г. Г. Горбунова, Л. Г. Дубицкий, В. И. Иванов, И. В. Лебедев, В. М. Ломакин, Ю. Р. Носов, Ю. Н. Рысев, В. Н. Сретенский (зам. отв. редактора), В. А. Терехов, В. Н. Уласюк, В. А. Шахнов

Рецензенты: В. И. Алексеев и Е. А. Богатырев

Редакция литературы по электронной технике

Рекурсивные фильтры на микропроцессорах/А. Г. Остапенко, А. Б. Сушков, В. В. Бутенко и др.; Под ред. А. Г. Остапенко. — М.: Радио и связь, 1988. — 128 с.: ил. — (Массовая б-ка инженера «Электроника»).

Р 36

ISBN 5-256-00044-6.

Исследованы различные виды z-преобразования и даны рекомендации по их применению для проектирования рекурсивных цифровых фильтров. С использованием топологических методов синтезированы алгоритмы для перестраиваемых фильтровых, корректирующих и универсальных звеньев и фильтров высокого порядка. Описаны примеры построения фильтров на базе микропроцессорных комплектов серий К588 и К1804.

Для инженерно-технических работников, специализирующихся в области проектирования радиоэлектронной аппаратуры.

Р $\frac{2403000000\text{-}111}{046(01)\text{-}88}$ 44-88

ББК 32.844

ISBN 5-256-00044-6

© Издательство «Радио и связь», 1988

ПРЕДИСЛОВИЕ

Предлагаемая читателю книга посвящена проблемам цифровой обработки сигналов. В отличие от аналогичных публикаций [2, 7, 8, 10—12, 17, 23, 24, 29, 30, 33, 37—38] в ней глубже рассматриваются вопросы микропроцессорной реализации рекурсивных цифровых фильтров (РЦФ), находящих все более широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре (РЭА). Авторы предприняли попытку комплексного рассмотрения взаимосвязанных задач синтеза и оптимизации микропроцессорных РЦФ на различных этапах проектирования: от аппроксимации характеристик до конкретных программ цифровой фильтрации. При этом внимание читателя акцентируется на создании перестраиваемых РЦФ, обладающих широкими функциональными возможностями.

В книге исследованы различные виды z-преобразований, даны рекомендации по их применению для проектирования РЦФ с постоянными и управляемыми частотными характеристиками. Изложены методы построения передаточных функций РЦФ с линеаризованной фазочастотной характеристикой, повышенной устойчивостью и низкой чувствительностью. С использованием предложенных топологических методов синтезированы алгоритмы для перестраиваемых фильтровых, корректирующих и универсальных звеньев РЦФ, а также фильтров высокого порядка. Рассмотрены аспекты автоматизации синтеза алгоритмов цифровой фильтрации.

Большое внимание уделено реализации РЦФ на микропроцессорных комплектах (МПК) с учетом двух существующих тенденций: повышения быстродействия и снижения потребляемой мощности. Для реализации быстродействующих РЦФ в качестве элементной базы рекомендованы секционированные МПК и, в частности, нашедший широкое применение МПК серии К1804. В целях минимизации потребляемой мощности РЦФ предложено использовать МПК серии К588. Для синтезированных алгоритмов цифровой фильтрации на основе МПК серий К1804 и К588 разработаны структурные и функциональные схемы микропроцессорных РЦФ, приведены реализующие эти алгоритмы программы. Рассмотрены различные варианты архитектуры процессоров РЦФ с фиксированной запятой.

Ориентация на МПК серий К1804 и К588 обусловлена не только удобством реализации на их основе РЦФ. Данные комплекты обладают развитой системой команд и потому наряду с фильтрацией могут успешно выполнять другие операции цифровой обработки сигналов, которые имеют место в системах связи, управления, радио- и гидролокации, контрольно-измерительных системах и других областях техники. Это позволяет авторам надеяться, что предлагаемая книга будет полезна широкому кругу разработчиков цифровой РЭА.

Предисловие и гл. 2 написаны А. Г. Остапенко (§ 2.3 совместно с А. Б. Сушковым), гл. 1 и 4 — А. Б. Сушковым (§ 1.1 совместно с А. З. Завадовским, § 1.3 совместно с В. И. Акимовым и А. З. Завадовским), гл. 3 — В. В. Бутенко.

Глава 1

АППРОКСИМАЦИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

1.1. ОСНОВЫ АППРОКСИМАЦИИ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Частотные характеристики и плоскости комплексных переменных. Процедура синтеза цифровых фильтров (ЦФ) состоит из двух этапов: аппроксимации характеристик и их последующей реализации. Первый этап, рассматриваемый в данной главе, предполагает нахождение в дискретной плоскости комплексных переменных (в z-плоскости) передаточной функции $H(z^{-1})$, удовлетворяющей заданным требованиям. Обычно эти требования выдвигаются прежде всего для частотных характеристик (ЧХ). Передаточная функция $H(z^{-1})$ рассчитывается двумя способами: прямым и косвенным. В первом случае она определяется непосредственно по заданным параметрам ЦФ, во втором случае вначале находится передаточная функция аналогового прототипа (АП) в p-плоскости, а затем — его дискретная модель в z-плоскости. Косвенные методы синтеза позволяют эффективно использовать богатый опыт проектирования аналоговых фильтров (АФ), и поэтому они широко применяются при аппроксимации характеристик ЦФ. Рассмотрим их подробнее.

Будем исходить из того, что для АФ передаточная функция $K(p)$ представляет собой отношение преобразования Лапласа $Y(p)$ отклика $y(t)$ на выходе к преобразованию Лапласа $X(p)$ входного воздействия $x(t)$:

$$K(p)=\frac{Y(p)}{X(p)}=\frac{a_n p^n+a_{n-1}p^{n-1}+\ldots+a_1 p+a_0}{b_m p^m+b_{m-1}p^{m-1}+\ldots+b_1 p+b_0}. \qquad (1.1)$$

Коэффициент передачи АФ для гармонического входного воздействия равен отношению преобразования Фурье $Y(j\omega)$ сигнала $y(t)$ к преобразованию Фурье $X(j\omega)$ сигнала $x(t)$ и получается из (1.1) при подстановке $p=j\omega$:

$$K(j\omega)=\frac{a_n(j\omega)^n+a_{n-1}(j\omega)^{n-1}+\ldots+ja_1\omega+a_0}{b_n(j\omega)^m+b_{m-1}(j\omega)^{m-1}+\ldots+jb_1(\omega)+b_0}. \qquad (1.2)$$

Модуль (1.2) является амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), а его аргумент — фазочастотной характеристикой (ФЧХ) аналогового фильтра.

Передаточная функция ЦФ представляет собой отношение z-преобразования $Y(z)$ дискретного отклика $y(kT)$ на выходе ЦФ

к z-преобразованию $X(z)$ дискретного входного воздействия $x(kT)$, где k — номер отсчета выборки сигнала, T — период его дискретизации. В общем виде

$$H(z^{-1}) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{A_0 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2} + \ldots + A_N z^{-N}}{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + \ldots + B_M z^{-M}} \qquad (1.3)$$

является аналитической функцией комплексного переменного $z = e^{pT} = U + jV$ [24].

Строго говоря, выражение (1.3) есть передаточная функция линейного дискретного фильтра. Реальным цифровым фильтром в отличие от дискретных свойственны нелинейные эффекты квантования по уровню и округление (усечение) результатов операций. Однако на этапе аппроксимации характеристик этими эффектами обычно пренебрегают, что позволяет считать ЦФ линейным дискретным устройством, характеризующимся передаточной функцией (1.3) [10].

Коэффициент передачи ЦФ получается из (1.3) при подстановке $p = j\omega$:

$$H(e^{j\omega T}) = \frac{A_0 + A_1 e^{-j\omega T} + A_2 e^{-j2\omega T} + \ldots + A_N e^{-jN\omega T}}{B_0 + B_1 e^{-j\omega T} + B_2 e^{-j2\omega T} + \ldots + B_M e^{-jM\omega T}}. \qquad (1.4)$$

Модуль (1.4) является АЧХ для ЦФ, основная особенность которой заключается в ее периодичности, обусловленной периодичностью функции $e^{j\omega T}$. Нелинейность перехода из p-плоскости в z-плоскость обусловила многочисленные попытки его приближенного представления, результатом которых стали разнообразные методы z-преобразования [5, 6, 24].

Согласованное z-преобразование заключается в отображении аналоговой p-плоскости (рис. 1.1) на z-плоскость посредством преобразования

$$z = e^{pT}. \qquad (1.5)$$

Подставляя в (1.5) комплексные значения $p = \lambda + j\omega$ и $z = U + jV$, после разделения действительной и мнимой составляющих получаем

$$U = e^{\lambda T}\cos(2\pi\omega/\omega_д), \quad V = e^{\lambda T}\sin(2\pi\omega/\omega_д), \qquad (1.6)$$

где $\omega_д = 2\pi/T$ — угловая частота дискретизации. Из (1.6) следует, что

$$U^2 + V^2 = e^{2\lambda T}. \qquad (1.7)$$

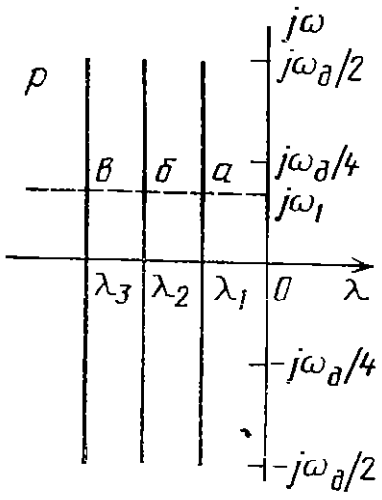


Рис. 1.1. Плоскость $p = \lambda + j\omega$

Графики, иллюстрирующие особенности отображения p-плоскости на z-плоскость, приведены на рис. 1.2. При согласованном z-преобразовании прямые, параллельные мнимой оси p-плоскости, отображаются в окружности радиуса $e^{\lambda T} = e^{2\pi\lambda/\omega_д}$ с центром в начале координат на z-плоскости. В частности, мнимая ось p-плоскости ($\lambda = 0$) отображается в окруж-

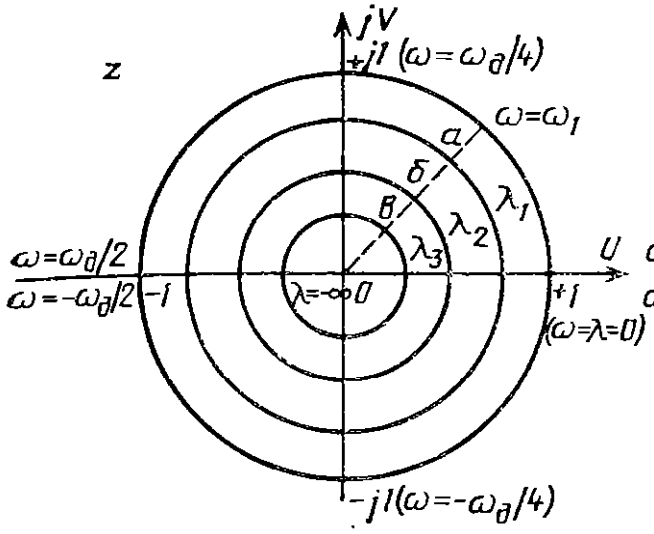


Рис. 1.2. Согласованное z-преобразование

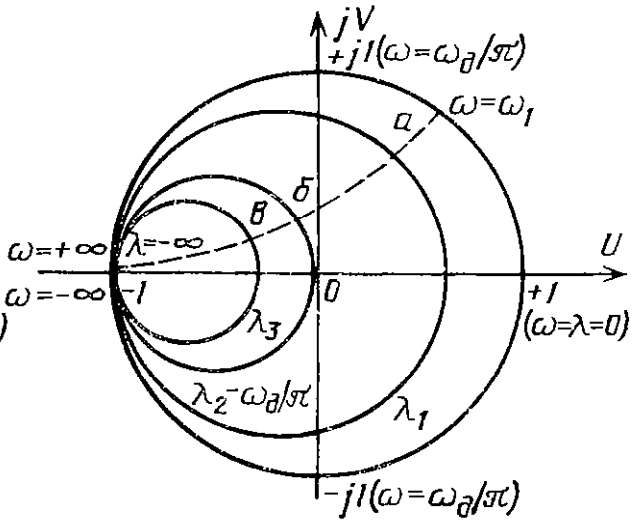


Рис. 1.3. Билинейное z-преобразование

ность единичного радиуса, действительная ось с координатами $-\infty \leqslant \lambda \leqslant 0$ — в отрезок действительной оси $0 \leqslant U \leqslant 1$. Для прямых p-плоскости, параллельных действительной оси, отображение на z-плоскости соответствует лучам, исходящим из начала координат под углом ωT.

Подобному отображению p-плоскости на z-плоскость свойствен эффект наложения [24]. Поэтому, несмотря на то, что метод согласованного z-преобразования позволяет непосредственно получать полюсы и нули $H(z^{-1})$, он не нашел широкого применения ввиду значительного искажения ЧХ.

Билинейное z-преобразование заключается в замене

$$p = \frac{2}{T}\,\frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} = \frac{2}{T}\,\frac{z - 1}{z + 1}\,. \tag{1.8}$$

Подставляя в (1.8) комплексные значения p и z, после разделения действительной и мнимой составляющих имеем

$$U = \frac{\omega_д^2 - \pi^2(\lambda^2 + \omega^2)}{(\omega_д - \pi\lambda)^2 + \pi^2\omega^2}\,, \quad V = \frac{2\pi\omega_д\,\omega}{(\omega_д - \pi\lambda)^2 + \pi^2\omega^2}\,. \tag{1.9}$$

Исключая из (1.9) частоту ω, находим, что U и V связаны соотношением

$$\left(U - \frac{\pi\lambda}{\omega_д - \pi\lambda}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{\omega_д}{\omega_д - \pi\lambda}\right)^2.$$

Из рис. 1.3 видно, что при билинейном z-преобразовании прямые p-плоскости, параллельные мнимой оси, отображаются на z-плоскости в окружности радиуса $\omega_д/(\omega_д - \pi\lambda)$ с центром, имеющим координаты $U_0 = \pi\lambda/(\omega_д - \lambda\pi)$, $V_0 = 0$, мнимая ось — в окружность единичного радиуса с центром в начале координат. Действительная ось p-плоскости с координатами $-\infty \leqslant \lambda \leqslant 0$ отображается в отрезок действительной оси $-1 \leqslant U \leqslant 1$ на z-плоскости, тогда как прямые, параллельные действительной оси, отображаются в дуги, пересекающие соответствующие окружности под прямым углом. В этом смысле билинейное z-преобразование повторяет номограмму, известную под названием диаграммы Смита [10].

Билинейное z-преобразование обеспечивает взаимно-однозначное отображение p-плоскости на z-плоскость. Однако этому преобразованию свойственна нелинейная деформация частотной шкалы. Компенсация эффекта деформации частотной шкалы осуществляется предварительным искажением характеристик АФ.

Методы дискретного интегрирования. Суть данных методов состоит в следующем. На основании требований к проектируемому ЦФ решают задачу аппроксимации для его АП и находят передаточную функцию (1.1). Далее, разделив числитель и знаменатель $K(p)$ на p^m, приводят (1.1) к виду

$$K(p) = \frac{a_0/p^m + a_1/p^{m-1} + a_2/p^{m-2} + \ldots + a_n/p^{m-n}}{b_0/p^m + b_1/p^{m-1} + b_2/p^{m-2} + \ldots + b_m}. \qquad (1.10)$$

Заменив в (1.10) интегратор $1/p^l$ некоторым дискретным интегратором, получают передаточную функцию $H(z^{-1})$ требуемого ЦФ. Переход от оператора непрерывного интегрирования к оператору дискретного интегрирования должен удовлетворять следующим условиям [23]:

1) переход в z-плоскость не должен сопровождаться потерей устойчивости;

2) искажения частотных характеристик должны быть подвержены прогнозированию с целью их последующей коррекции (т. е. должна существовать возможность формирования требований к АП);

3) порядок передаточной функции ЦФ не должен превышать порядка АП.

Первое условие будет выполнено, если метод осуществляет трансформацию левой половины p-плоскости внутрь круга единичного радиуса на плоскости комплексной переменной z (или вне этого круга — для переменной z^{-1}) [39]. При соблюдении второго условия искажения частотной характеристики будут наблюдаться лишь вдоль оси частот (трансформация частотной оси) и могут быть легко скомпенсированы в том случае, если левая полуплоскость отображается внутрь всего круга единичного радиуса, а не его части [23]. Последнее условие будет удовлетворено, очевидно, в том случае, если порядок интегратора $1/p^l$ соответствует порядку дискретного оператора.

Известен ряд методов дискретного интегрирования [5, 34], поэтому представляет интерес их сравнительный анализ. Запишем обобщенно формулы дискретного интегрирования первого и второго порядков

$$\frac{1}{p} = T\,\frac{A_0 + A_1 z^{-1}}{B_0 + B_1 z^{-1}}; \qquad (1.11)$$

$$\frac{1}{p^2} = T^2\,\frac{C_0 + C_1 z^{-1} + C_2 z^{-2}}{D_0 + D_1 z^{-1} + D_2 z^{-2}}. \qquad (1.12)$$

В табл. 1.1 приведены графики, отображающие особенности методов дискретного интегрирования при переходе из p-плоскости в z-плоскость.

Для интегратора первого порядка из (1.11) имеем

$$z = \frac{B_1 - A_1 p T}{A_0 p T - B_0}. \tag{1.13}$$

Полагая $p = \lambda + j\omega$, для левой полуплоскости получаем

$$|z| = \sqrt{\frac{(B_1 - \lambda T A_1)^2 + (\omega T A_1)^2}{(B_0 - \lambda T A_0)^2 + (\omega T A_0)^2}}.$$

Отсюда преобразование (1.11) не будет приводить к потере устойчивости при

$$\frac{(B_1 - \lambda T A_1)^2 + (\omega T A_1)^2}{(B_0 - \lambda T A_0)^2 + (\omega T A_0)^2} < 1.$$

Для выполнения поставленного выше второго условия необходимо, чтобы мнимая ось p-плоскости отобразилась в окружность единичного радиуса. Этот факт будет иметь место, если

$$|z| = \sqrt{\frac{B_1^2 + A_1^2 \omega^2 T^2}{B_0^2 + A_0^2 \omega^2 T^2}} \equiv 1$$

при любых значениях ω. Для этого должно выполняться одно из следующих условий:

$$A_0 = A_1 = A;\ B_0 = B_1 = B; \tag{1.14}$$

$$A_0 = -A_1 = A;\ B_0 = -B_1 = B; \tag{1.15}$$

$$A_0 = A_1 = A;\ B_0 = -B_1 = B; \tag{1.16}$$

$$A_0 = -A_1 = A;\ B_0 = B_1 = B. \tag{1.17}$$

При выполнении условия (1.14) или (1.15) формула (1.11) принимает вид $1/p = kT$ и, очевидно, может быть исключена из дальнейшего рассмотрения.

Поскольку интерес представляют ЧХ, установим связь между частотами АП ($\omega_а$) и частотами ЦФ ($\omega_ц$). Для этого в (1.11) произведем замену [34]

$$p = j\omega_а,\ z^{-1} = \frac{1 - j \operatorname{tg}(\omega_ц T/2)}{1 + j \operatorname{tg}(\omega_ц T/2)}.$$

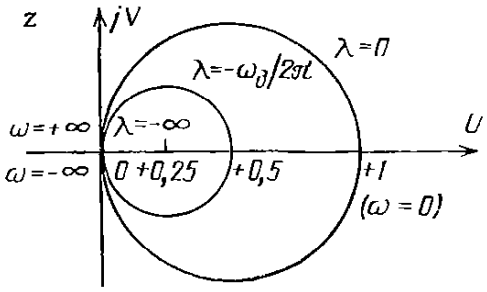
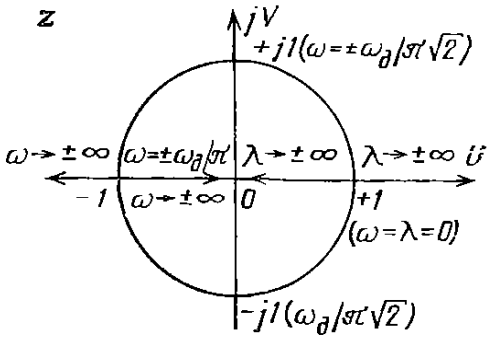
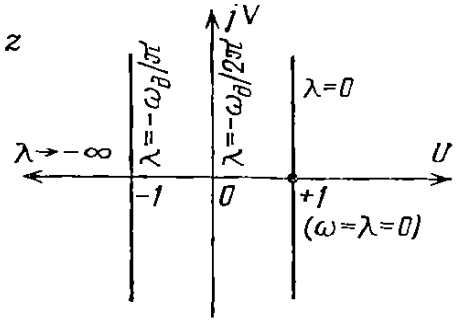
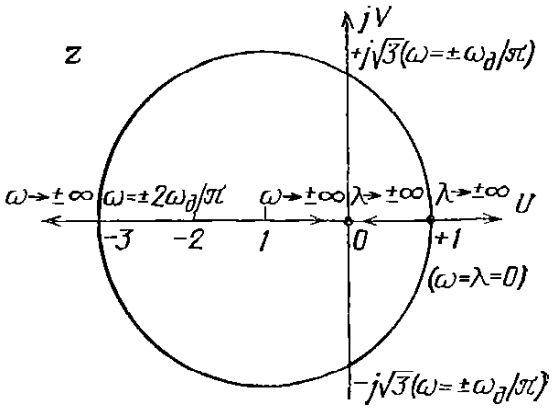
В результате получим

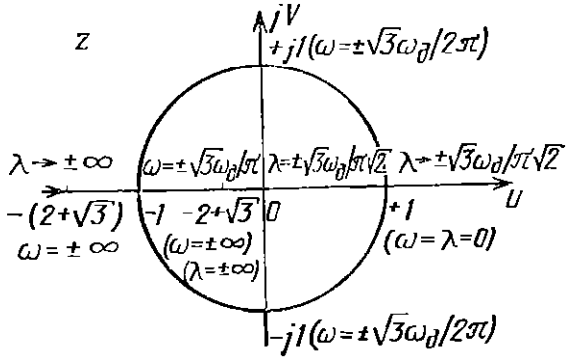
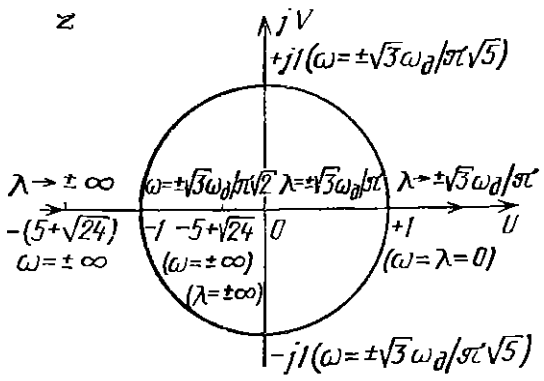
$$\omega_а = \frac{1}{T} \frac{(A_0 + A_1)(B_0 - B_1) - (A_0 - A_1)(B_0 + B_1) \operatorname{tg}(\omega_ц T/2)}{(A_0 + A_1)^2 + (A_0 - A_1)^2 \operatorname{tg}^2(\omega_ц T/2)} -$$

$$- j \frac{1}{T} \frac{(B_0 + B_1)(A_0 + A_1) + (A_0 + A_1)(B_0 - B_1) \operatorname{tg}(\omega_ц T/2)}{(A_0 + A_1)^2 + (A_0 - A_1)^2 \operatorname{tg}(\omega_ц T/2)}. \tag{1.18}$$

Поскольку в левой части (1.18) имеем действительную величину, а в правой присутствует и мнимая, то не представляется возможным однозначно установить связь между $\omega_а$ и $\omega_ц$. Такой характер

Таблица 1.1. Отображение p-плоскости на z-плоскость для различных методов дискретного интегрирования

Вид интегратора	Отображение p-плоскости на z-плоскость
Стандартное z-преобразование	
$\frac{1}{p} = T\,\frac{1}{1-z^{-1}}$ $A_0 = B_0 = 1,\ A_1 = 0,\ B_1 = -1$	
$\frac{1}{p^2} = T^2\,\frac{z^{-1}}{(1-z^{-1})^2}$ $C_0 = C_2 = 0,\ D_1 = -2,$ $C_1 = D_0 = D_2 = 1$	
Метод Цыпкина — Гольденберга	
$\frac{1}{p} = T\,\frac{z^{-1}}{1-z^{-1}}$ $A_1 = B_0 =\ \ ,\ A_0 = 0,\ B_1 = -1$	
$\frac{1}{p^2} = \frac{T^2}{2}\,\frac{z^{-1}(1+z^{-1})}{(1-z^{-1})^2}$ $C_0 = 0,\ C_1 = C_2 = 1,\ D_1 = -4,$ $D_0 = D_2 = 2$	

Вид интегратора	Отображение p-плоскости на z-плоскость
Метод Тастина	
$\frac{1}{p}=\frac{T}{2}\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$ $A_0=A_1=1,\ B_0=2,\ B_1=-2$ $\frac{1}{p^2}=\left(\frac{T}{2}\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}\right)^2$ $C_0=C_2=1,\ C_1=2,\ D_0=D_2=4,$ $D_1=-8$	Аналогичио билинейиому преобразоваиию
Метод Рагаззини — Бергеиа (Мадведа — Тракселa)	
$\frac{1}{p}=\frac{T}{2}\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$ $A_0=A_1=1,\ B_0=2,\ B_1=-2$	Аналогичио билинейиому преобразованию
$\frac{1}{p}=\frac{T^2}{6}\frac{1+4z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}$ $C_0=C_2=1,\ C_1=4,$ $D_0=D_2=6,\ D_1=-12$	
Метод Боксера — Талера	
$\frac{1}{p}=\frac{T}{2}\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$ $A_0=A_1=1,\ B_0=2,\ B_1=-2$	Аналогично билинейному преобразованию
$\frac{1}{p^2}=\frac{T^2}{12}\frac{1+10z^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}$ $C_0=C_2=1,\ C_1=10,$ $D_0=D_2=12,\ D_1=-24$	

связи говорит о том, что левая полуплоскость не может быть отображена внутрь всего круга единичного радиуса, т. е. форма частотных характеристик при переходе в z-плоскость не сохраняется. Если потребовать равенства нулю мнимой части (1.18), получим условия (1.14)—(1.17). Таким образом, качество дискретного интегратора можно установить, используя характер связи между ω_a и $\omega_ц$.

Для условия (1.16) формула (1.11) принимает вид

$$\frac{1}{p} = kT \frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}, \tag{1.19}$$

где k — произвольный, отличный от нуля, коэффициент.

Рассматриваемое преобразование обеспечивает следующую связь между частотами:

$$\omega_a = \frac{1}{kT} \operatorname{tg} \frac{\omega_ц T}{2}. \tag{1.20}$$

Преобразование (1.19) при $k>0$ не приводит к потере устойчивости, при $k<0$ интегратор (1.19) неустойчив.

Если потребовать выполнения условия (1.17), придем к преобразованию

$$\frac{1}{p} = kT \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}, \tag{1.21}$$

которое также устойчиво при $k>0$. Частоты ω_a и $\omega_ц$ в этом случае связаны соотношением

$$\omega_a = \frac{1}{kT} \operatorname{ctg} \frac{\omega_ц T}{2}. \tag{1.22}$$

Однако согласно (1.22) бо́льшим частотам ω_a соответствуют меньшие частоты $\omega_ц$ и наоборот, т. е. применение преобразования (1.21) приводит к изменению вида частотной характеристики. Например, от низкочастотного АП переходим к высокочастотному ЦФ. Поэтому преобразование (1.21) исключим из дальнейшего рассмотрения.

На основании изложенного можно сделать вывод, что преобразование (1.11) не приводит к искажению формы характеристики при $|A_0|=|A_1|$, $|B_0|=|B_1|$, потере устойчивости при $\operatorname{sign}(A_0)=\operatorname{sign}(B_0)$ и не вызывает изменения вида частотных характеристик при $\operatorname{sign}(A_0)=\operatorname{sign}(A_1)$.

Преобразование (1.11) может быть использовано при других значениях A_0, A_1, B_0, B_1, не приводящих к потере устойчивости. Однако при этом не будет сохраняться форма частотных характеристик. Этот эффект может быть в значительной степени снижен в том случае, если A_0, A_1, B_0, B_1 будут выбраны так, что на некоторой частоте $\omega_{ц0}$ реальная часть (1.18) обратится в нуль, т. е.

$$\operatorname{tg} \frac{\omega_{ц0} T}{2} = \sqrt{\frac{(B_0+B_1)(A_1+A_0)}{(B_0-B_1)(A_1-A_0)}}. \tag{1.23}$$

При этом коэффициенты должны удовлетворять условию устойчивости (подкоренное выражение (1.23) положительно) и преобразоваиие (1.11) не должно приводить к изменению вида ЧХ.

Аналогично может быть проведен анализ интеграторов второго порядка. Опуская промежуточные выкладки, констатируем, что преобразование (1.12) имеет практический интерес при следующих значениях коэффициентов: $C_0=C_2=C$; $C_1=2NC$; $D_0=D_2=D$; $D_1=-2D$. В этом случае (1.12) принимает вид

$$\frac{1}{p^2}=k^2T^2\frac{1+2Nz^{-1}+z^{-2}}{(1-z^{-1})^2}. \qquad (1.24)$$

Коэффициенты k и N для обеспечения устойчивости должны удовлетворять условиям $k\geqslant 0$; $N\geqslant 1$. Преобразование (1.24) устанавливает связь между частотами

$$\omega_a=\frac{\sqrt{2}}{kT}\frac{\sin(\omega_ц T/2)}{\sqrt{N+\cos(\omega_ц T)}}. \qquad (1.25)$$

При $N=1$ связи между ω_a и $\omega_ц$ для интеграторов первого и второго порядков идентичны.

Прямые методы синтеза. Требования к АЧХ цифрового фильтра обычно формируются для квадрата модуля передаточной функции. При этом переход в частотную область может быть получеи путем применения к (1.3) известного преобразования [34]

$$z^{-1}=\frac{1-j\,\mathrm{tg}(\omega T/2)}{1+j\,\mathrm{tg}(\omega T/2)}. \qquad (1.26)$$

В результате расчета при указанной подстановке имеем передаточную функцию ЦФ в следующем виде:

$$H(j\omega)=\frac{\sum\limits_{k=0}^{m}A_k\left[\frac{1-j\,\mathrm{tg}(\omega T/2)}{1+j\,\mathrm{tg}(\omega T/2)}\right]^k}{\sum\limits_{l=0}^{n}B_l\left[\frac{1-j\,\mathrm{tg}(\omega T/2)}{1+j\,\mathrm{tg}(\omega T/2)}\right]^l}.$$

Тогда

$$|H(j\omega)|^2=\frac{\sum\limits_{k=0}^{n}\alpha_k\,\mathrm{tg}^{2k}(\omega T/2)}{\sum\limits_{l=0}^{m}\beta_k\,\mathrm{tg}^{2l}(\omega T/2)}.$$

Для нахождения коэффициентов полученного выражения целесообразно использовать методы оптимального синтеза, которые изложены в [3, 9, 22]. Обратный переход к $H(z^{-1})$ от $|H(j\omega)|^2$ осуществляется заменой

$$j\,\mathrm{tg}\frac{\omega T}{2}=\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}.$$

Такова суть прямых методов синтеза передаточных функций ЦФ. Эти методы довольно громоздки и поэтому не нашли в настоящее время широкого

применения среди разработчиков частотно-избирательных устройств. Поэтому в дальнейшем будут рассматриваться лишь косвенные методы синтеза, пригодные для инженерных расчетов.

1.2. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Фильтры с заданными АЧХ. В зависимости от функционального назначения частотные фильтры принято подразделять на фильтры нижних частот (ФНЧ), верхних частот (ФВЧ), полосовые (ПФ) и режекторные (РФ). Требования к их АЧХ задаются обычно графиками допусков [28]. На рис. 1.4 в качестве примера приведен график допусков АЧХ для ПФ. В полосе пропускания $f_{x1} \leqslant f \leqslant f_{x2}$ должно быть обеспечено затухание, не превышающее определенного значения A_{max}, измеряемого в децибелах. В полосах задерживания $0 \leqslant f \leqslant f_{k1}$, $f_{k2} \leqslant f < \infty$ затухание должно быть выше заданного минимального значения A_{min}.

Косвенные методы синтеза РЦФ предполагают нахождение передаточной функции АП. Для этого необходимо предварительно сформировать для АП требования к его АЧХ, исходя из требований к АЧХ проектируемого ЦФ. Данная процедура заключается в нахождении по заданным значениям частот среза полосы пропускания f_{x1}, f_{x2} и полосы задерживания f_{k1}, f_{k2} соответствующих значений частот среза $f_{a\,x1}$, $f_{a\,x2}$, $f_{a\,k1}$, $f_{a\,k2}$ АЧХ АП, а также допустимых затуханий $A_{a\,min}$ и $A_{a\,max}$. Если при переходе из p-плоскости в z-плоскость используется преобразование, не приводящее к искажению формы частотных характеристик (например, билинейное z-преобразование), то частоты среза полос пропускания и задерживания рассчитываются с учетом связи между ω_a и $\omega_ц$.

Гораздо сложнее сформировать требования к АП, когда преобразование меняет форму ЧХ. В этом случае $A_{a\,min}$ и $A_{a\,max}$ не всегда удается выбрать равными заданным, особенно в случае немонотонной АЧХ. Решить подобную задачу эффективно можно лишь численными методами.

Непростой является задача формирования требований к АП и в случае использования методов дискретного интегрирования, не приводящих к искажению АЧХ при переходе от $K(p)$ к $H(z^{-1})$, но меняющих характер связи между ω_a и $\omega_ц$ для различных порядков интеграторов. В этом случае $A_{a\,min} = A_{min}$ и $A_{a\,max} = A_{max}$, но неясным остается вопрос о выборе значений частот среза АП. Таким образом, при синтезе РЦФ с использованием АП наиболее простым и доступным из ранее рассмотренных является метод билинейного z-преобразования (или метод Тастина). Данный метод

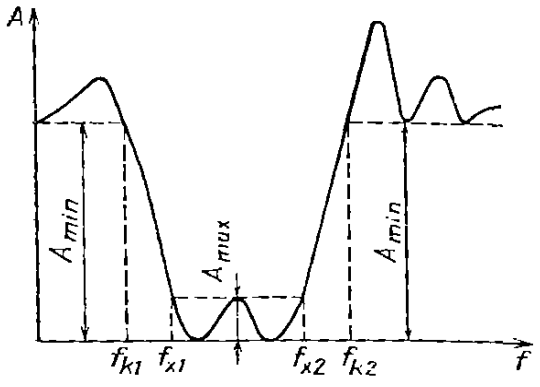


Рис. 1.4. График допусков АЧХ полосового фильтра

синтеза подробно описан в [2]. Его применение рассмотрим на следующем примере.

Пример 1.1. Найти передаточную функцию узкополосного режекторного ЦФ второго порядка, полоса пропускания которого по уровню 3 дБ формируется на частотах $f_{x1}=49$ Гц; $f_{x2}=51$ Гц. Частота дискретизации сигнала $f_д=500$ Гц ($T=2$ мс).

1. Положив в (1.20) $k=1/2$, найдем частоты среза полосы пропускания АП:

$$\omega_{ax1}=\frac{2}{2\cdot10^{-3}}\operatorname{tg}\frac{2\pi\cdot49\cdot2\cdot10^{-3}}{2}=0{,}317988\cdot10^{3}\ \text{рад/с};$$

$$\omega_{ax2}=\frac{2}{2\cdot10^{-3}}\operatorname{tg}\frac{2\pi\cdot51\cdot2\cdot10^{-3}}{2}=0{,}331680\cdot10^{3}\ \text{рад/с}.$$

2. Передаточная функция АП второго порядка имеет вид [35]

$$K(p)=\frac{p^2+\omega_0^2}{p^2+\Delta\omega\, p+\omega_0^2},$$

где $\omega_0=\sqrt{\omega_{a\,x1}\omega_{a\,x2}}=0{,}324860\cdot10^{3}$ рад/с; $\Delta\omega=\omega_{a\,x2}-\omega_{a\,x1}=0{,}013893\cdot10^{3}$ рад/с.

3. Применив преобразование (1.19), получим

$$H(z^{-1})=\frac{A_0+A_1z^{-1}+A_2z^{-2}}{B_0+B_1z^{-1}+B_2z^{-2}},$$

где $A_0=A_2=1+\omega_0^2T^2k^2=1{,}105534$; $A_1=B_1=2(\omega_0^2T^2k^2-1)=-1{,}788933$; $B_0=1+\Delta\omega Tk+\omega_0^2T^2k^2=1{,}119427$; $B_2=1-\Delta\omega Tk+\omega_0^2T^2k^2=1{,}091640$.

4. Преобразуем передаточную функцию к виду

$$H(z^{-1})=\frac{1-Bz^{-1}+z^{-2}}{1+A-Bz^{-1}+(1-A)z^{-2}},$$

где $B=-A_1/A_0=1{,}618162$; $A=B_0/A_1-1=0{,}012567$.

Аппроксимация частотных характеристик АФ высокого порядка обычно заключается в нахождении передаточной функции нормированного НЧ-прототипа и трансформации ее в передаточную функцию требуемого АФ [35]. Под нормированным НЧ-прототипом при этом подразумевается аналоговый ФНЧ с частотой среза полосы пропускания $\Omega_x=1$, частотой среза полосы задерживания Ω_k и затуханиями в полосе пропускания $A_{a\,max}$ и полосе задерживания $A_{a\,min}$. Методика нахождения передаточной функции НЧ-прототипа с помощью различных аппроксимирующих функций хорошо известна [1, 36]. Переход от передаточной функции нормированного ФНЧ $K_п(p)$ к передаточным функциям требуемого АФ осуществляется заменой оператора p в $K_п(p)$. Замена оператора p для различных преобразований и формулы для расчета Ω_k приведены в табл. 1.2.

Таким образом, рассмотренный вариант синтеза предполагает нахождение нормированного НЧ-прототипа, затем АП для требу-

Таблица 1.2

Преобразование	Формулы для расчета Ω_k	Замена оператора p
ФНЧ—ФНЧ	$\frac{\omega_k}{\omega_x}$	$\frac{p}{\omega_x}$
ФНЧ—ФВЧ	$\frac{\omega_x}{\omega_k}$	$\frac{\omega_x}{p}$
ФНЧ—ПФ	$\frac{\omega_0}{\Delta\omega}\left(\frac{\omega_{k2}}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega_{k2}}\right)$	$\frac{p^2+\omega^2_0}{\Delta\omega p}$
ФНЧ—РФ	$\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\left(\frac{\omega_{k2}}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega_{k2}}\right)^{-1}$	$\frac{\Delta\omega p}{p^2+\omega^2_0}$

Примечание. $\Delta\omega=\omega_{k2}-\omega_{x1}$; $\omega_0=\sqrt{\omega_{x1}\omega_{x2}}$.

емого ЦФ и лишь потом передаточной функции самого ЦФ. Вместе с тем существует возможность получения передаточной функции $H(z^{-1})$ непосредственно из передаточной функции нормированного НЧ-прототипа. С этой целью достаточно к преобразованиям табл. 1.2 применить рассмотренные ранее методы перехода из p-плоскости в z-плоскость. Формулы денормирования передаточной функции аналогового нормированного НЧ-прототипа (с целью получения передаточной функции требуемого ЦФ) приведены в табл. 1.3. Данные выражения могут быть, в частности, получены из формул табл. 1.2 в результате применения к ним билинейного z-преобразования [12, 37].

Таблица 1.3

Преобразование	Формулы для расчета Ω_k	Замена оператора p
ФНЧ—ФНЧ	$\frac{1}{\beta}\operatorname{tg}\frac{\omega_k T}{2}$	$\frac{1}{\beta}\frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}}$
ФНЧ—ФВЧ	$\beta\operatorname{ctg}\frac{\omega_k T}{2}$	$\beta\frac{1+z^{-1}}{1-z^{-1}}$
ФНЧ—ПФ	$\min\left\{\left\lvert\frac{\alpha-\cos\omega_{k1,2}T}{\beta\sin\omega_{k1,2}T}\right\rvert\right\}$	$\frac{1-2\alpha z^{-1}+z^{-2}}{\beta(1-z^{-2})}$
ФНЧ—РФ	$\min\left\{\left\lvert\frac{\beta\sin\omega_{k1,2}T}{\alpha-\cos\omega_{k1,2}T}\right\rvert\right\}$	$\frac{\beta(1-z^{-2})}{1-2\alpha z^{-1}+z^{-2}}$

Примечание. $\beta=\operatorname{tg}\frac{(\omega_{x2}-\omega_{x1})}{2}T$; $\alpha=\cos\frac{(\omega_{x2}+\omega_{x1})T}{2}\Big/\cos\frac{(\omega_{x2}-\omega_{x1})T}{2}$.

Если для перевода формул донормирования ФНЧ—ФНЧ, ФНЧ—ФВЧ в z-область воспользоваться формулами дискретного интегрирования (1.10), (1.24), можно прийти к соответствующим преобразованиям табл. 1.3, поскольку вид интегратора первого порядка (1.19) совпадает с билинейным z-преобразованием. Для преобразования ФНЧ—ПФ имеем

$$p = \frac{1 + b + 2(Nb - 1)z^{-1} + (1 + b)z^{-2}}{a(1 - z^{-2})}, \tag{1.27}$$

где $b = \omega_0^2 / f_д^2$; $a = \Delta\omega / 2f_д$.

Из (1.26) и (1.27) получаем следующую связь между частотами нормированного НЧ-прототипа и цифрового ПФ:

$$\Omega = \frac{(2 + b(1 - N))\operatorname{tg}^2(\omega T/2) - b(1 + N)}{2a \operatorname{tg}(\omega T/2)}.$$

Переход от аналогового ФНЧ к цифровому ПФ сопровождается преобразованием АЧХ (рис. 1.5). Очевидна необходимость выполнения условий, при которых частота среза НЧ-прототипа Ω_x переходит в частоты среза полосы пропускания ω_{x1}, ω_{x2} цифрового ПФ. Тогда можно записать

$$(2 + b(1 - N))\operatorname{tg}^2(\omega_x T/2) - 2a\operatorname{tg}(\omega_x T/2) - b(1 + N) = 0 \tag{1.28}$$

для $\Omega_x = 1$ и

$$(2 + b(1 - N))\operatorname{tg}^2(\omega_x T/2) + 2a\operatorname{tg}(\omega_x T/2) - b(1 + N) = 0 \tag{1.29}$$

для $\Omega_x = -1$.

Решение уравнения (1.28) определяет частоты ω_{x2} и $-\omega_{x1}$, а уравнения (1.29) — частоты ω_{x1} и $-\omega_{x2}$. Тогда из (1.28) следует

$$\operatorname{tg}\frac{\omega_{x1} T}{2} - \operatorname{tg}\frac{\omega_{x2} T}{2} = \frac{b(1 + N)}{2 + b(1 + N)},$$

откуда

$$b = \frac{2\operatorname{tg}(\omega_{x1} T/2)\operatorname{tg}(\omega_{x2} T/2)}{1 + N - (1 - N)\operatorname{tg}(\omega_{x1} T/2)\operatorname{tg}(\omega_{x2} T/2)}. \tag{1.30}$$

С другой стороны,

$$\operatorname{tg}\frac{\omega_{x2} T}{2} - \operatorname{tg}\frac{\omega_{x1} T}{2} = \frac{2a}{2 + b(1 - N)}$$

$$a = \frac{(1 + N)(\operatorname{tg}(\omega_{x2} T/2) - \operatorname{tg}(\omega_{x1} T/2))}{1 + N - (1 - N)\operatorname{tg}(\omega_{x1} T/2)\operatorname{tg}(\omega_{x2} T/2)}. \tag{1.31}$$

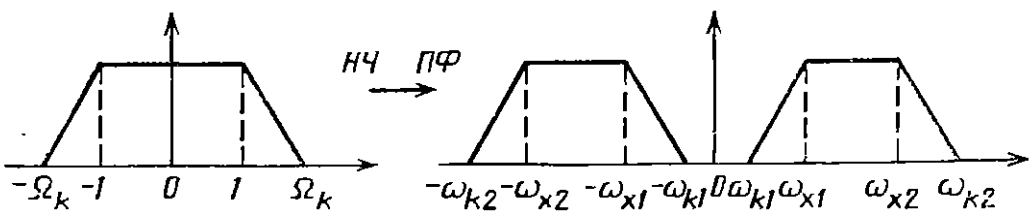


Рис. 1.5. Преобразование АЧХ при переходе от нормированного НЧ-прототипа к цифровому ПФ

Подставив (1.30) и (1.31) в (1.27), получим

$$p = \frac{1 - 2\alpha z^{-1} + z^{-2}}{\beta(1 - z^{-2})}, \tag{1.32}$$

где $\alpha = \dfrac{\cos(\omega_{x2} + \omega_{x1})T/2}{\cos(\omega_{x2} - \omega_{x1})/T/2} = \cos\omega_0 T$; $\beta = \dfrac{\operatorname{tg}(\omega_{x2} - \omega_{x1})T}{2} = \dfrac{\operatorname{tg}\Delta\omega T}{2}$.

Легко видеть, что результат (1.32) совпадает с преобразованием, приведенным в табл. 1.3. Такой же вывод можно сделать и относительно преобразования ФНЧ—РФ. Отсюда следует, что при рассматриваемом подходе к проектированию ЦФ выбор метода z-преобразования, не искажающего форму частотных характеристик, приводит к одному и тому же результату.

По требованиям к нормированному НЧ-прототипу ($A_{a\,min} = A_{min}$, $A_{a\,max} = A_{max}$, Ω_k рассчитывается согласно табл. 1.3) производится аппроксимация его характеристик известными методами, в результате чего определяется его передаточная функция $K_п(p)$. Можно выделить передаточные функции, содержащие нули,

$$K_п(p) = M \prod_{k=1}^{n} \frac{p - p_{0k}}{p - p_k} \tag{1.33}$$

и функции с нулями, расположенными в бесконечности,

$$K_п(p) = M \prod_{k=1}^{n} \frac{1}{p - p_k}, \tag{1.34}$$

где p_{0k} и p_k — соответственно нуль и полюс передаточной функции нормированного НЧ-прототипа, M — масштабный множитель. При этом полюс p_k может быть как вещественным, так и комплексным (тогда должен обязательно существовать полюс, комплексно-сопряженный с p_k), а нуль p_{0k} — чисто мнимый.

Группируя комплексно-сопряженные нули и полюсы в (1.33) и (1.34), получаем передаточную функцию нормированного НЧ-прототипа в общем виде

$$K_п(p) = M \frac{1}{p + b_0} \prod_i \frac{1}{p^2 + b'_{1i} p + b'_{0i}} \prod_j \frac{p^2 + a_{0j}}{p^2 + b''_{1j} p + b''_{0j}} \tag{1.35}$$

Применяя к звеньям (1.35) частотные преобразования табл. 1.3, имеем передаточные функции $H(z^{-1})$ звеньев требуемых ЦФ.

Рассмотренный подход при синтезе ПФ и РФ приводит к передаточным функциям, представленным произведением передаточных функций звеньев второго и четвертого порядков. Поскольку наиболее часто применяемой реализацией ЦФ является каскадное включение звеньев второго порядка [2, 30], возникает необходимость поиска полюсов передаточной функции четвертого порядка с целью ее разбиения на две передаточные функции второго порядка. Данной процедуры можно избежать, если коэффициенты $H(z^{-1})$ находить не через коэффициенты $K_п(p)$, а через его полюсы и нули.

Применяя для одного звена передаточной функции (1.34) преобразование (1.32), получаем

$$H(z^{-1}) = \frac{\beta(1-z^{-2})}{(1-\beta p_k) - 2\alpha z^{-1} + (1+\beta p_k) z^{-2}} . \qquad (1.36)$$

Из (1.36) легко найти полюсы передаточной функции цифрового звена

$$z_{2k-1,\,2k} = \frac{\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 1 + \beta^2 p_k^2}}{1+\beta p_k} , \qquad (1.37)$$

или с учетом $p_k = \xi_k + j\psi_k$

$$z_{2k-1,2k} = \frac{\alpha \pm \sqrt{\alpha^2 - 1 + \beta^2(\xi_k^2 - \psi_k^2) + j2\beta^2 \xi_k \psi_k}}{1+\beta\xi_k + j\beta\psi_k} . \qquad (1.38)$$

Одному комплексному полюсу p_k передаточной функции нормированного НЧ-прототипа соответствует пара полюсов z_{2k-1} и z_{2k}, которые не являются комплексно-сопряженными. Пару полюсов, комплексно-сопряженных с z_{2k-1} и z_{2k} ($\bar{z}_{2k-1}$, $\bar{z}_{2k}$) получают также из (1.38), подставляя вместо p_k комплексно-сопряженное с ним значение $\bar{p}_k = \xi_k - j\psi_k$. Объединение пары комплексно-сопряженных полюсов z_k и $\bar{z}_k$ обеспечивает представление $H(z^{-1})$ цифрового ПФ в виде произведения передаточных функций второго порядка

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{n} \frac{A_{0i}(1-z^{-2})}{1 + B_{1i} z^{-1} + B_{2i} z^{-2}} . \qquad (1.39)$$

Значения коэффициентов $H(z^{-1})$ вычисляются по известным значениям полюсов $z_k = U_k \pm jV_k$ следующим образом:

$$A_{0k} = \frac{\beta}{V_k^2 + U_k^2} ; \; B_{1k} = -\frac{2U_k}{U_k^2 + V_k^2} ; \; B_{2k} = \frac{1}{U_k^2 + V_k^2} .$$

Если $K_{\text{п}}(p)$ имеет нули p_{0k}, то нули $z_{0\,2k-1,\,2k}$ можно вычислить по формуле (1.37), заменив p_k на p_{0k}. Поскольку $p_{0k} = j\lambda_k$, то

$$z_{0\,2k-1,2k} = \frac{\alpha \pm j\sqrt{1 + \beta^2\lambda_k^2 - \alpha^2}}{1 + j\beta\lambda_k} .$$

Вычислив полюсы z_k и нули z_{0k} и сгруппировав комплексно-сопряженные пары, получим $H(z^{-1})$ в виде произведения передаточных функций звеньев второго порядка.

Аналогично можно рассчитать выражения для полюсов и нулей передаточных функций РФ:

$$z_{2k-1,2k} = \frac{\alpha\xi_k + j\alpha\psi_k \pm \sqrt{\beta^2 + (\xi_k^2 - \psi_k^2)(\alpha^2 - 1) + j2\xi_k\psi_k(\alpha^2 - 1)}}{\beta + \xi_k + j\psi_k} ,$$

$$z_{0\,2k-1,2k} = \frac{j\alpha\lambda_k \pm \sqrt{\beta^2 + (\alpha^2 - 1)\lambda_k^2}}{\beta + j\lambda_k} .$$

Пример 1.2. Найти передаточную функцию цифрового ПФ Чебышева со следующими требованиями к АЧХ:

частоты среза полосы пропускания $f_{x1}=1{,}2$ Гц, $f_{x2}=1{,}8$ кГц;
максимальное затухание в полосе пропускания $A_{max}=3$ дБ;
частоты среза полосы задерживания $f_{h1}=1$ кГц, $f_{h2}=2$ кГц;
минимальное затухание в полосе задерживания $A_{min}=30$ дБ.
Частота дискретизации $f_д=20$ кГц.

1. Согласно табл. 1.3 вычисляем $\alpha=0{,}894978$; $\beta=0{,}094528$; $\Omega_h=1{,}54713$.

2. Заданным требованиям удовлетворяет нормированный аналоговый ФНЧ пятого порядка [35]. Его полюсы имеют следующие значения:

$$p_{1,2}=0{,}054850\pm j\,0{,}965927;\quad p_{3,4}=-0{,}143625\pm j\,0{,}596976;\quad p_5=-1{,}775301.$$

3. По формуле (1.38) вычисляем полюсы цифрового ПФ:
$z_1=0{,}851512-j\,0{,}535864$; $z_2=0{,}932754+j\,0{,}372092$;
$z_3=0{,}851512+j\,0{,}535864$; $z_4=0{,}932754-j\,0{,}372092$;
$z_5=0{,}880083-j\,0{,}506001$; $z_6=0{,}928606+j\,0{,}402529$;
$z_7=0{,}880083+j\,0{,}506001$; $z_8=0{,}928606-j\,0{,}402529$;
$z_9=1{,}075534+j\,0{,}496692$; $z_{10}=1{,}075534-j\,0{,}496692$.

4. Передаточная функция требуемого ЦФ согласно (1.39) имеет вид

$$H(z^{-1})=\prod_{i=1}^{5}\frac{A_{0i}(1-z^{-2})}{1+B_{1i}z^{-1}+B^2_i z^{-2}},$$

где $A_{01}=0{,}093492$; $B_{11}=-1{,}682477$; $B_{21}=0{,}987941$;
$A_{02}=0{,}093733$; $B_{12}=-1{,}849822$; $B_{22}=0{,}991596$;
$A_{03}=0{,}094382$; $B_{13}=-1{,}707946$; $B_{23}=0{,}970338$;
$A_{04}=0{,}092284$; $B_{14}=-1{,}813102$; $B_{24}=0{,}976250$;
$A_{05}=0{,}0673602$; $B_{15}=-1{,}532738$; $B_{25}=0{,}712607$.

Существует возможность аппроксимации ЧХ цифрового фильтра без использования в явном виде АП. Передаточную функцию $H(z^{-1})$ в этом случае находят, пользуясь передаточной функцией $H_п(z^{-1})$ нормированного цифрового НЧ-прототипа. Значение нулей и полюсов $H_п(z^{-1})$ можно получить, используя прямой метод синтеза. Однако более простым является аналитический путь. Известно, что квадрат модуля передаточной функции АФ представляет собой функцию квадрата частоты, т. е. $|K(j\omega)|^2=f(\omega^2)$ [2]. Если произвести замену ω^2 некоторой функцией $\varphi(\theta)$, где $\theta=\omega_ц T$, получим квадрат модуля передаточной функции $|H(j\theta)|^2$. Если $\varphi(\theta)=f(\operatorname{tg}(\theta/2))$, то исходя из выражения для $|H(j\theta)|^2$ можно восстановить передаточную функцию $H(z^{-1})$.

Рассмотрим описанную методику на примере проектирования ЦФ с АЧХ, подобной АЧХ фильтра Баттерворта. Для его аналогового НЧ-прототипа n-го порядка имеем

$$|K_п(j\omega)|^2=\frac{1}{1+(\omega^2)^n}. \qquad (1.40)$$

Проведя в последнем выражении замену $\omega^2=\varphi(\operatorname{tg}^2(\theta/2))$, получаем квадрат модуля цифрового ФНЧ Баттерворта. Часто применяют функцию $\varphi(\operatorname{tg}^2(\theta/2))=k\operatorname{tg}^2(\theta/2)$, которая является част-

ным случаем преобразования (1.19). Если воспользоваться функциональной зависимостью (1.25), то выражение (1.40) примет вид

$$|H(j\theta)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{2}{k^2 T^2}\,\frac{\sin^2(\theta/2)}{N+\cos\theta}\right)^n}. \qquad (1.41)$$

Напомним, что для получения $H(z^{-1})$ физически реализуемого ЦФ необходимо выполнение условия $N \geqslant 1$. Варьируя параметр N в допустимом диапазоне его значений, можно получать фильтры со сходными АЧХ, но различными избирательными свойствами. При этом минимально возможный порядок ЦФ получается при $N=1$. Однако часто при таком порядке фильтра имеется запас по затуханию в полосе задерживания. Следовательно, определяя значение N_{max}, при котором происходит повышение порядка фильтра относительно варианта с $N=1$, и изменяя N в диапазоне $1 \leqslant N \leqslant N_{max}$, можно получить при одном и том же порядке n различные значения коэффициентов передаточной функции ЦФ. Таким образом, появляется возможность выбора оптимальной с некоторой точки зрения $H(z^{-1})$, например, по минимальной разрядности коэффициентов при заданной точности реализации АЧХ.

Для обеспечения в полосе пропускания с частотой среза θ_x затухания A_{max} и в полосе задерживания с частотой среза θ_k затухания A_{min} требуется порядок фильтра, выбираемый из условия

$$n \geqslant \lg C / \lg \Omega,$$

где

$$C = \frac{10^{0.1 A_{min}} - 1}{10^{0.1 A_{max}} - 1}\ ;\ \Omega = \frac{\sin^2(\theta_k/2)\,(N+\cos\theta_x)}{\sin^2(\theta_x/2)\,(N+\cos\theta_k)}.$$

Верхняя граница диапазона изменения величины N

$$N_{max} = \frac{S\cos\theta_x - D\cos\theta_k}{D - S},$$

где

$$S = \frac{\sin^2(\theta_k/2)}{\sin^2(\theta_x/2)}\ ;\ D = 10^{\lg C/n}.$$

Значение k определяет требуемое затухание A_{max} на частоте θ_x

$$k = \sqrt{2}\,\frac{\sqrt[2n]{10^{0.1 A_{max}} - 1}}{T\sin(\theta_x/2)}\,(N+\cos\theta_x).$$

Преобразуем (1.41) к виду

$$|H(j\theta)|^2 = \frac{1}{1+\left(\frac{2}{k^2 T^2}\,\frac{1}{(1+N)\,\mathrm{tg}^2(\theta/2) - 1 + N}\right)^n}.$$

Поскольку $j\operatorname{tg}(\theta/2)=(1-z^{-1})/(1+z^{-1})$, из последнего выражения имеем

$$H(z)\,H(z^{-1})=\frac{(1+2Nz^{-1}+z^{-2})^n}{(1+2Nz^{-1}+z^{-2})^n+(-d(1-z^{-1})^2)^n}, \qquad (1.42)$$

где $d=2/(k^2T^2)$.

В случае четного n из (1.42) получаем следующее выражение для расчета полюсов $H(z^{-1})$:

$$z_{2l-1,\,2l}=$$

$$=\frac{d+e^{j(2l-1)\pi/n}+\sqrt{e^{j(2l-1)\pi/n}(N+1)\left(2d+e^{j2(l-1)\pi/n}(N-1)\right)}}{d-e^{j(2l-1)\pi/n}}, \qquad (1.43)$$

где $l=1, 2, \ldots, n/2$. Тогда с учетом $z_l=U_l+jV_l$

$$H(z^{-1})=\prod_{l=1}^{n/2}h_l\,\frac{1+2Nz^{-1}+z^{-2}}{1+B_{1l}z^{-1}+B_{2l}z^{-2}},$$

где $B_{1l}=-2U_l/(U^2{}_l+V^2{}_l)$; $B_{2l}=1/(U^2{}_l+V^2{}_l)$; h_l — масштабный множитель.

В случае нечетного n можно также воспользоваться (1.43) при $l=1, 2, \ldots, (n+1)/2$. При этом

$$H(z^{-1})=\frac{z^{-1}+N+\sqrt{N^2-1}}{z^{-1}+A_0}\prod_{l=1}^{(n+1)/2}\frac{1+2Nz^{-1}+z^{-2}}{1+2A_lz^{-1}+B_lz^{-2}}.$$

Дополнительная степень свободы при решении задачи аппроксимации за счет обеспечения возможности изменения в некотором диапазоне значений параметра N позволяет также улучшить ЧХ проектируемого РЦФ. В частности, увеличение N по сравнению с наиболее часто используемым $N=1$ приводит к линеаризации ФЧХ фильтра. При этом нелинейность ФЧХ цифрового фильтра может быть уменьшена на 10 ... 15°. Денормирование цифрового НЧ-прототипа с целью получения передаточной функции требуемого РЦФ можно осуществить путем отображения комплексной переменной z^{-1} с помощью соответствующих функций согласно преобразованиям частоты Константинидиса [7, 17]. Данные преобразования позволяют по заданному цифровому ФНЧ с частотой среза θ_x получить другие ФНЧ, ФВЧ, ПФ и РФ.

Фильтры с заданными ФЧХ. При проектировании фильтров с заданными ФЧХ выдвигаются определенные требования и к АЧХ. В зависимости от этих требований различают два больших класса фильтров. Первый класс составляют избирательные фильтры, для которых требования к ФЧХ обычно задаются в виде максимально допустимого отклонения характеристики от линейного закона в полосе пропускания фильтра. Ко второму классу относятся так называемые всепропускающие фильтры (ВПФ), АЧХ которых постоянна на всем диапазоне частот [23]. Подобные фильт-

ры используются для построения фазовых корректоров (ФК), фазовращателей, элементов задержки и т. п. [35].

Для избирательных фильтров с заданными ФЧХ задача проектирования на этапе аппроксимации ставится следующим образом: найти передаточную функцию фильтра, для которого максимальное отклонение ФЧХ от линейного закона в пределах полосы пропускания не выше некоторой величины Δb_{max} (рис. 1.6), а затухание в полосе задерживания не ниже величины A_{min}. Рассмотренная задача решается с помощью нерекурсивных цифровых фильтров (НЦФ), обеспечивающих линейную ФЧХ [33]. В то же время НЦФ обладают довольно низкой избирательностью по сравнению с РЦФ, которые в силу своих особенностей в принципе не могут обеспечить абсолютную линейность ФЧХ [17]. В этой ситуации РЦФ применяют совместно с ФК. Расчет коэффициентов передаточных функций ФК ведется в основном численными методами, предусматривающими существенные вычислительные затраты.

В том случае, если к ЦФ не предъявляются слишком жесткие требования в отношении избирательности АЧХ и допустимой нелинейности ФЧХ, можно воспользоваться рассмотренными ранее косвенными методами синтеза. В теории аппроксимации АФ известны аналитические методы расчета фильтров с заданными отклонениями ФЧХ от линейного закона. В основном для этой цели используют полиномиальные фильтры Бесселя. Примерный график этой характеристики приведен на рис. 1.7, откуда видно, что отклонение ФЧХ от линейного закона достигает максимума на границе полосы пропускания.

Использование фильтров Бесселя в качестве нормированного АП при переходе в z-плоскость с помощью известных преобразований (см. табл. 1.3) в ряде случаев не решает поставленной задачи. Причина заключается в том, что переход из p-плоскости в z-плоскость сопровождается нелинейной трансформацией оси частот. Возникающие при этом искажения АЧХ в ряде случаев удается скомпенсировать предварительным введением искажений в АЧХ прототипа. Если попытаться ввести предыскажения в его ФЧХ, то потребуется аппроксимировать характеристику АП уже

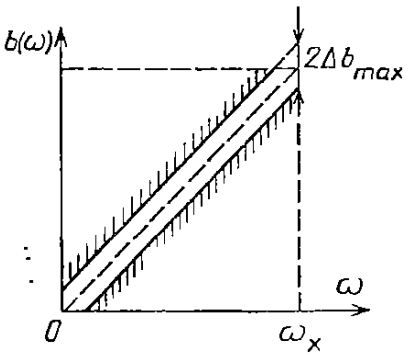


Рис. 1.6. График отклонения ФЧХ от линейного закона

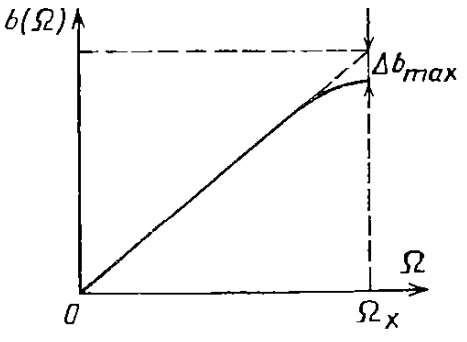


Рис. 1.7. Фазочастотная характеристика аналогового ФНЧ Бесселя

не по линейному, а по более сложному закону. В этой ситуации приходится по-прежнему обращаться к численным методам.

Особенностью решения поставленной задачи является тот факт, что частота среза полосы пропускания АП Ω_x отличается от единицы. Поэтому для получения цифрового ФНЧ с частотой среза полосы пропускания ω_x следует использовать замену оператора p

$$p = \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \frac{\Omega_x}{\beta}.$$

Тогда связь между частотами имеет вид

$$\Omega = \frac{\Omega_x \operatorname{tg}(\omega T/2)}{\operatorname{tg}(\omega_x T/2)}, \tag{1.44}$$

а ФЧХ бесселевского АП [35]

$$b_{\text{п}}(\Omega) = \arg B_n(p)|_{p=j\omega}, \tag{1.45}$$

где $B_n(p)$ — полином Бесселя n-го порядка. С учетом (1.44) получим выражение для ФЧХ цифрового фильтра

$$b(\omega) = \arg B_n(p)\Big|_{p=j\frac{\Omega_x \operatorname{tg}(\omega T/2)}{\operatorname{tg}(\omega_x T/2)}}.$$

Отклонение ФЧХ от линейного закона

$$\Delta b(\omega) = \frac{\Omega_x \omega}{\omega_x} - \arg B_n\left(j\frac{\Omega_x \operatorname{tg}(\omega T/2)}{\operatorname{tg}(\omega_x T/2)}\right). \tag{1.46}$$

На границе полосы пропускания $\Delta b(\omega_x) = \Omega_x - \arg B_n(j\Omega_x)$ совпадает с соответствующими отклонениями ФЧХ АП. Однако переход от АП к РЦФ не гарантирует выполнения поставленных требований, поскольку ФЧХ после трансформации в z-плоскость будет иметь вид, показанный на рис. 1.8. Дополнительная нелинейность $\Delta b_{\text{деф}}$, связанная с нелинейной деформацией оси частот, может превысить отклонение Δb на границе полосы пропускания. Следует отметить, что дополнительный выброс $\Delta b_{\text{деф}}$ проявляется при $\omega_{\text{д}}/\omega_x < 8$.

Можно предложить следующую процедуру синтеза цифрового ФНЧ. По графикам зависимости частоты среза полосы пропускания АП от требуемого отклонения Δb следует прежде всего найти значения Ω_x [35], далее по (1.46) рассчитать Δb_{max} в диапазоне частот от 0 до ω_x. Вид полинома $B_n(p)$ можно определить, зная $B_1(p) = p+1$, $B_2(p) = p^2+3p+3$, по следующей рекуррентной формуле:

$$B_n(p) = (2n-1)B_{n-1}(p) + p^2 B_{n-2}(p).$$

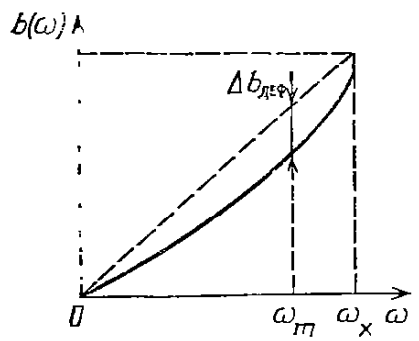


Рис. 1.8. Фазочастотная характеристика цифрового ФНЧ

Расчет Δb_{max} можно производить без вычисления производных на ЭВМ. Задача поиска минимума (максимума) унимодальной функции в задан-

ном диапазоне не представляет особых трудностей. Методы ее решения изложены, например, в [9, 15]. Если в результате на некоторой частоте ω_m получают отклонение $\Delta b_{\text{деф}}$, превышающее заданное, бесполезно пытаться решать задачу синтеза при любом порядке АП. В этом случае решение может быть получено лишь при более высокой частоте дискретизации. Ее минимальное значение можно найти, решив уравнение (1.46) относительно T, при $\omega=\omega_m$; $\Delta b(\omega)=\Delta b$. Если увеличение частоты дискретизации невозможно по каким-либо причинам, следует использовать ФК.

После успешного решения задачи на предыдущем этапе проверяется выполнение требования по затуханию в полосе задерживания. Вычислив нормированную частоту среза полосы задерживания АП

$$\Omega_k = \Omega_x \frac{\operatorname{tg}(\omega_k T/2)}{\operatorname{tg}(\omega_x T/2)},$$

определим затухание A на частоте Ω_k по графикам, приведенным в [35], или по формуле $A=10\lg|B_n(j\omega)|^2$. Если требования по затуханию не выполняются, то, увеличив порядок фильтра на единицу, вновь повторим расчет.

Пример 1.3. Найти передаточную функцию цифрового ФНЧ со следующими требованиями к ЧХ:

частота среза полосы пропускания $f_x=100$ Гц;

максимальное отклонение ФЧХ от линейного закона $\Delta b=0{,}02$ рад;

частота среза полосы задерживания $f_k=200$ Гц;

затухание в полосе задерживания не менее 10 дБ.

Частота дискретизации $f_д \leqslant 1$ кГц.

1. Принимаем порядок НЧ-прототипа $n=2$. Для него отклонение ФЧХ от линейного закона на величину $\Delta b=0{,}02$ рад наблюдается на частоте $\Omega_x=1{,}048$ [35].

2. Поскольку $B_2=p^2+3p+3$, согласно (1.46) нелинейность ФЧХ ЦФ будет определяться выражением

$$\Delta b(\Omega) = \frac{\Omega_x \omega}{\omega_x} - \operatorname{arctg} \frac{3\Omega_x \operatorname{tg}(\omega T/2)\operatorname{tg}(\omega_x T/2)}{3\operatorname{tg}^2(\omega_x T/2) - \Omega_x^2 \operatorname{tg}^2(\omega T/2)}.$$

Приняв $f_д=800$ Гц, проверим, что максимум отклонения наблюдается на границе полосы пропускания и не превышает заданного.

3. Рассчитываем нормированную частоту полосы задерживания АП $\Omega_k=2{,}099$ и по графикам устанавливаем, что требования по затуханию не выполняются [35].

4. Увеличиваем порядок АП до $n=3$. Находим

$$B_3(p)=p^3+6p^2+15p+15$$

и $$\Delta b(\omega) = \frac{\Omega_x(\omega)}{\omega_x} - \operatorname{arctg} \frac{15\Omega_x \operatorname{tg}(\omega T/2)\operatorname{tg}^2(\omega_x T/2) - \Omega_x^3 \operatorname{tg}^3(\omega T/2)}{15\operatorname{tg}^3(\omega_x T/2) - 6\Omega_x^2 \operatorname{tg}^2(\omega T/2)\operatorname{tg}(\omega_x T/2)}.$$

Определяем $\Omega_x=1{,}758$.

5. Поскольку отклонение ФЧХ не превышает заданного, рассчитываем $\Omega_k = 3{,}505$. На данной частоте затухание превышает 10 дБ, следовательно, передаточная функция АП будет иметь вид

$$K_{\text{п}}(p) = \frac{1}{p^3 + 6p^2 + 15p + 15}.$$

6. Применив к $K_{\text{п}}(p)$ преобразование табл. 1.3 ($\Omega_x \neq 1$), получим

$$H(z^{-1}) = \frac{(1+z^{-1})^3}{B_0 + B_1 z^{-1} + B_2 z^{-2} + B_3 z^{-3}},$$

где $B_0 = (\Omega_x/\beta)^3 + 6(\Omega_x/\beta)^2 + 15\Omega_x/\beta + 15 = 1{,}009480 \cdot 10^5$;
$B_1 = 15\Omega_x/\beta + 45 - 3(\Omega_x/\beta)^3 - 6(\Omega_x/\beta)^2 = -2{,}762753 \cdot 10^5$;
$B_2 = 3(\Omega_x/\beta)^3 - 6(\Omega_x/\beta)^2 - 15\Omega_x/\beta + 45 = 2{,}525591 \cdot 10^5$;
$B_3 = 15 - 15\Omega_x/\beta + 6(\Omega_x/\beta)^2 - (\Omega_x/\beta)^3 = -0{,}711177 \cdot 10^5$.

Фильтры Бесселя обладают низкой избирательностью АЧХ. Поэтому вместо полиномиальных фильтров Бесселя используют фильтры Бесселя со всплесками затухания. Процедура расчета порядка, полюсов и нулей нормализованного аналогового ФНЧ на основе фильтра Бесселя со всплесками затухания приведена в [35]. Используя его в качестве АП, можно получить передаточную функцию цифрового ФНЧ по описанной выше методике.

Наряду с ФНЧ на практике часто требуется выполнить проектирование ПФ с заданной нелинейностью ФЧХ. Передаточная функция цифрового ПФ может быть получена из передаточной функции нормированного ФНЧ Бесселя с помощью преобразования

$$p = \frac{\Omega_x}{\beta} \frac{1 - 2\alpha z^{-1} + z^{-2}}{1 - z^{-2}}, \tag{1.47}$$

где α и β определяются по табл. 1.3. Связь между частотами при данном преобразовании имеет вид

$$\Omega = \frac{\Omega_x}{\beta} \frac{\alpha - \cos \omega T}{\sin \omega T}. \tag{1.48}$$

Преобразование (1.47) вносит дополнительную нелинейность в ФЧХ. Если допустить, что ФЧХ аналогового прототипа строго линейна $b_{\text{п}}(\Omega) = c\Omega$, где c — постоянный множитель, то соответствующая характеристика цифрового ПФ

$$b(\omega) = \frac{c\,\Omega_x}{\beta} \frac{\alpha - \cos \omega T}{\sin \omega T}$$

обладает явной нелинейностью.

Оценку полученной нелинейности удобно провести, рассмотрев характеристику группового времени запаздывания:

$$\tau_{\text{гр}} = \frac{c\,\Omega_x}{\beta T} \frac{1 - \alpha \cos \omega T}{\sin^2 \omega T}. \tag{1.49}$$

График зависимости (1.49) изображен на рис. 1.9. Максимальное отклонение $\tau_{\text{гр}}$ будет наблюдаться на одной из частот

среза ω_{x1} или ω_{x2}. Рассмотрим относительное отклонение $\xi = \Delta\tau_{гр}/\tau_{гр}(\omega_0)$, где $\Delta\tau_{гр} = \tau_{гр}(\omega_{x1}) - \tau_{гр}(\omega_0)$. После некоторых преобразований получим

$$\xi = \frac{\cos^2(\omega_{x1}T) - \alpha\cos(\omega_{x1}T)}{\sin^2(\omega_{x1}T)}.$$

Величина ξ зависит от относительной ширины полосы пропускания и от отношения частоты дискретизации $\omega_д$ к частоте ω_0. При этом первый фактор, имеющий место и при синтезе АФ [35], определяется нелинейностью реактансного преобразования, тогда как второй, связанный с нелинейной трансформацией оси частот при переходе в z-плоскость, свойствен только косвенным методам синтеза РЦФ. На рис. 1.10 изображены графики зависимости ξ от $K = \omega_д/\omega_0$ при различных значениях добротности $Q = \omega_0/(\omega_{x2} - \omega_{x1})$, на основании которых можно сделать ряд практических рекомендаций при синтезе цифровых ПФ с использованием АП. Во-первых, данную методику целесообразно применять при проектировании узкополосных фильтров ($Q > 5$). Во-вторых, результат синтеза зависит от правильного выбора частоты дискретизации. Рекомендуемые значения K лежат в пределах $4 < K < 15$.

В проведенных выше рассуждениях ФЧХ аналогового прототипа считалась строго линейной. Реальную ФЧХ цифрового ПФ получают из (1.45) с учетом (1.48). Отклонения ФЧХ от линейного закона

$$\Delta b(\omega) = \Omega_x \frac{\omega_0 - \omega}{\Delta\omega} - \arg B_n\left(j\frac{\Omega_x}{\beta}\frac{\alpha - \cos\omega T}{\sin\omega T}\right) \qquad (1.50)$$

достигают максимума на одной из границ полосы пропускания. Если специфика решаемой задачи предполагает на частотах среза полосы пропускания одинаковое отклонение ФЧХ от линейного закона, не превышающее заданного Δb_{max}, частоту Ω_x можно определить, решив уравнение $\Delta b(\omega_{x1}) = \Delta b(\omega_{x2})$. Найденное значение Ω_x следует проверить, пользуясь (1.50), на выполнение ус-

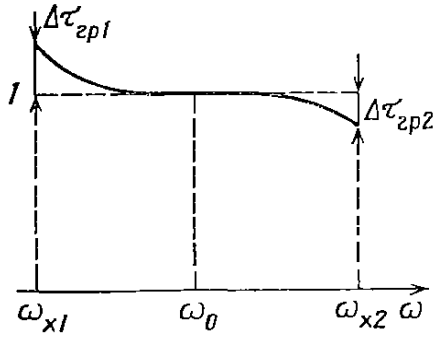


Рис. 1.9. Характеристика группового времени запаздывания цифрового ПФ

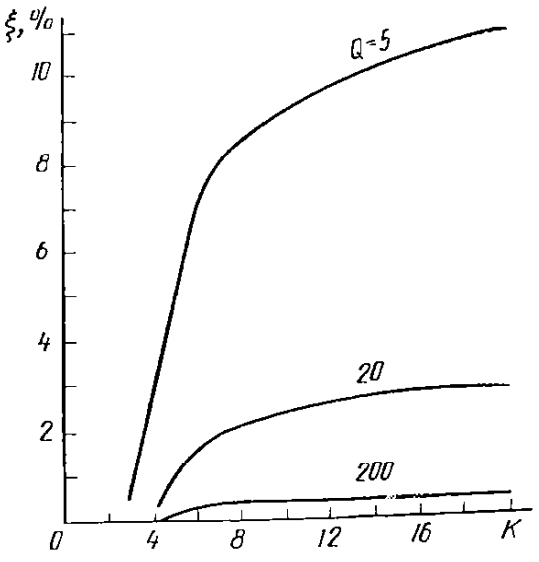


Рис. 1.10. Зависимости относительного отклонения группового времени запаздывания от частоты дискретизации при различных значениях добротности

ловия $\Delta b(\omega_{x1}) = \Delta b(\omega_{x2}) \leqslant \Delta b_{max}$. В противном случае невозможно получение цифрового ПФ с заданной нелинейностью ФЧХ с помощью преобразования (1.47).

В случае успешного решения предыдущего этапа задачи синтеза необходимо проверить, выполняется ли требование по затуханию АЧХ на частоте

$$\Omega_k = \frac{\Omega_h}{\beta} \left| \frac{\alpha - \cos \omega_{k\,1,2} T}{\sin \omega_{k\,1,2} T} \right|$$

для данного порядка фильтра. Если $A < A_{min}$, то, увеличив порядок фильтра, вновь повторяют порядок расчета.

Для удовлетворения условия $\Delta b(\omega_{x1}) = \Delta b(\omega_{x2}) \leqslant \Delta b_{max}$ требуется высокий порядок фильтра. На практике часто можно ограничиться выполнением одного из следующих условий:

$$\Delta b(\omega_{x1}) < \Delta b(\omega_{x2}) = \Delta b_{max};$$
$$\Delta b(\omega_{x2}) < \Delta b(\omega_{x1}) = \Delta b_{max}.$$

В этом случае выбирается большее значение Ω_x, определяемое из (1.50) для $\Delta b(\omega_{x1}) = \Delta b_{max}$ и $\Delta b(\omega_{x2}) = \Delta b_{max}$.

Если рассмотренный метод приводит к недопустимо большому отклонению ФЧХ от линейного закона, можно применить другой метод аппроксимации передаточной функции цифрового ПФ по передаточной функции АП Бесселя. Он основан на следующем представлении передаточной функции:

$$H(z^{-1}) = \frac{1}{2} [H_{п1}(z^{-1}) + H_{п2}(z^{-1})], \qquad (1.51)$$

где $H_{п1}(z^{-1}) = \frac{K_п(p)}{p} = \frac{(1 + j\gamma) - (1 - j\gamma) z^{-1}}{(1 + z^{-1})\delta}$; $H_{п2}(z^{-1}) = \frac{K_п(p)}{p} =$

$= \frac{[(1 - j\gamma) - (1 + j\gamma) z^{-1}}{(1 + z^{-1})\delta}$; $\gamma = \left(\operatorname{tg} \frac{\omega_{x1} T}{2} + \operatorname{tg} \frac{\omega_{x2} T}{2} \right) \Big/ 2$; $\delta = \left(\operatorname{tg} \frac{\omega_{x2} T}{2} - \right.$

$\left. - \operatorname{tg} \frac{\omega_{x1} T}{2} \right) \Big/ 2.$

Этот метод целесообразно применять для узкополосных фильтров. Если же и он не приводит к желаемым результатам, следует обратиться к численным методам или использовать ФК.

Передаточные функции цифровых ФК представляются следующим образом [2]:

$$H(z^{-1}) = \frac{A_0 - z^{-1}}{1 - A_0 z^{-1}} \prod_i \frac{A_i - B_i z^{-1} + z^{-2}}{1 - B_i z^{-1} + A_i z^{-2}}. \qquad (1.52)$$

Расчет коэффициентов передаточной функции (1.52) может быть проведен в большинстве случаев лишь численными методами с применением ЭВМ. Подобная методика и программа для аппроксимации характеристик аналоговых ФК приведена в [21, 22]. Ее можно использовать и при аппроксимации цифровых ФК. Для этого необходимо на основе связи между ω_a и $\omega_ц$ внести соответствующие предыскажения в ФЧХ аналоговых ФК.

Перестраиваемые фильтры. В случае аналоговой обработки сигналов под перестройкой понимают изменение частотных характеристик цепи за счет изменения параметров ее элементов. Применительно к ЦФ в качестве параметров элементов выступают прежде всего значения его коэффициентов, изменять которые, в отличие от аналоговых цепей, можно лишь дискретно. Управляемыми параметрами частотных характеристик являются частоты среза полосы пропускания. В связи с этим проектирование перестраиваемых ЦФ заключается прежде всего в формировании дискретной сетки значений частот ω_{x1} и ω_{x2}. Шаг сетки определяет разрядность представления коэффициентов фильтра.

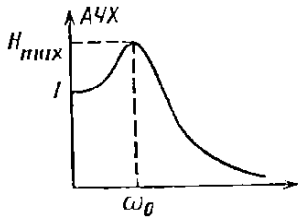
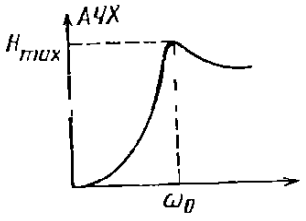
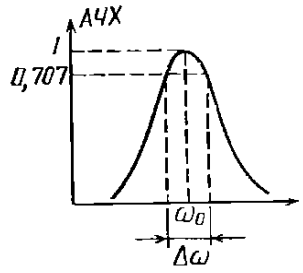
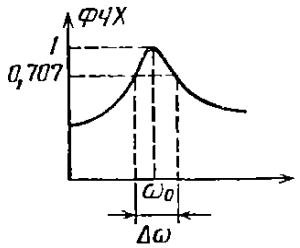
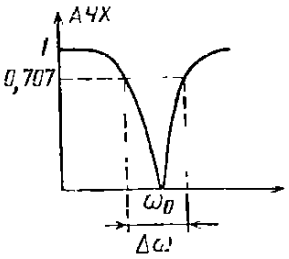
Каждому дискретному значению ω_{x1} или ω_{x2} соответствует свой набор коэффициентов ЦФ. Это обусловливает применение в ЦФ запоминающего устройства, осуществляющего хранение значений данных коэффициентов. Объем запоминающего устройства, а следовательно, и его стоимость зависят от числа варьируемых коэффициентов. Интерес представляют передаточные функции ЦФ, которые обеспечивают взаимно независимую регулировку параметров частотных характеристик [29]. На этапе аппроксимации характеристик ЦФ данное требование заключается в определенной записи его передаточной функции.

Поскольку наиболее часто встречающейся формой реализации РЦФ является каскадное включение звеньев первого и второго порядков, вызывает интерес рассмотрение зависимости параметров ЧХ этих звеньев от значений коэффициентов их передаточных функций $H(z^{-1})$. В табл. 1.4 представлены частотные характеристики и передаточные функции различных звеньев РЦФ. В передаточных функциях звеньев ПФ, РФ, ФК и амплитудных корректоров (АК) предусмотрена возможность взаимно независимой регулировки параметров частотных характеристик.

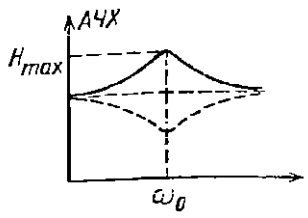
Частотная характеристика перестраиваемого ЦФ является функцией некоторого управляющего параметра y и частоты дискретизации $f_д$. Существуют два способа регулировки частотной характеристики ЦФ: изменением значений коэффициентов $\mathbf{A}=\{A_0, A_1, \ldots, A_n\}$ передаточной функции по закону $\mathbf{A}_i(y)=f(A'_i, y)$, где $\mathbf{A}'_i$ — вектор коэффициентов при $y=1$, или изменением $f_д$. Второй способ управления частотными характеристиками просто реализуется аппаратурным способом (см. гл. 4). При этом коэффициенты имеют фиксированные значения. В то же время за счет изменения $f_д$ возможна лишь масштабная перестройка [35].

Более широкими возможностями обладает первый способ регулировки частотных характеристик, который позволяет получить даже смену вида частотных характеристик. Если для двух значений $\theta_x=\operatorname{tg}(\omega_x T/2)$ выполняется условие $\theta''_x/\theta'_x=y$, то достаточно просто можно найти коэффициенты $H(z, y)$. Вектор коэффициентов $\mathbf{A}_i$ для частоты $\theta'(y=1)$ определяется одним из рассмотренных в настоящем параграфе методов. Для других θ_x $\mathbf{A}$ можно найти из равенства $\mathbf{A}_i(y)=f(\mathbf{A}'_i, y)$. Частотные характеристики

Таблица 1.4

Вид частотных характеристик	Зависимость параметров частотных характеристик от коэффициентов $H(z^{-1})$
	НЧ-звенья
	$$H(z^{-1}) = \frac{B(1+z^{-1})^2}{1+A+B-2(1-B)z^{-1}+(1-A+B)z^{-2}},$$ $$\omega_0 = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}\sqrt{B-0{,}5A^2},$$ $$H_{max} = \frac{\sqrt{B}}{A}$$
	ВЧ-звенья
	$$H(z^{-1}) = \frac{(1-z^{-1})^2}{1+A+B-2(1-B)z^{-1}+(1-A+B)z^{-2}},$$ $$\omega_0 = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}\left(\frac{1}{B}\sqrt{B-0{,}5A^2}\right),$$ $$H_{max} = \frac{2B}{A\sqrt{4B-A^2}}$$
	Полосовые звенья
	$$H(z^{-1}) = \frac{A(1-z^{-2})}{1+A-Bz^{-1}+(1-A)z^{-2}},$$ $$\omega_0 = \frac{1}{T}\arccos\frac{B}{2},$$ $$\Delta\omega = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}A$$
	Фазовые корректоры
	$$H(z^{-1}) = \frac{A-B(1+A)z^{-1}+z^{-2}}{1-B(1+A)z^{-1}+Az^{-2}},$$ $$\omega_0 = \frac{1}{T}\arccos B,$$ $$\Delta\omega = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}\frac{1-A}{1+A}$$
	Режекторные звенья
	$$H(z^{-1}) = \frac{1-Bz^{-1}+z^{-2}}{(1+A)-Bz^{-1}+(1-A)z^{-2}},$$ $$\omega_0 = \frac{1}{T}\arccos\frac{B}{2},$$ $$\Delta\omega = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}A$$

Окончание табл. 1.4

Вид частотных характеристик	Зависимость параметров частотных характеристик от коэффициентов $H(z^{-1})$
Амплитудные корректоры	
	$H(z^{-1}) = \frac{A(1-K)+K-ABz^{-1}+[A(1+K)-K]z^{-2}}{1-ABz^{-1}-(2A-1)z^{-2}}$, $\omega_0 = \frac{1}{T}\arccos\frac{B}{2(A-1)}$, $H_{max} = K$

фильтров и законы управления коэффициентами их передаточных функций приведены в табл. 1.5.

Помимо масштабной на практике применяется полосовая перестройка [35]. Зависимости параметров частотных характеристик от коэффициентов передаточных функций звеньев РЦФ для полосовой перестройки соответствуют табл. 1.4.

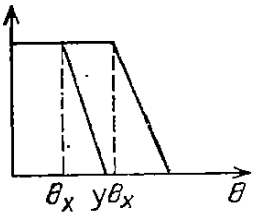
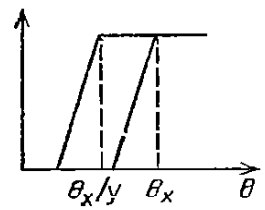
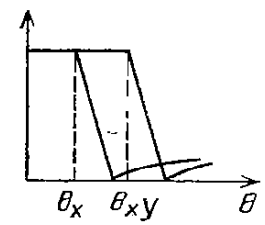
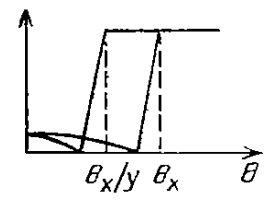
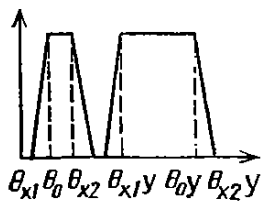
1.3. УЧЕТ ОСОБЕННОСТЕЙ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ ФИЛЬТРОВ НА ЭТАПЕ АППРОКСИМАЦИИ

Найденная на этапе аппроксимации передаточная функция является математической моделью, не учитывающей многих особенностей аппаратурной реализации [7, 38]. Ограниченная разрядность регистров РЦФ приводит к возникновению ошибок при вычислении сигнала на выходе за счет округления или усечения результатов арифметических операций. Для сохранения линейной модели данный эффект рассматривают как действие специфического шума округления [8]. Однако при некоторых условиях конечная разрядность может привести к потере работоспособности фильтра, которая вызывается возникновением переполнения и предельных циклов [12, 30]. Их оценка осуществляется обычно лишь на этапе структурного синтеза. Вместе с тем представляет практический интерес рассмотрение аналогичных вопросов на этапе аппроксимации характеристик.

Аппроксимация характеристик ЦФ связана с вопросами их микропроцессорной реализации через разрядность коэффициентов передаточных функций. Выбор разрядности обусловливается в основном двумя факторами: запасом устойчивости и искажениями частотных характеристик за счет погрешностей квантования по разрядности коэффициентов [2, 12].

Устойчивость. С точки зрения условия физической реализуемости устойчивость РЦФ будет обеспечена в том случае, если полюсы его передаточной функции находятся внутри круга единичного радиуса на z-плоскости. Рассмотренные методы аппроксимации

Таблица 1.5

Тип фильтра	Вид перестраиваемых характеристик	Передаточные функции и законы изменения коэффициентов
ФНЧ		$H(z^{-1}) = \frac{A_i(1+z^{-1})}{1+B_i-(1-B_i)z^{-1}} \times$ $\times \prod_{i=1}^{n} \frac{A_{0i}(1+2z^{-1}+z^{-2})}{1+B_{1i}+B_{0i}-2(1-B_{0i})z^{-1}+(1-B_{1i}+B_{0i})z^{-2}}$, $A_i(y) = A'_i y$, $B_i(y) = B'_i y$, $A_{0i}(y) = A'_{i0} y^2$, $B_{0i}(y) = B'_{0i} y^2$, $B_{1i}(y) = B'_{1i} y$
ФВЧ		$H(z^{-1}) = \frac{A_i(1-z^{-1})}{1+B_i-(1-B_i)z^{-1}} \times$ $\times \prod_{i=1}^{n} \frac{A_{0i}(1-2z^{-1}+z^{-2})}{1+B_{1i}+B_{0i}-2(1-B_{0i})z^{-1}+(1-B_{1i}+B_{0i})z^{-2}}$, $A_i(y) = A'_i/y$, $B_i(y) = B'_i/y$, $A_{0i}(y) = A'_{0i}/y^2$, $B_{0i}(Y) = B'_{0i}/y^2$, $B_{1i}(y) = B'_{1i}/y$
ФНЧ		$H(z^{-1}) = \frac{A_i(1+z^{-1})}{1+B_i-(1-B_i)z^{-1}} \times$ $\times \prod_{i=1}^{n} \frac{1+A_{0i}-2(1-A_{0i})z^{-1}+(1+A_{0i})z^{-2}}{1+B_{1i}+B_{0i}-2(1-B_{0i})z^{-1}+(1-B_{1i}+B_{0i})z^{-2}}$, $A_i(y) = A'_i y$, $B_i(y) = B'_i y$, $A_{0i}(y) = A'_{0i} y^2$, $B_{0i}(y) = B'_{0i} y^2$, $B_{1i}(y) = B'_{1i} y$
ФВЧ		$H(z^{-1}) = \frac{A_i(1-z^{-1})}{1+B_i-(1-B_i)z^{-1}} \times$ $\times \prod_{i=1}^{n} \frac{1+A_{0i}-2(1-A_{0i})z^{-1}+(1+A_{0i})z^{-2}}{1+B_{1i}+B_{0i}-2(1-B_{0i})z^{-1}+(1-B_{1i}+B_{0i})z^{-2}}$, $A_i(y) = A'_i/y$, $B_i(y) = B'_i/y$, $A_{0i}(y) = A'_{0i}/y^2$, $B_{0i}(y) = B'_{0i}/y^2$, $B_{1i}(y) = B_{1i}/y$
ПФ		$H(z^{-1}) =$ $= \frac{A_{11i}(1-z^{-2})}{1+B_{11i}+B_{10i}-2(1-B_{10i})z^{-1}+(1-B_{11i}+B_{10i})z^{-2}} \times$ $\times \frac{A_{21i}(1-z^{-2})}{1+B_{21i}+B_{20i}-2(1+B_{20i})z^{-1}+(1-B_{21i}+B_{20i})z^{-2}}$, $A_{j1i}(y) = A'_{j1i} y$, $B_{j1i}(y) = B'_{j1i} y$, $B_{j0i}(y) = B'_{0i} y^2$

ЦХ обеспечивают получение физически реализуемой передаточной функции РЦФ при условии бесконечной разрядности представления коэффициентов. Квантование по разрядности коэффициентов может привести к потере устойчивости. С другой стороны, при микропроцессорной реализации РЦФ естественно стремление к сокращению разрядности представления коэффициентов, поскольку она тесно связана с быстродействием и аппаратурными затратами.

Потенциальная устойчивость РЦФ тем выше, чем дальше полюсы его передаточной функции располагаются от окружности единичного радиуса (полюсное расстояние). Следовательно, борьба за повышение устойчивости РЦФ возможна уже на этапе аппроксимации. Задача нахождения передаточной функции РЦФ, полюсы которой максимально удалены от единичной окружности, может быть эффективно решена лишь с использованием прямых методов синтеза. Косвенные методы синтеза, опирающиеся на поиск дискретной модели АФ, затрудняют максимизацию полюсного расстояния из-за сложности его контроля при переходе в z-плоскость.

Передаточная функция цифрового НЧ-прототипа может быть представлена в виде

$$H(z^{-1}) = H_0 \prod_{i=1}^{n} \frac{1 + A_i z^{-1} + z^{-2}}{1 + B_i z^{-1} + C_i z^{-2}} \tag{1.53}$$

или

$$H(z^{-1}) = H_0 \prod_{i=1}^{n} \frac{(z^{-1} - z_{0i})(z^{-1} - \bar{z}_{0i})}{(z^{-1} - z_i)(z^{-1} - \bar{z}_i)}, \tag{1.54}$$

где H_0 — масштабный множитель, z_i — i-й полюс передаточной функции, z_{0i} — i-й нуль передаточной функции, $\bar{z}_i$ и $\bar{z}_{0i}$ — полюс и нуль, комплексно-сопряженные с z_i и z_{0i}. Так как $z_i = r_i e^{j\psi_i}$, $z_{0i} = e^{j\xi_i}$, выражение (1.54) можно переписать:

$$H(z^{-1}) = H_0 \prod_{i=1}^{n} \frac{(z^{-1} - e^{j\xi_i})(z^{-1} - e^{-j\xi_i})}{(z^{-1} - r_i e^{j\psi_i})(z^{-1} - r_i e^{-j\psi_i})}. \tag{1.55}$$

Связь между (1.53) и (1.55) устанавливается следующими выражениями:

$$A_i = -2\cos\xi_i / r^2{}_i; \quad B_i = -2\cos\psi_i / r^2{}_i; \quad C_i = 1/r^2{}_i. \tag{1.56}$$

С учетом того, что $z = e^{j\theta}$, где $\theta = 2\pi f / f_д$, определим

$$|H(j\theta)|^2 = H_0^2 \prod_{i=1}^{n} \frac{4(\cos\theta - \cos\xi_i)^2}{(1 - r_i^2)^2 - 4r_i(1 + r_i^2)\cos\theta\cos\psi_i + 4r_i^2(\cos^2\theta + \cos^2\psi_i)^2}.$$

Квадрат модуля передаточной функции $|H(j\theta)|^2=\Phi(\theta, \mathbf{X})$ должен удовлетворять следующим условиям:

$$|\Phi(\theta, \mathbf{X})-1| \leqslant 10^{A_x}, \quad \theta \in [0, \theta_x],$$
$$|\Phi(\theta, \mathbf{X})| \geqslant 10^{A_k}, \quad \theta \in [\theta_k, \pi] \tag{1.57}$$

где $\mathbf{X}=[\xi_1, \psi_1, r_1, \ldots, \xi_n, \psi_n, r_n, H_0]$ — $(3n+1)$-мерный вектор.

Непрерывный интервал изменения частоты θ можно заменить d_x дискретными значениями в полосе пропускания и d_k дискретными значениями в полосе задерживания. Следовательно, из (1.57) можно записать неравенства

$$M_j(\mathbf{X}) = \Phi(\mathbf{X}, \theta_j) - (1-10^{A_x}) \geqslant 0, \quad j=1,2,\ldots, d_x;$$
$$M_{j+d_x}(\mathbf{X}) = -\Phi(\mathbf{X}, \theta_j) + (1+10^{A_x}) \geqslant 0, \quad j=1, 2, \ldots, d_x. \tag{1.58}$$
$$M_{j+2d_x}(\mathbf{X}) = -\Phi(\mathbf{X}, \theta_{j-d_x}) + 10^{A_k} \geqslant 0,$$
$$j = 2d_x+1, \ldots, 2d_x+d_k.$$

Если выполнение этих условий обеспечено, то требования к АЧХ РЦФ будут удовлетворены.

Из условия максимизации полюсного расстояния вытекает цель оптимизации — найти вектор $\mathbf{X}$, для которого

$$\min\{\max_{1 \leqslant i \leqslant n}(-r_i)\}$$

при условиях (1.58), дополненных условиями физической реализуемости:

$$M_j(\mathbf{X}) \geqslant 0, \; j=1, 2, \ldots, 2d_x+d_k; \; r_i \geqslant 0. \tag{1.59}$$

Эта цель относится к задаче нелинейного программирования, методы решения которой приведены в [9]. При высоком порядке фильтра процедура оптимизации оказывается довольно сложной. В этой связи можно предложить следующую методику максимизации полюсного расстояния для РЦФ с передаточной функцией (1.42). Расстояние полюсов (1.43) от единичной окружности увеличивается с ростом N. Таким образом, с точки зрения повышения потенциальной устойчивости РЦФ без повышения его порядка значение N целесообразно принимать равным N_{max}.

Искажение частотных характеристик. Квантование коэффициентов передаточной функции ЦФ приводит к искажению частотных характеристик. На примере звена ЦФ указанные искажения могут быть оценены следующими выражениями:

$$\Phi(|H_j|) = \sum_i \mathrm{Re}\{S^{H_j}_{a_i}\}\, \Phi(a_i);$$
$$\delta(\arg H_j) = \sum_i \mathrm{Im}\{S^{H_j}_{a_i}\}\, \Phi(a_i), \tag{1.60}$$

где $\Phi(|H_j|)$ — относительное отклонение АЧХ; $\delta(\arg H_j)$ — абсолютное отклонение ФЧХ; $\Phi(a_i)$ — относительное отклонение

(обусловленное квантованием) коэффициента a_i передаточной функции j-го звена H_j; $S_{a_i}^{H_j}$ — функция относительной чувствительности к изменению a_i.

Соответственно отклонение АЧХ (в децибелах) каскадного включения n звеньев

$$\Phi(|H|) = \sum_{j=1}^{n} \Phi(|H_j|), \tag{1.61}$$

а отклонение ФЧХ

$$\delta(\arg H) = \sum_{j=1}^{n} \delta(\arg H_j). \tag{1.62}$$

Согласно формулам (1.61) и (1.62) допуск на отклонение частотных характеристик ЦФ, обусловленный квантованием коэффициентов передаточной функции, может быть распределен по каскадам. Поскольку наиболее чувствительны к изменению разрядности высокодобротные звенья [11], то указанный допуск целесообразно распределять пропорционально добротности полюсов.

Основой дальнейшего расчета являются выражения (1.60), в которых левыми частями равенств служат допуски на частотные характеристики звеньев, найденные по вышеизложенной методике. Что касается разрешения правых частей равенств (1.60), то здесь возможны по крайней мере два подхода. Первый из них предполагает для выполненной аппроксимации минимизацию $\Phi(a_i)$. Радикальным решением в этом случае является наращивание разрядности для описания коэффициентов микропроцессорного РЦФ, однако при этом существенно возрастают аппаратурные затраты на реализацию. В ряде случаев рационально другое решение, когда выполняется аппроксимация с максимальными по абсолютной величине коэффициентами. Так как современные микропроцессорные реализации РЦФ обычно используют дробную арифметику с фиксированной запятой, то коэффициенты передаточной функции желательно иметь близкими к единице (но не превышающими ее).

Задача минимизации $\Phi(a_i)$ при заданной разрядности представления коэффициентов l_k и заданном числе звеньев n может быть сформулирована следующим образом. Найти

$$\min\left\{\frac{\left|A_i - \sum_{j=1}^{l_k} \alpha_j 2^{-j}\right|}{A_i}\right\};$$

$$\min\left\{\frac{\left|B_i - \sum_{j=1}^{l_k} \beta_j 2^{-j}\right|}{B_i}\right\};$$

$$\min\left\{\frac{\left|C_i - \sum_{j=0}^{l_k} \gamma_j 2^{-j}\right|}{C_i}\right\},$$

где $i=1, 2, \ldots, n$; α_j, β_j, γ_j принимают значения нуля либо единицы, A_i, B_i, C_i определяются согласно (1.56) при ограничениях (1.58) и (1.59). Сформулированная задача минимизации относится к классу векторных (многокритериальных), поскольку требует удовлетворения одновременно $3n$ целевым функциям. Задача векторной оптимизации при наличии m целевых функций F_j обычно решается введением одной целевой функции $F=\sum_{j=1}^{m} k_j F_j$, где k_j являются весовыми множителями [3]. Значения весовых множителей следует принимать пропорционально величинам функций чувствительности отклонений АЧХ к изменениям значений соответствующих коэффициентов.

Процедура решения сформулированной задачи оказывается весьма сложной. Более простой путь минимизации $\Phi(a_i)$ возможен для фильтра (1.41). Он заключается в том, что для заданных числа звеньев n и разрядности l_k необходимо найти значение N, для которого

$$\sum_{j=1}^{2n+1} k_j \Phi_j(a_j) = \min,\ 1 \leqslant N \leqslant N_{max}.$$

Весовые множители k_j выбираются также пропорционально функциям чувствительности АЧХ к изменению значений коэффициентов B_{1i}, B_{2i} и N фильтра с передаточной функцией

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{n} \frac{1+2Nz^{-1}+z^{-2}}{1+B_{1i}z^{-1}+B_{2i}z^{-2}}. \qquad (1.63)$$

Второй подход к решению (1.60) предусматривает минимизацию действительных (мнимых) частей функций чувствительности. Для решения этой задачи необходимо предварительно найти выражения для возможных $S^{H_j}_{a_i}$. В случае использования идентичных звеньев подобный анализ достаточно провести лишь один раз.

Поставленная задача может быть решена средствами векторной оптимизации, для которой в качестве целевых функций выступают

$$\min\left\{\max_{0\leqslant\omega\leqslant\infty}\left[\mathrm{Re}\left(S^{H_j}_{a_i}\right)\right]\right\}$$

или

$$\min\left\{\max_{0\leqslant\omega\leqslant\infty}\left[\mathrm{Im}\left(S^{H_j}_{a_i}\right)\right]\right\}.$$

Учитывая сложность решения задачи векторной оптимизации при нелинейных ограничениях [3], рассмотрим другие методы минимизации $S^{H_j}_{a_i}$.

Чувствительность к изменению коэффициентов может быть снижена за счет увеличения числа звеньев. При этом к ЧХ про-

ектируемого фильтра могут быть предъявлены более жесткие требования, что, в свою очередь, позволит еще более снизить влияние квантования коэффициентов за счет уменьшения $\Phi(a_i)$. Однако повышение числа звеньев может оказаться нежелательным ввиду возможного увеличения аппаратурных затрат и снижения быстродействия.

Известно [40], что чувствительность ЧХ цифровых фильтров к изменению коэффициентов передаточной функции тем ниже, чем дальше расположены полюса от единичной окружности. Таким образом, задача минимизации $S_{a_i}^{H_j}$ может рассматриваться как задача минимизации полюсного расстояния, рассмотренная ранее.

В целях повышения быстродействия целесообразно использовать аппроксимацию с коэффициентами, представление которых в двоичном коде содержит малое количество единиц. Такой прием используется для некритичных масштабирующих коэффициентов и позволяет свести операцию умножения к несложной совокупности операций сдвига, имеющих высокое быстродействие. Задачу уменьшения единиц в двоичной записи коэффициентов рассмотрим применительно к РЦФ с передаточной функцией (1.63), коэффициенты которой в двоичном коде представляются в виде

$$B_{1i} = \sum_{j=1}^{l_k} \alpha_{ij}\, 2^{\pm j};\ B_{2i} = \sum_{j=1}^{l_k} \beta_{ij}\, 2^{\pm j};\ N = \sum_{j=1}^{l_k} \gamma_j\, 2^{\pm j},$$

где B_{1i}, B_{2i} вычисляются согласно (1.43), α_{ij}, β_{ij}, γ_j принимают значения нуля либо единицы. Тогда решение задачи повышения быстродействия заключается в поиске

$$\min \left\{ \sum_{j=1}^{l_k} \left[\gamma_j + \sum_{i=1}^{n} (\alpha_{ij} + \beta_{ij}) \right] \right\} \text{ при } 1 \leqslant N \leqslant N_{max}$$

при $1 \leqslant N \leqslant N_{max}$.

В заключение отметим, что целесообразно и далее развивать методы аппроксимации передаточными функциями с коэффициентами, представляющими собой степень числа два [27]. Их применение открывает перспективы расширения диапазона частот, в котором для обработки сигналов эффективно используются РЦФ на микропроцессорах.

Глава 2
СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

2.1. МЕТОДЫ СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Графы и алгоритмы цифровой фильтрации. В качестве математической модели цифровых фильтров используются графы [8, 23]. Граф в данном случае адекватен алгоритму обработки сигнала. Его вершины взаимно однозначно соответствуют переменным, а дуги — выполняемым операциям. Отсюда реализация переходов граф — алгоритм и алгоритм — граф не представляет труда. Известные правила преобразования графов [23] открывают перспективу оптимизации алгоритмов ЦФ, поэтому во всех последующих математических выкладках в качестве модели цифрового фильтра и алгоритма его микропроцессорной реализации будет использован сигнальный граф. Сформулируем задачу синтеза в терминах теории графов: необходимо в виде алгоритма ЦФ реализовать заданный линейный оператор $H(z^{-1})$, определив его множеством переменных (вершин графа) и операций над ними (дуг графа) в соответствующей взаимосвязи. Иными словами, задача сводится к построению графа, изоморфного алгоритму ЦФ, с передаточной функцией $H(z^{-1})$.

Основные методические принципы могут быть сведены к следующей последовательности процедур [29]:

1) представление исходной передаточной функции в виде совокупности членов, соответствующих весам элементарных графов (ЭГ);

2) построение ЭГ для каждого члена преобразованной передаточной функции;

3) объединение ЭГ в соответствии с ранее проведенным расчленением исходной передаточной функции;

4) установление соответствия фрагментов (если нужно, то и их эквивалентное преобразование) полученного графа и операций (компонентов) ЦФ;

5) построение структурной схемы алгоритма ЦФ, реализующего исходную передаточную функцию.

Рассмотрим возможные методы синтеза.

Метод связных элементарных графов основан на формировании таких ЭГ, в которых (по крайней мере, в одном направлении) имеется путь между любыми двумя вершинами ЭГ. Такой подход существенно упрощает многие процедуры синтеза ЦФ с помощью графов, так как исключает наличие взаимно некасающихся контуров и путей, что в первую очередь сказывается при переходе от передаточной функции к графу. Это можно пояснить на примере передаточной функции

$$H = \frac{P + AL_1}{1 - L_0 - L_1},$$

где A — вещественный множитель, члены P и L_0 характеризуют аналитическое отличие числителя и знаменателя H, а L_1 — их аналитическое подобие. По вышеописанной методике передаточной функции H может быть поставлена в соответствие совокупность взвешенных ЭГ $g_{e1}=P$, $g_{e2}=AL_1$, $g_{e3}=L_0$, $g_{e4}=L_1$. Объединяя полученные ЭГ, имеем граф цепи, изображенный на рис. 2.1,*а*. Все ЭГ являются связными.

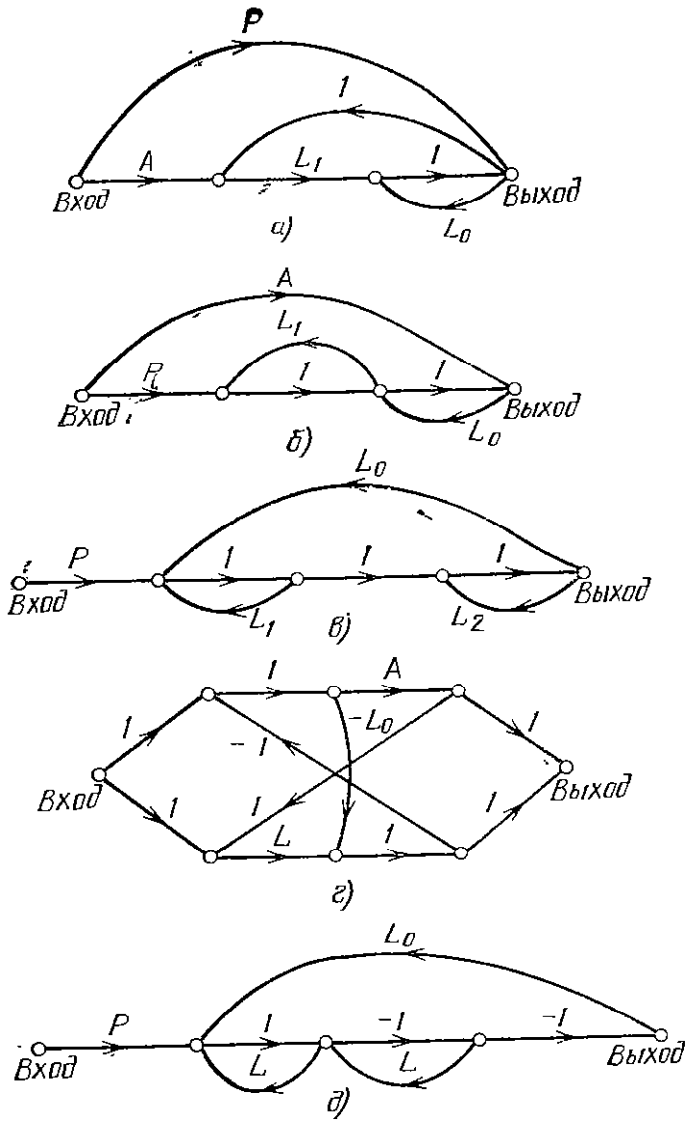


Рис. 2.1. Графы, иллюстрирующие топологические методы реализации передаточных функций

Объединение ЭГ может быть осуществлено по-разному. Минимальную избыточность по количеству дуг и вершин графа можно получить, используя алгоритм максимального наложения ЭГ. Суть его поясняет следующий целевой функционал:

$$J = \max \left| \bigcap_i g_{ei} \right|. \qquad (2.1)$$

Однако удовлетворение (2.1) далеко не всегда представляется возможным, поэтому удобно использовать алгоритм последовательного наложения ЭГ. В этом случае максимизируется попарное наложение и имеет место ряд целевых функционалов

$$J_1 = \max |g_{e1} \cap g_{e2}|;$$

$$J_2 = \max |g_{e3} \cap (g_{e1} \cup g_{e2})|;$$

. . . . . .

$$J_{n-1} = \max \left| g_{en} \cap \left(\bigcup_{i=1}^{n-1} g_{ei} \right) \right|,$$

каждый из которых последовательно удовлетворяется на очередном шаге наращивания. При этом, очевидно, необходимо попутное выполнение условий реализации исходной передаточной функции (наличие входа, выхода и т. п.).

В ряде практических случаев бывает достаточно организовать максимальные пересечения, обеспечивая наложение ЭГ по дугам с определенными весами (алгоритм частичного наложения ЭГ).

Оценивая область эффективного применения метода связных ЭГ, следует отметить, что его целесообразно применять для реализации передаточных функций с неполным, достаточно простым

по своему выражению, числителем, существенные преобразования которого обычно не требуются.

Метод несвязных элементарных графов основан на формировании ЭГ, содержащих взаимно непересекающиеся части. Данный метод целесообразно применять при реализации передаточных функций со сложным числителем (знаменателем), содержащим знакочередующиеся члены. При этом просматривается подобие членов знаменателя и числителя

$$H = \frac{\Delta' - Ag_e}{\Delta - g_e}$$

либо только знаменателя

$$H = \frac{\Delta'}{\Delta - g_{e1} - g_{e2} + g_{e1}g_{e2}}$$

реализуемой передаточной функции.

Возможны два алгоритма применения метода несвязных ЭГ. Суть алгоритма некасающихся путей и контуров поясним на примере обобщенной передаточной функцин

$$H = \frac{P + A(1 - L_1)}{1 - L_0 - L_1},$$

где члены P и L_0 характеризуют аналитическое отличие числителя и знаменателя H, а L_1 — нх аналитнческое подобие. Согласно методике синтеза H может быть поставлена в соответствие совокупность взвешенных ЭГ $g_{e1} = A(1-L_1)$, $g_{e2}=P$, $g_{e3}=L_0$, $g_{e4}=L_1$, где g_{e1} — несвязный ЭГ, включающий путь с весом A н не касающийся его контур с весом L_1. Объединяя полученные ЭГ с учетом необходимости их максимального взаимного наложения, получаем общий граф, изображенный на рис. 2.1,*б*. Предложенный алгоритм целесообразно прнменять в тех случаях, когда прн вынесении общего миожителя нз части числнтеля A возможно получение подобия этой части и группы членов знаменателя L_1.

Для алгорнтма взанмно некасающихся контуров применяется следующее представление исходной передаточной функцнн:

$$H = \frac{P}{1 - L_0 - L_1 - L_2 + L_1 L_2}.$$

Ей соответствует набор взвешенных ЭГ $g_{e1}=L_0$, $g_{e2}=L_1$, $g_{e3}=L_2$, $g_{e4}=L_1L_2$, $g_{e5}=P$. В отличие от всех другнх ЭГ g_{e4} является несвязным и включает два взанмно некасающихся контура с весами L_1 н L_2. Общий граф цепи, полученный объединеннем всех ЭГ, нзображен на рнс. 2.1,*в*. Примененне предложенного алгоритма целесообразно в тех случаях, когда одно из слагаемых знаменателя H представляет собой пронзведение двух или нескольких других слагаемых. К примеру, при реализации биквадратиых звеньев ЦФ достаточно сформировать два взаимно некасающихся контура с весами $L_1=L_2=z^{-1}$ и при этом автоматически формируется член знаменателя z^{-2}.

Метод скомпенсированных элементарных графов используется в том случае, когда подобие числителя и знаменателя исходной

передаточной функции сразу не просматривается. Тогда числитель (знаменатель) дополняется взаимно сокращающимися членами

$$H = \frac{\Delta'}{\Delta} = \frac{\Delta' + g'_e - g'_e}{\Delta + g_e - g_e},$$

что эквивалентно введению ЭГ с весами $\pm g'_e$ и $\pm g_e$, причем члены, подобные g'_e, содержатся в Δ', а g_e — в Δ.

Возможны два алгоритма применения метода скомпенсированных ЭГ. Алгоритм скомпенсированных путей основан на преобразовании исходной передаточной функции

$$H = \frac{A - L_0 + L}{1 - L_0 + AL} = \frac{A - L_0 + L + AL - AL}{1 - L_0 - (-AL)},$$

при котором в числитель введены члены $\pm AL$, подобные одиому из членов, формирующих знаменатель. Преобразованной передаточной функции соответствует граф, изображенный на рис. 2.1,*г*, где путн с весами $1\times1\times A\times1\times L\times1\times\times1$ и $1\times L\times1\times(-1)\times1\times A\times1$ взанмно компенсируют друг друга. Реализация H без данного алгоритма дает избыточность компонентов, соответствующих дугам с весами A, L, $-L_0$.

Алгорнтму скомпенсированных контуров соответствует представленне передаточиой функции в виде

$$H = \frac{A - L_0 + L}{1 - L_0 + AL} = \frac{P}{1 - L_0 - L + L},$$

где члены (контуры) L н $-L$ взаимно компенсируют друг друга. Соответствующий граф изображен на рис. 2.1,*д*. Применение данного алгоритма аналогично предыдущему с той только разницей, что подобие числителя и знаменателя устанавливается преобразованием знаменателя, а не числнтеля.

Методы специальных элементарных графов. Прочие методы топологического синтеза ЦФ назовем методами специальных ЭГ. Характерной их особенностью является то, что наряду с соблюдением условий топологического наложения к ЭГ предъявляются дополнительные (специальные) требования. К примеру, некоторые из ЭГ или их части должны обладать малым по модулю весом в заданном частотном диапазоне или в одной его точке. Возможен случай, когда ставится задача формирования группы ЭГ, обязательно содержащих либо не содержащих дугу с заданным весом и т. п. Указанные ситуации могут иметь место при синтезе ЦФ с широким динамическим диапазоном, с взаимно независимой регулировкой параметров частотных характеристик и др.

Рассмотрим некоторые методы специальных ЭГ. Допустим, необходимо реализовать перестраиваемую передаточную функцию

$$H = \frac{\Delta'}{\Delta_{const} + \Delta_{var}},$$

где Δ_{const} и Δ_{var} — соответственно постоянная и изменяемая при перестройке части знаменателя. При этом определена совокупность компонентов ЦФ, с по-

мощью которых осуществляется перестройка H. По методике топологического синтеза каждому из компонентов можно поставить в соответствие дугу или группу дуг, называемых окрашенными [29]. Множество окрашенных дуг обозначим через A. Отсюда задача сводится к формированию совокупности ЭГ G_A и G^A с условием

$$\det G_A = \Delta_{var};\ \det G^A = \Delta_{const},$$

где $A \subset G_A$ и $A \subseteq G^A$. Иными словами, необходимо получить ЭГ, обязательно содержащие дуги A, а также ЭГ, их не содержащие. В результате имеется возможность управления весами совокупности ЭГ G_A и тем самым исходной передаточной функцией. При этом формирование G_A может осуществляться по алгоритму максимального наложения ЭГ. Предложенный метод назовем методом окрашенных дуг. Его целесообразно применять в задачах реализации перестраиваемых передаточных функций, особенно в задачах обеспечения взаимно независимой регулировки параметров частотных характеристик, где часто требуется выполнение целевого функционала

$$J = \min |A|.$$

Более детальное рассмотрение данного вопроса проведено в последующих параграфах.

Областью эффективного применения метода окрашенных вершин являются задачи минимизации уровня собственных шумов и расширения динамического диапазона ЦФ. Суть метода сводится к тому, что при формировании ЭГ учитываются выделенные (окрашенные) вершины. При этом на передаточные функции от входа к окрашенным вершинам и от этих вершин к выходу графа накладываются определенные ограничения, например максимизируются (минимизируются) их модули. Множество окрашенных вершин обычно соответствует совокупности выходных узлов цифровых умножителей на нецелые коэффициенты.

Ряд методов специальных ЭГ может быть продолжен при решении разнообразных практических задач.

Критерии синтеза. Целевые функционалы синтеза представляют собой операторы параметров элементов реализации, множество которых M может быть представлено суммой двух непересекающихся подмножеств M_h и M_z

$$M = M_h M_z \ (M_h \cap M_z = \varnothing),$$

где M_h — множество коэффициентов передачи звеньев умножителей; M_z — множество коэффициентов передачи звеньев задержки (в случае, когда используются только звенья единичной задержки, все элементы подмножества M_z идентичны). Кроме того, возможно существование непустого подмножества $M_{\bar{h}} \subset M_h$, элементы которого — нецелые числа. Учитывая, что при использовании графа в описании ЦФ существует однозначное соответствие параметров элементов и весов дуг графа, т. е. $M \Leftrightarrow A$, можно ввести аналогичные обозначения и провести классификацию множеств дуг A:

$$A = A_h \cup A_z \ (A_h \cap A_z = \varnothing);\ A_{\bar{h}} \subset A_h.$$

С использованием введенных обозначений рассмотрим некоторые целевые функционалы синтеза цифровых цепей.

Обратимся к задаче расширения полосы рабочих частот. В этом случае при заданной тактовой частоте базовых цифровых звеньев возникает необходимость максимизации частоты квантования сигнала, которая, в свою очередь, непосредственно связана с числом реализуемых операций умножения или мощностью множества $A_{\overline{k}}$. Иными словами, необходимо минимизировать число дуг множества $A_{\overline{k}}$, поэтому при построении графа цепи организуют как можно больше пересечений ЭГ по дугам этого множества.

В ряде практических случаев необходимо уменьшить объем памяти ЦФ. Примером может служить синтез перестраиваемых ЦФ, поочередно предназначенных для большого числа каналов. В этом случае возникает задача минимизации объема памяти, отводимой под варьируемые коэффициенты звеньев умножения. Одним из способов решения поставленной задачи является реализация взаимно независимой регулировки параметров частотной характеристики, при которой число варьируемых коэффициентов, необходимое для управления заданным параметром, сведено до минимума (без синхронного изменения значений многих коэффициентов передаточной функции, причем по определенному закону).

Другим аспектом, определяющим объем отводимой памяти, является число операций единичной задержки в алгоритме ЦФ. В качестве методического принципа минимизации объема памяти в данном случае следует рассматривать объединение ЭГ, включающих дуги A_z, с максимальным пересечением по этим дугам. Применительно к алгоритму разностных уравнений это эквивалентно введению дополнительных переменных, предназначенных для запоминания значений на период квантования сигнала и являющихся линейной комбинацией основных переменных.

При реализации ЦФ (особенно с малой длиной слова) довольно остро стоит задача минимизации ошибок (шумов) квантования. Для минимизации уровня шумов квантования на выходе ЦФ необходимо так организовать его структуру, чтобы каждому нецелому коэффициенту передаточной функции или разностного уравнения соответствовало одно звено (операция) умножения, что эквивалентно условию минимума числа дуг с нецелыми весами в графе ЦФ. Аналитически этот принцип сводится к группировке членов разностного уравнения по нецелым коэффициентам. Именно в этом случае за счет первоначального выполнения всех возможных операций суммирования, а потом операций умножения на нецелые коэффициенты обеспечивается минимизация ошибок квантования.

Важными характеристиками ЦФ являются степени вершин его графа [13]. Так, число входящих в вершину дуг характеризует число выполняемых операций сложения при формировании значения переменной, соответствующей данной вершине. Це-

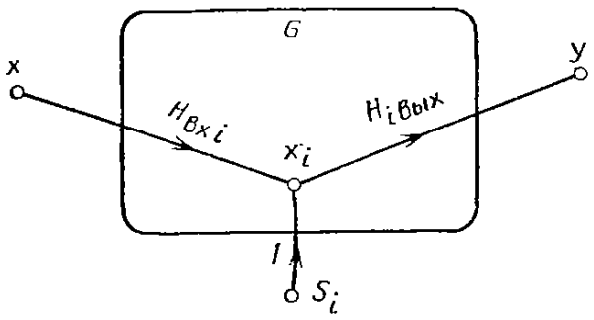


Рис. 2.2. Граф цифрового фильтра с источником шума квантования

левой функционал повышения быстродействия ЦФ имеет следующий вид:

$$J = \min \sum_i S_i^+, \qquad (2.2)$$

где S^+_i — число дуг, заходящих в i-ю вершину ($S^+_i \geqslant 2$).

Поэтому число вершин, для которых $S^+_i \geqslant 2$, должно быть минимизировано. Этот критерий, как и критерий (2.2), перекликается с требованиями сокращения сложности (размерности) графа (количества его дуг и вершин).

Рассматривая задачу повышения быстродействия, нельзя обойти молчанием вопрос о рациональном выборе количественного соотношения между операциями алгоритма ЦФ. Желательно иметь как можно больший удельный вес операций сдвига (операций с высоким быстродействием), однако необходимое для этого решение задачи аппроксимации (в степенях числа два) далеко не всегда может быть осуществлено. Поэтому часто приходится в основном иметь дело с операциями умножения и сложения. К примеру, уменьшение на единицу мощности множества A_k при увеличении числа операций суммирования на 2—3, как правило, влечет за собой повышение быстродействия алгоритма ЦФ.

Быстродействие, жестко связанное с диапазоном рабочих частот линейных цифровых цепей, является далеко не единственным (хотя и очень важным) критерием при их синтезе. Часто разработчику необходимо обеспечить заданный динамический диапазон сигнала. Решение этой задачи можно осуществить, уменьшив уровень собственных шумов или увеличив максимально допустимое значение сигнала. Рассмотрим граф ЦФ (рис. 2.2), где x, y— входная и выходная вершины, x_i — вершина с источником шума спектральной плотности S_i. Передаточные функции от входа к вершине x_i и от вершины x_i к выходу можно представить в следующем виде:

$$H_{вх\,i} = \Delta_{вх\,i}/\Delta;\ H_{i\,вых} = \Delta_{i\,вых}/\Delta,$$

где Δ — определитель графа; а $\Delta_{вх\,i}$ и $\Delta_{i\,вых}$ — несимметричные алгебраические дополнения определителя.

Целевой функционал минимизации уровня шумов квантования

$$J = \min F\left[\sum_i |H_{i\,вых}|^2 S_i\right], \qquad (2.3)$$

где F — функция меры уровня шумов. Для единственного источника шума целевой функционал (2.3) можно переписать

$$J = S_i \frac{\min |\Delta_{i\,вых}|^2}{|\Delta|^2}.$$

Таким образом, задача сводится к формированию графа G, у которого ЭГ, образующие $\Delta_{i\,вых}$, имеют малый вес (фактически ме-

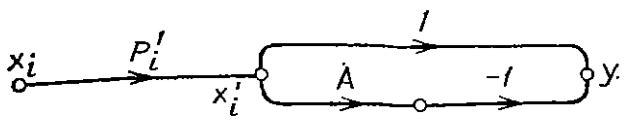


Рис. 2.3. Минимизация веса пути графа от источника шума к выходу ЦФ за счет множителя (1—A)

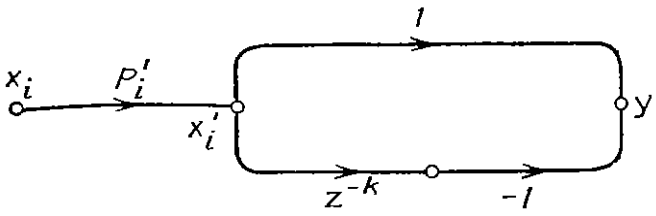


Рис. 2.4. Минимизация веса пути графа от источника шума к выходу ЦФ за счет множителя (1—z^{-k})

тод специальных элементарных графов). Решить ее можно, представив $\Delta_{i\,\text{вых}}$ в виде (рис. 2.3)

$$\Delta_{i\,\text{вых}} = P'_i(1-A).$$

Далее минимизируем $\Delta_{i\,\text{вых}}$, приближая A к единице. Возможен и другой вариант (рис. 2.4), когда вместо умножителя A используются звенья задержки. Этот подход по сути является частотной коррекцией шумов квантования, так как, обеспечивая $P'_i \approx 1$ и тем самым

$$|\Delta_{i\,\text{вых}}|^2 = |1-z^{-k}|^2, \qquad (2.4)$$

в диапазоне рабочих частот $0<\omega<\omega_д/10$ получаем $\min|\Delta_{i\,\text{вых}}|$. Это происходит из-за того, что значения (2.4), особенно при $k=1$, малы в указанном диапазоне частот.

Чем больше источников шума, тем труднее применять изложенную методику, так как выполнение условия (2.4) для всех шумовых источников обычно не представляется возможным. В этой связи предлагается методика, по которой спектральная плотность собственных шумов квантования на выходе $S_{\text{вых}}=S_0$ (все источники шума идентичны $S_i=S_0$). Поясним это на примере двух источников шума. На рис. 2.5,*а* изображены зависимости квадратов модулей передаточных функций от первого *1* и второго *2* источников шума, а также их суммы *3* от частоты. Фактически они являются нормированными по S_0 спектральными плотностями $\bar{S}$. С точки зрения структуры этот факт может быть проиллюстрирован рис. 2.5,*б*, где $H_{1\,\text{вых}}$ — передаточная функция ПФ, а $H_{2\,\text{вых}}$ — передаточная функция РФ.

При минимизации уровня шумов квантования не следует забывать об ограничениях сигнала, вызванных переполнением по

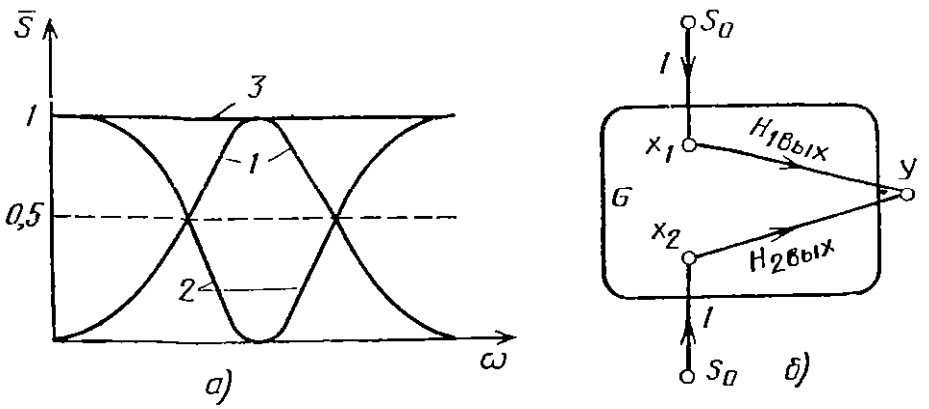


Рис. 2.5. Иллюстрация методики частотного разделения шумов

разрядности. Микропроцессорная реализация ЦФ (рассматривается только арифметика с фиксированной запятой) накладывает ограничения на значения переменных x, x_i, $y<1$, причем желательно иметь y как можно более близкой к единице.

Из рис. 2.2 можно записать

$$H_{\text{вх вых}}=H_{\text{вх }i}H_{i\text{ вых}}. \qquad (2.5)$$

Передаточная функция от входа к выходу (2.5) задана, отсюда масштабная минимизация $H_{i\text{ вых}}$ снижает максимально допустимый уровень сигнала на входе x за счет пропорционального увеличения $H_{\text{вх }i}$. Поэтому методику частотной коррекции шумов квантования (см. рис. 2.4) следует считать менее предпочтительной по сравнению с методикой, поясняемой рис. 2.5. В этом случае проще обеспечить условие $\max H_{\text{вх }i}\approx 1$, необходимое для увеличения верхней границы динамического диапазона входного сигнала.

2.2. СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВЫХ ЗВЕНЬЕВ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Звенья верхних и нижних частот (ВЧ- и НЧ-звенья) могут быть представлены следующей передаточной функцией:

$$H=\frac{C(1\pm Dz^{-1}+z^{-2})}{1-Bz^{-1}+Az^{-2}}, \qquad (2.6)$$

где при использовании неэллиптической аппроксимации $D=2$, а знак перед D определяет вид звена. С помощью графов реализуем передаточную функцию (2.6). В целях повышения быстродействия звена применим метод связных ЭГ с максимальным взаимным наложением по дугам, соответствующим умножителям с коэффициентами A, B, C, D и звеньям единичной задержки z^{-1}. С учетом изложенного по (2.6) сформируем ЭГ. Для несимметричного и симметричного алгебраических дополнений они изображены соответственно на рис. 2.6,*а—в* и *г*, *д*. Объединяя ЭГ, имеем граф ЦФ, приведенный на рис. 2.6,*е*. Установим соответствие между дугами графа и операциями ЦФ. В результате получим структурную схему алгоритма (рис. 2.6,*ж*), в которой в зависимости от значения коэффициента $\alpha=\pm 1$ возможна довольно простая перестройка частотных характеристик из НЧ- в ВЧ-тип и наоборот. При этом частота среза характеристики остается неизменной. При использовании неэллиптических аппроксимаций быстродействие алгоритма звена повышается, так как в данном случае вместо операции умножения на нецелый (в общем случае) коэффициент D достаточно выполнить операцию сдвига влево. Для такого звена структурная схема алгоритма имеет вид, изображенный на рис. 2.6,*з*.

Синтезированные алгоритмы ЦФ могут быть использованы для реализации как самостоятельных перестраиваемых звеньев, так и каскадов перестраиваемых ЦФ со сложными характеристиками.

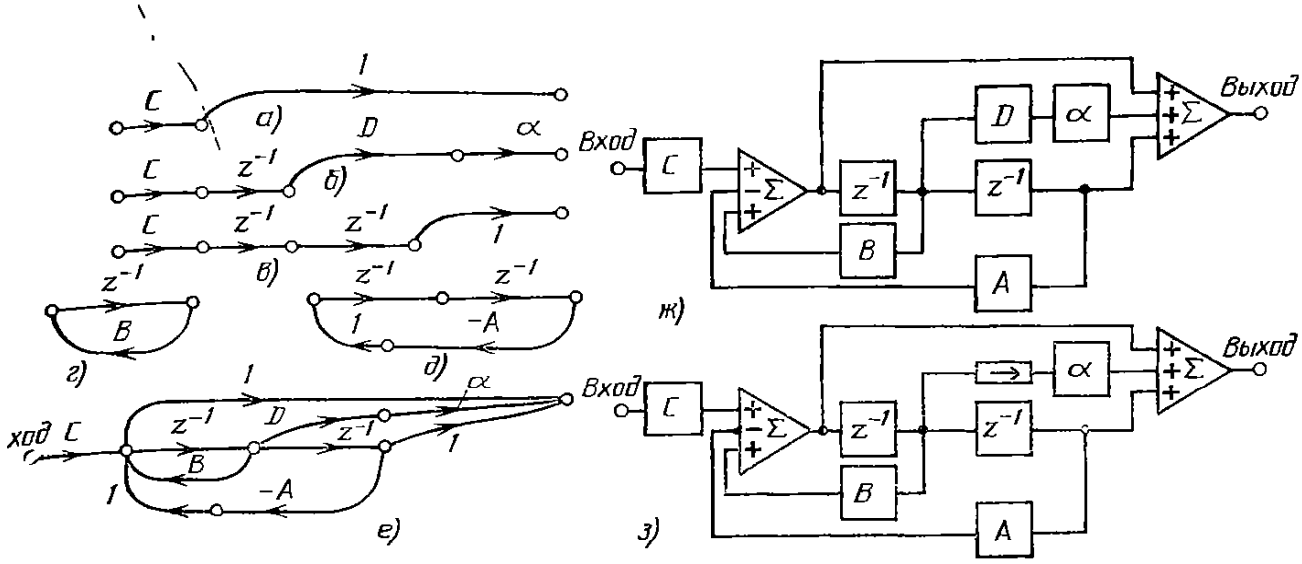


Рис. 2.6. Реализация передаточной функции (2.6) звеньев верхних и нижних частот

Полосовые и режекторные звенья (ПФ- и РФ-звенья), реализованные в виде канонической или параллельной структуры [12], предполагают наличие в них минимум трех умножителей. Поставим задачу сокращения числа операций умножения. При этом попытаемся по возможности обеспечить независимость регулировки параметров частотных характеристик звеньев как можно меньшим числом управляемых элементов (умножителей). В этой связи отметим, что как ПФ-, так и РФ-звенья можно описать всего двумя параметрами: $\Delta\omega$ — полосой пропускания (задерживания) по уровню 3 дБ и ω_0 — средней частотой полосы пропускания (задерживания). Поэтому, решая поставленную задачу, попытаемся выразить коэффициенты передаточной функции через полосы и средние частоты звеньев или через трансцендентные функционалы этих параметров (как это часто имеет место для ЦФ). Таким образом, появится возможность реализации передаточной функции звеньями с двумя операциями умножения. Рассмотрим задачу синтеза алгоритмов ПФ-звеньев. Передаточная функция звена может быть представлена в виде (табл. 1.4)

$$H_{\text{ПФ}}(z^{-1}) = \frac{A_0(1-z^{-2})}{(1+A_0) - B_0 z^{-1} + (1-A_0) z^{-2}}, \qquad (2.7)$$

где $A_0 = \operatorname{tg}(\Delta\omega T/2)$; $B_0 = 2\cos\omega_0 T$.

Считая передаточную функцию ПФ-звена заданной в виде (2.7), синтезируем структурную схему его алгоритма.

Следуя методике синтеза с помощью графов, осуществим предварительно преобразование исходного выражения (2.7), для чего проведем нормирование числителя и знаменателя этого выражения по A_0+1:

$$H_{\text{ПФ}}(z^{-1}) = \frac{[A_0/(1+A_0)](1-z^{-2})}{1-[B_0/(1+A_0)] z^{-1} + [(1-A_0)/(1+A_0)] z^{-2}}.$$

Рассмотрим преобразование передаточной функции (2.7), основанное на замене переменных $A=(1-A_0)/(1+A_0)$, $B=B_0/2$. В результате имеем

$$H_{\text{ПФ}}(z^{-1}) = \frac{(1-A)(1-z^{-2})}{1-(1+A)Bz^{-1}+Az^{-2}}, \qquad (2.8)$$

причем полоса пропускания и средняя частота соответственно равны

$$\Delta\omega = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}\frac{1-A}{1+A}; \quad \omega_0 = \frac{1}{T}\arccos B.$$

Проведем синтез канонических звеньев по заданной передаточной функции (2.8). Общий граф, полученный объединением контуров и путей, соответствующих знаменателю и числителю (2.8), с минимизацией количества дуг с весами A, B и z^{-1} изображен на рис. 2.7, структурная схема звена приведена на рис. 2.8. В узлах системы указаны переменные алгоритма, которые в последующих главах будут использованы для реализации РЦФ.

Пример 2.1. Синтез ПФ-звена второго порядка со средней частотой $f_0=1$ кГц и полосой пропускания $\Delta f=10$ Гц (см. рис. 2.8). Частота дискретизации сигиала $f_д=10$ кГц.

1. Рассчитаем коэффициенты передаточной функции (2.7):

$$A_0=\operatorname{tg}(\pi\Delta f/f_д)=0{,}003142; \quad B_0=2\cos(2\pi f_0/f_д)=1{,}618034.$$

2. Определим коэффициенты умножителей цифрового звена

$$A=(1-A_0)/(1+A_0)=0{,}993736; \quad B=B_0/2=0{,}809017.$$

По аналогии представим передаточную функцию РФ-звена в виде (табл. 1.4)

$$H_{\text{РФ}}(z^{-1}) = \frac{1+B_0z^{-1}+z^{-2}}{(1+A_0)+B_0z^{-1}+(1-A_0)z^{-2}}, \qquad (2.9)$$

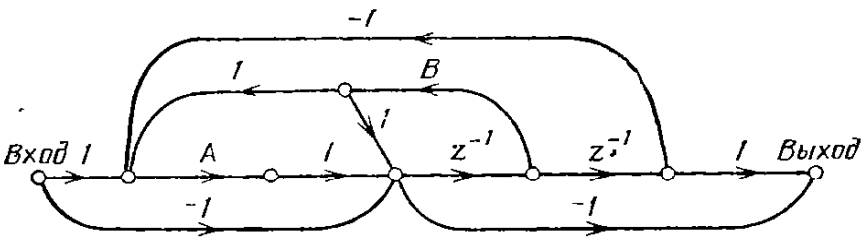


Рис. 2.7. Граф передаточной функции полосового звена (2.8)

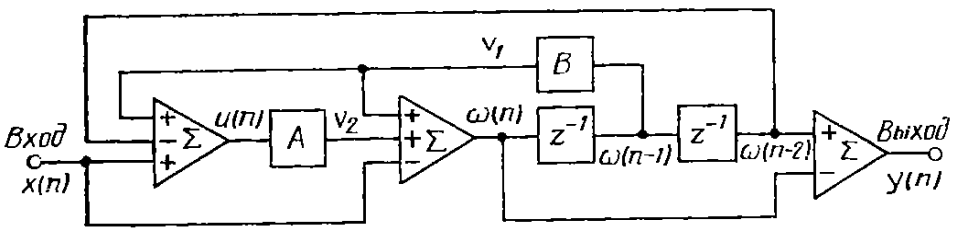


Рис. 2.8. Реализация передаточной функции полосового звена (2.8)

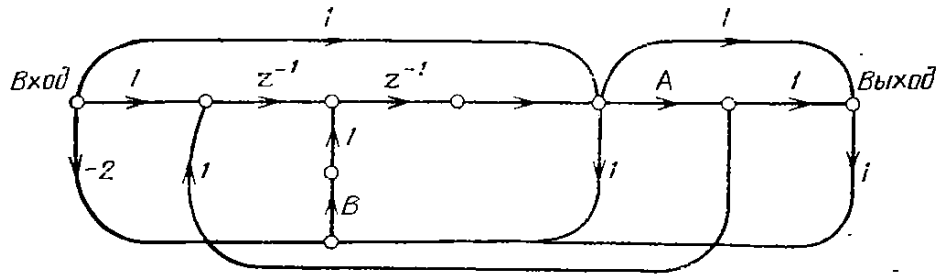


Рис. 2.9. Граф передаточной функции режекторного звена (2.10)

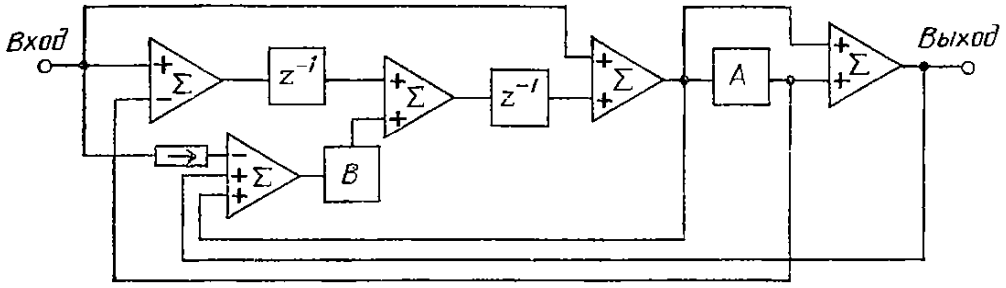


Рис. 2.10. Реализация передаточной функции режекторного звена (2.10)

где $A_0=\mathrm{tg}[(\Delta\omega T)/2]$; $B_0=2\cos\omega_0 T$; $\Delta\omega$ — полоса задерживания; ω_0 — средняя частота АЧХ звена.

Осуществим преобразование исходной передаточной функции (2.9), основанное на замене переменных $A=(1-A_0)/(1+A_0)$, $B=B_0/2$. В результате имеем

$$H_{\text{РФ}}(z^{-1})=\frac{(1+A)-2B(1+A)z^{-1}+(1+A)z^{-2}}{1-(1+A)Bz^{-1}+Az^{-2}}. \qquad (2.10)$$

Впоследствии необходимо учесть уменьшение вдвое масштабирующего множителя. Полоса и средняя частота определяются для выражения (2.10) так же, как и для (2.8). Осуществим синтез по заданной передаточной функции (2.10). Для этого преобразуем ее числитель к виду $(1-2Bz^{-1}+z^{-2})(1+A)$. Построим общий граф (рис. 2.9) и структурную схему искомого звена (рис. 2.10), в которой содержится два умножителя, два элемента единичной задержки и используется семь операций суммирования.

Пример 2.2. Синтез РФ-звена второго порядка с полосой задерживания $\Delta f=1$ Гц и средней частотой $f_0=50$ Гц (см. рис. 2.10). Частота дискретизации сигнала $f_д=1$ кГц.

1. Рассчитаем коэффициенты передаточной функции (2.10)

$$A_0=\mathrm{tg}(\pi\Delta f/f_д)=0{,}0031416;\ B_0=2\cos(2\pi f_0/f_д)=1{,}902113.$$

2. Определим коэффициенты умножителей цифрового звена

$$A=(1-A_0)/(1+A_0)=0{,}093736;\ B=B_0/2=0{,}951056.$$

Корректирующие звенья. Наряду с ПФ- и РФ-звеньями теоретический и практический интерес представляют звенья, предназначенные для коррекции ФЧХ и АЧХ. Фазовые корректоры n-го порядка могут быть реализованы в виде каскадного включения

всепропускающих звеньев с передаточными функциями следующего вида [23]:

$$H_{\text{ФК}}(z^{-1}) = \frac{A - Bz^{-1} + z^{-2}}{1 - Bz^{-1} + Az^{-2}} . \qquad (2.11)$$

В формуле (2.11) следует отметить несоответствие весов путей и контуров. К примеру, в числителе можно выделить вес пути z^{-2}, а в знаменателе фигурирует совершенно другой вес контура Az^{-2}. В условиях поиска оптимальных структур это создает существенные сложности при синтезе. Для устранения указанного недостатка воспользуемся методом скомпенсированных ЭГ. С этой целью преобразуем выражение (2.11), введя соответственно компенсирующие друг друга пути $\pm Az^{-2}$. В результате имеем передаточную функцию

$$H_{\text{ФК}} = \frac{A - Bz^{-1} + z^{-2} + Az^{-2} - Az^{-2}}{1 - Bz^{-1} + Az^{-2}} , \qquad (2.12)$$

которой соответствует совокупность ЭГ (рис. 2.11,*а*—*ж*). Обеспечивая максимальное наложение путей и контуров, получаем общий граф (рис. 2.11,*з*). Структурная схема цифрового ФК изображена на рис. 2.11,*и*. По сравнению с известной схемой рассматриваемое звено имеет меньшее число операций суммирования, однако оно не обеспечивает взаимно независимой регулиров-

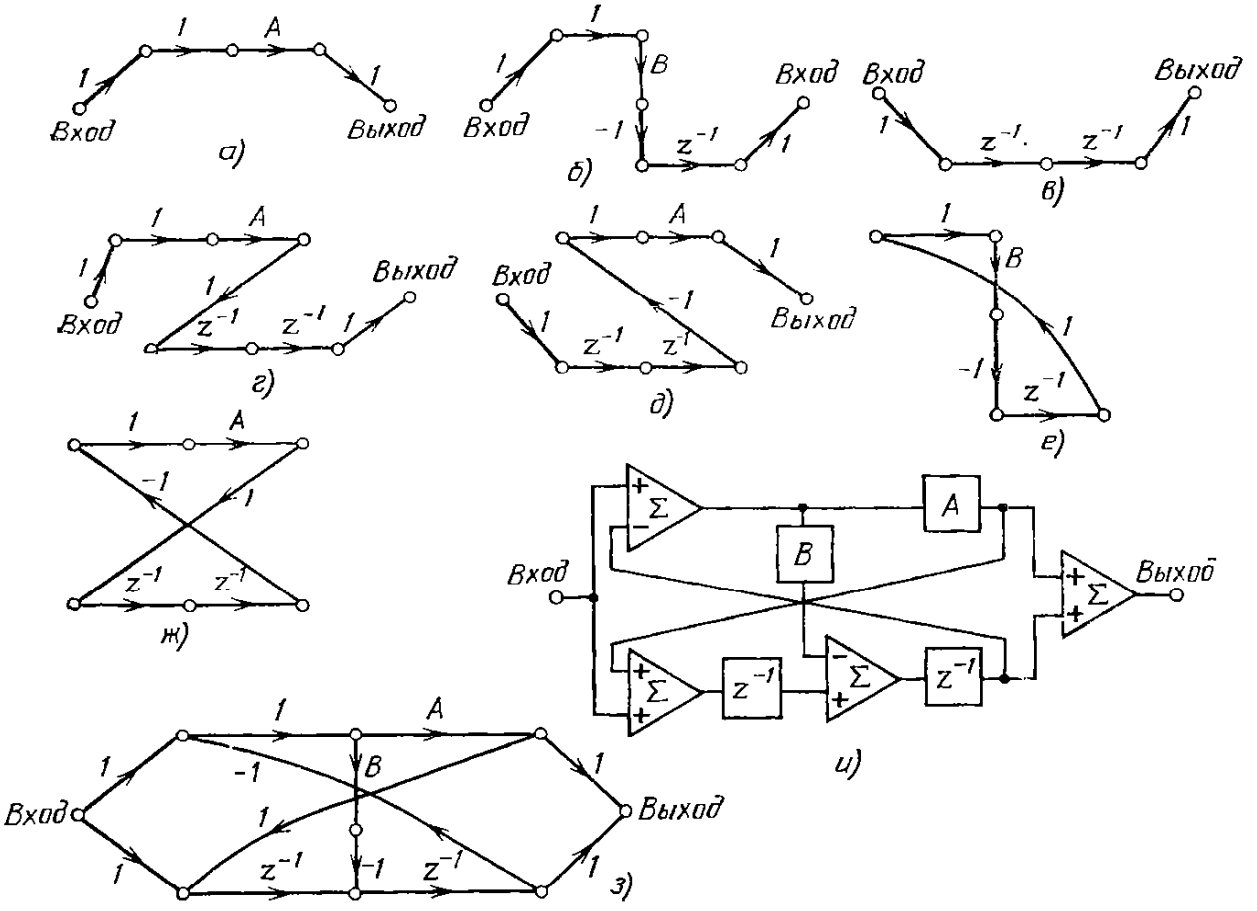


Рис. 2.11. Реализация передаточной функции фазового звена (2.12)

ки параметров ФЧХ [17]. Поэтому рассмотрим реализацию с помощью графов передаточной функции

$$H_{\text{ФК}} = \frac{A - B(1+A)z^{-1} + z^{-2}}{1 - B(1+A)z^{-1} + Az^{-2}}, \qquad (2.13)$$

где собственная частота (частота, на которой ФЧХ достигает своего максимума $\pm\pi$) и полоса (разность частот, на которой ФЧХ достигает $\pm\pi/2$) соответственно равны

$$\omega_0 = \frac{1}{T}\arccos B; \quad \Delta\omega = \frac{2}{T}\operatorname{arctg}\frac{1-A}{1+A}.$$

Используя методику скомпенсированных путей, преобразуем передаточную функцию (2.13) к виду

$$H_{\text{ФК}} = \frac{A - Bz^{-1} - BAz^{-1} + z^{-2} + Az^{-2} - Az^{-2}}{1 - Bz^{-1} - BAz^{-1} - A(-1)z^{-2}}.$$

Объединяя ЭГ, соответствующие числителю и знаменателю полученной функции, имеем граф (рис. 2.12,*а*), которому соответствует структурная схема цифрового фазового звена (рис. 2.12,*б*). В синтезированном звене возможна взаимно независимая перестройка параметров ФЧХ коэффициентами A и B. По сравнению с аналогичным звеном данная схема имеет меньшее число операций суммирования [17].

Примером эффективного использования метода несвязных элементарных графов является синтез цифрового АК. Его передаточная функция может быть представлена следующим выражением:

$$H_{\text{АК}} = \frac{[A(1-K)+K] - ABz^{-1} + [A(1+K)-K]z^{-2}}{1 - ABz^{-1} - (2A-1)z^{-2}}. \qquad (2.14)$$

С целью образования взаимно некасающихся контуров и путей преобразуем выражение (2.14):

$$H_{\text{АК}} = \frac{K[1-(-Az^{-2})-z^{-2}] - A[-K+1-Bz^{-1}+z^{-2}]}{1 + ABz^{-1} - z^{-2} - (-Az^{-2}) - (-Az^{-2})}.$$

Элементарные графы, формирующие числитель и знаменатель полученной функции, изображены на рис. 2.13,*а*—*д*, причем ЭГ

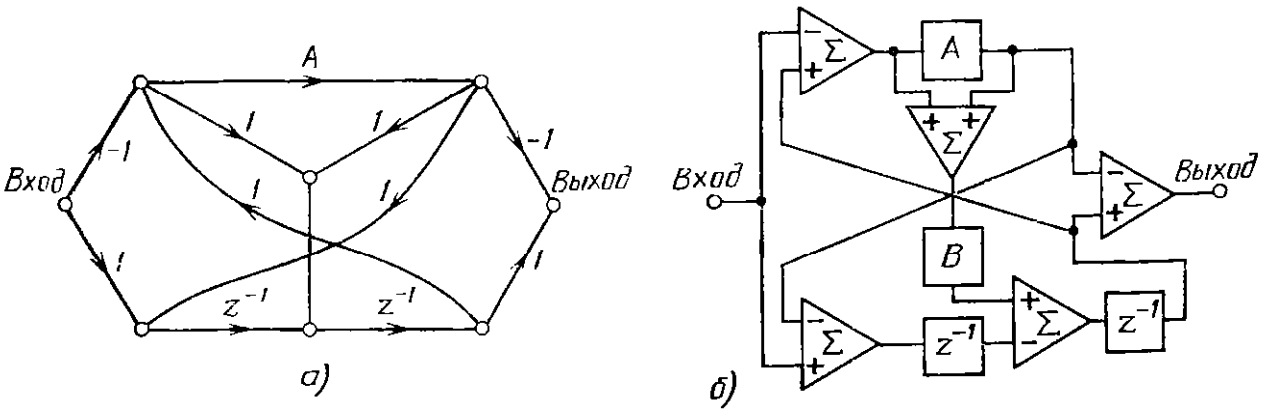


Рис. 2.12. Реализация передаточной функции фазового звена (2.13) с взаимно независимой регулировкой параметров ФЧХ

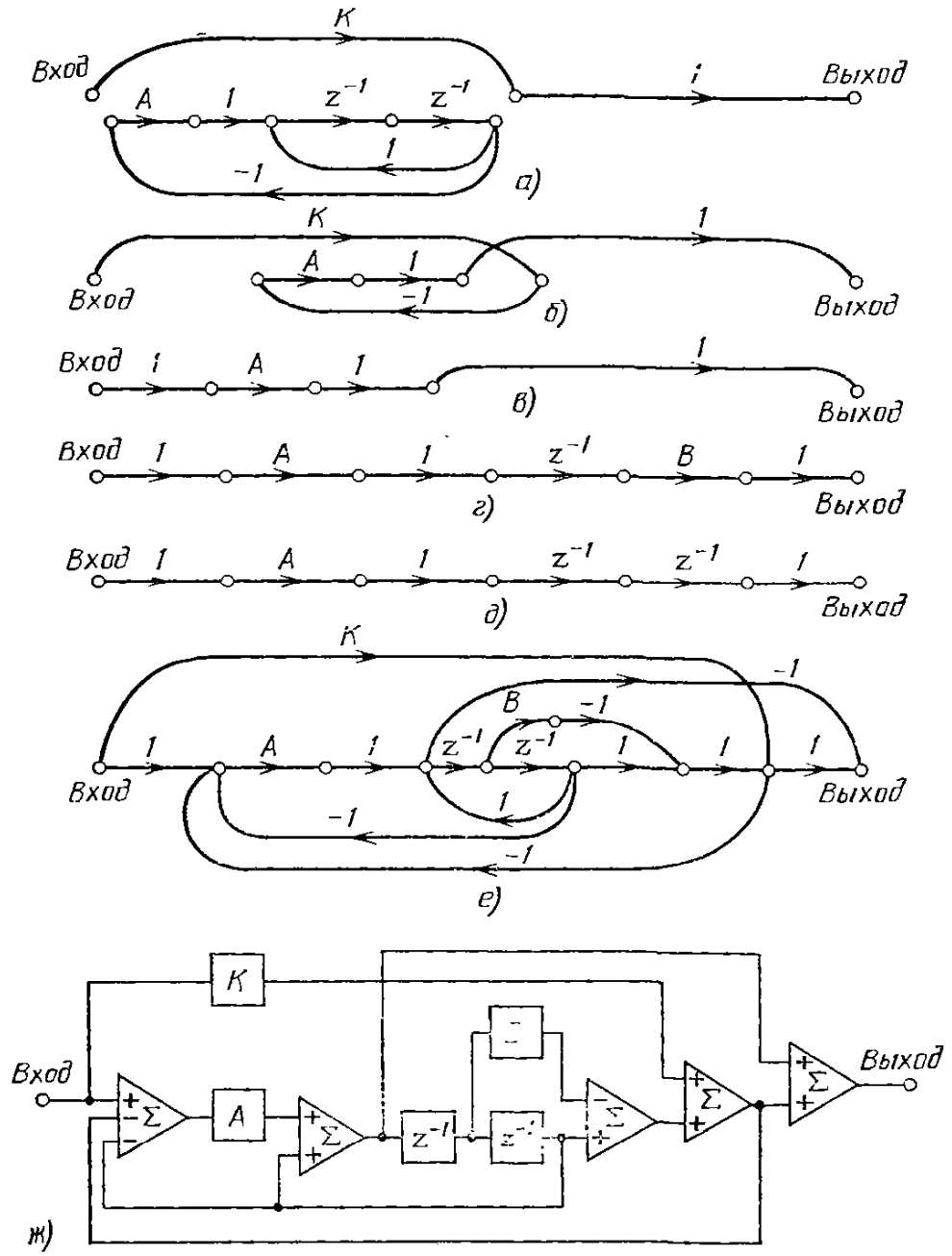


Рис. 2.13. Реализация передаточной функции амплитудного корректора (2.14)

(рис. 2.13,*а*) является несвязным. Структурная схема АК, соответствующая общему графу (рис. 2.13,*е*), изображена на рис. 2.13,*ж*. Собственная частота синтезированного АК

$$\omega_0 = \frac{1}{T} \arccos \frac{B}{2(A-1)}$$

может изменяться посредством коэффициентов A и B. Глубина коррекции регулируется коэффициентом K.

Корректирующие звенья (рис. 2.11,*и*; 2.12,*б*; 2.13,*ж*) могут быть использованы в качестве каскадов при реализации корректоров высокого порядка.

Универсальные звенья. Синтезированные звенья обладают широкими возможностями перестройки параметров ЧХ, однако они

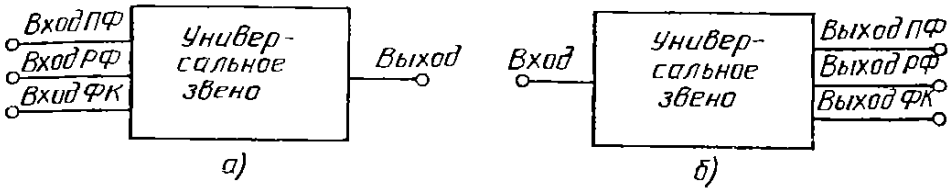


Рис. 2.14. Обобщенные структурные схемы универсальных звеньев

не в состоянии осуществить перестройку со сменой вида характеристик. Поставим задачу синтеза таких звеньев.

Возможны два варианта реализации. Первый предусматривает синтез структурной схемы, например канонической, с полным набором коэффициентов. При этом перестройка со сменой вида ЧХ обеспечивается обнулением соответствующих коэффициентов. Такая реализация неэффективна не только по причине структурной избыточности (обилие умножителей исходной схемы), но и из-за сложностей обеспечения независимой регулировки параметров частотных характеристик.

Более рациональным представляется второй вариант реализации универсального звена, который предусматривает полную перестройку за счет коммутации его входов или выходов. На рис. 2.14 изображены обобщенные схемы таких звеньев с многомерными входом (рис. 2.14,*а*) и выходом (рис. 2.14,*б*). Оба вида универсальных звеньев можно получить на основе звеньев, синтезированных ранее:

$$H_{РФ} = 1 - H_{ПФ},\ H_{ФК} = H_{РФ} - H_{ПФ}. \qquad (2.15)$$

Для реализации универсального звена на основе ПФ-звена преобразуем систему уравнений (2.15):

$$H_{РФ} = 1 - H_{ПФ},\ H_{ФК} = 1 - 2H_{ПФ}. \qquad (2.16)$$

С использованием (2.16) может быть построена структурная схема универсального звена с многомерным входом (рис. 2.15). Представив систему уравнений (2.16) в виде

$$H_{РФ} = 1 - H_{ПФ},\ H_{ФК} = (1 - H_{ПФ}) - H_{ПФ}, \qquad (2.17)$$

получим структурную схему универсального звена с многомерным выходом, изображенную на рис. 2.16.

По аналогии для реализации универсального звена на основе РФ-звена преобразуем исходную систему уравнений (2.15):

$$H_{ПФ} = 1 - H_{РФ},\ H_{ФК} = 2H_{РФ} - 1. \qquad (2.18)$$

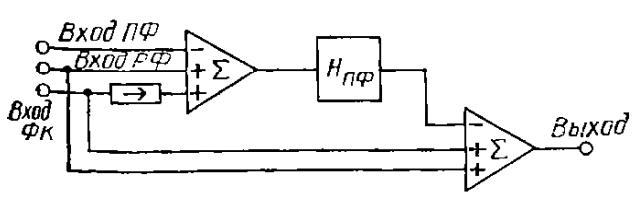


Рис. 2.15. Универсальное звено с многомерным выходом на основе полосового звена

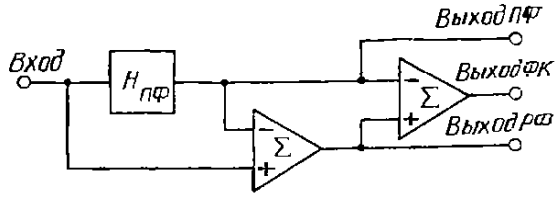


Рис. 2.16. Универсальное звено с многомерным выходом на основе полосового звена

Отсюда имеем структурную схему универсального звена с многомерным входом (рис. 2.17). Представив систему уравнений (2.18) в виде

$$H_{\text{ПФ}} = 1 - H_{\text{РФ}};\ H_{\text{ФК}} = H_{\text{РФ}} - (1 - H_{\text{РФ}}), \qquad (2.19)$$

получим структурную схему универсального звена с многомерным выходом (рис. 2.18).

Наконец, для реализации универсального звена на основе фазового звена из (2.15) можно записать

$$H_{\text{ПФ}} = (1 - H_{\text{ФК}})/2;\ H_{\text{РФ}} = (1 + H_{\text{ФК}})/2, \qquad (2.20)$$

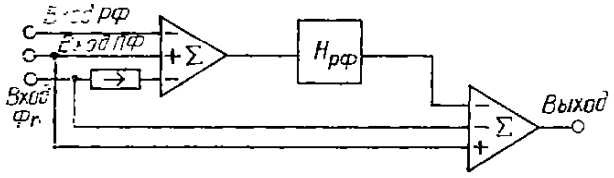


Рис. 2.17. Универсальное звено с многомерным входом на основе режекторного звена

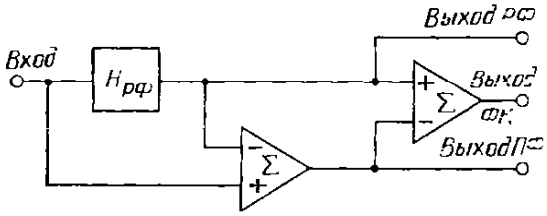


Рис. 2.18. Универсальное звено с многомерным выходом на основе режекторного звена

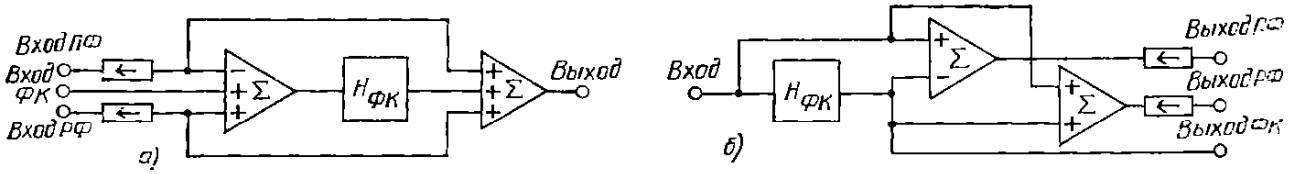


Рис. 2.19. Универсальные звенья с многомерными входом (*а*) и выходом (*б*) на основе фазового звена

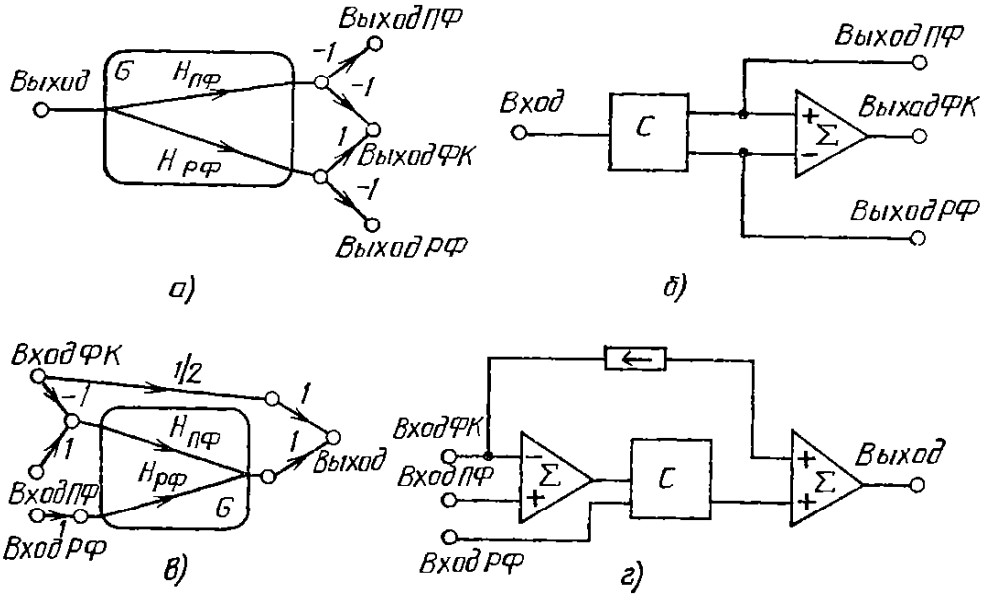


Рис. 2.20. Методика синтеза универсальных звеньев с оптимизацией по числу операций суммирования

откуда следуют структурные схемы с многомерными входом (рис. 2.19,*а*) и выходом (рис. 2.19,*б*).

Оценив синтезированные схемы (рис. 2.15—2.19), заметим, что возможны и более рациональные реализации, имеющие меньшее число операций суммирования. Граф и структурная схема такого универсального звена изображены на рис. 2.20. Суть данного подхода к синтезу состоит в том, что сначала реализуется экономичное звено с двумя выходами (полосовым и режекторным), а затем посредством одной операции суммирования (2.15) получаем выход ФК. По аналогии для универсального звена с многомерным входом согласно (2.20) имеем граф (рис. 2.20,*в*) и соответствующую структурную схему (рис. 2.20,*г*).

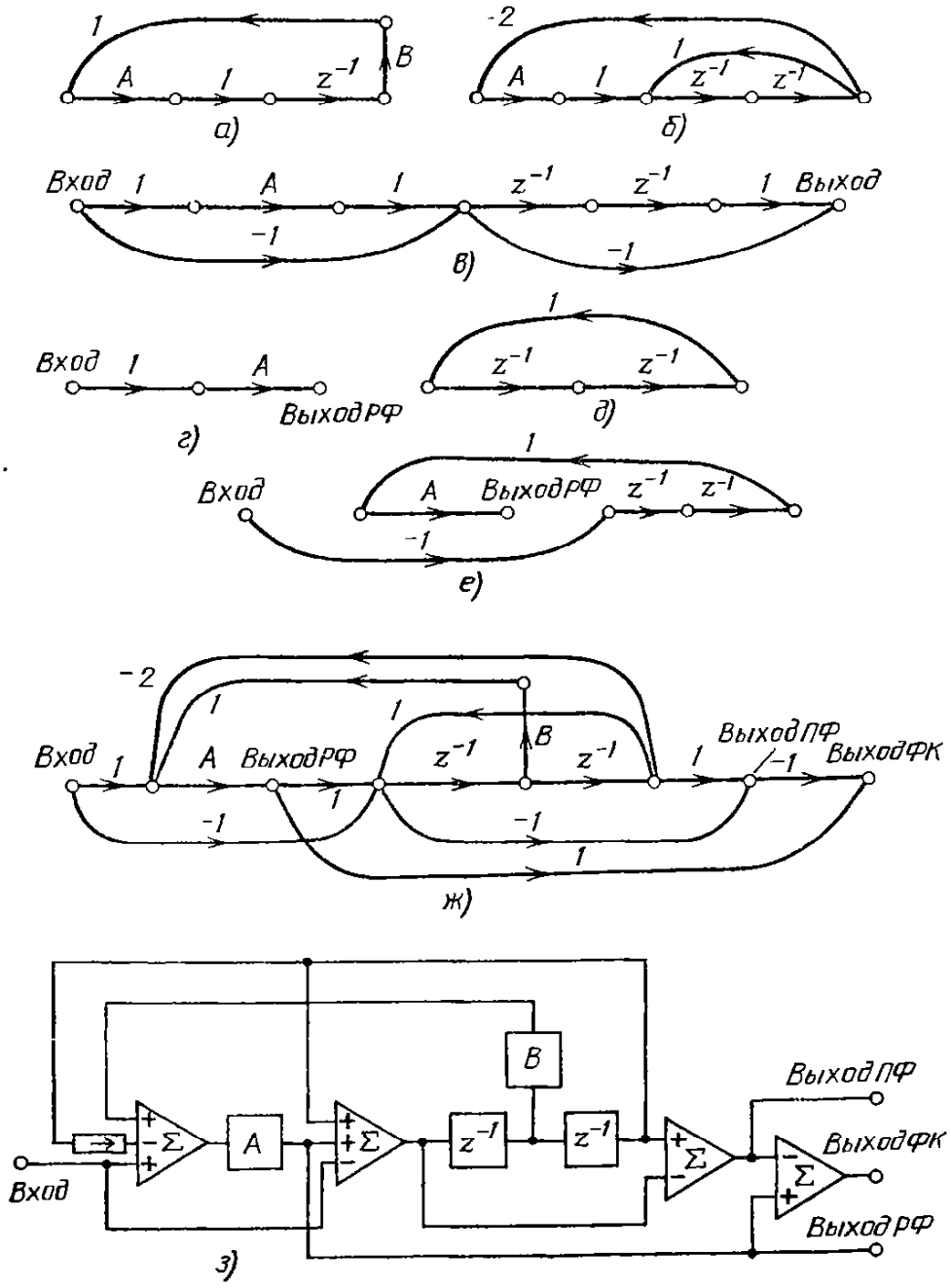


Рис. 2.21. Пример синтеза универсального звена с оптимизацией по числу операций суммирования

Поясним изложенную методику на примере. Пусть необходимо реализовать универсальное звено с передаточными функциями

$$H_{\text{ПФ}} = \frac{(A-1)(z^{-2}-1)}{1-ABz^{-1}-(1-2A)z^{-2}};$$

$$H_{\text{РФ}} = \frac{A(1-z^{-2})-ABz^{-1}+2Az^{-2}}{1-ABz^{-1}-(1-2A)z^{-2}},$$

где выражение $H_{\text{РФ}}$ преобразовано с целью выявления максимального подобия подграфов, формирующих его числитель и знаменатель. При этом наличие члена $A(1-z^{-2})$ обусловливает возможность применения алгоритма некасающихся путей и контуров.

По знаменателю передаточных функций построим ЭГ (контуры), изображенные на рис. 2.21,*а* и *б*. Числителю $H_{\text{ПФ}}$ соответствует подграф путей (рис. 2.21,*в*), числителю $H_{\text{РФ}}$—ЭГ (рис. 2.21, *г*—*е*), один из которых связный (рис. 2.21,*г*). Выполняя максимальное взаимное наложение полученных ЭГ, с учетом рис. 2.20,*а* получаем граф универсального звена (рис. 2.21,*ж*). Соответствующая структурная схема изображена на рис. 2.21,*з*. Отметим, что синтезированное универсальное звено с многомерным выходом по сравнению со схемами на рис. 2.16, 2.18 и 2.19,*б* включает меньшее число операций суммирования.

Полученные универсальные звенья наряду с полной перестройкой (посредством коммутации входов или выходов) обладают возможностью взаимно независимой перестройки параметров ЧХ.

2.3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА

В настоящее время существует множество форм реализации РЦФ высокого порядка [12, 20]. Наиболее широкое практическое применение нашла каскадная форма (рис. 2.22). Последовательность включения звеньев, а также способ группирования их полюсов и нулей оказывают существенное влияние на динамический диапазон РЦФ. Известны два подхода к решению задачи расширения динамического диапазона ЦФ. Один из них основан на снижении уровня собственных шумов на выходе РЦФ за счет оптимальной последовательности расположения звеньев. В этом случае используется правило

$$\sum_{n=0}^{\infty}|h_1(nT)| > \sum_{n=0}^{\infty}|h_2(nT)| > \ldots > \sum_{n=0}^{\infty}|h_N(nT)|, \qquad (2.21)$$

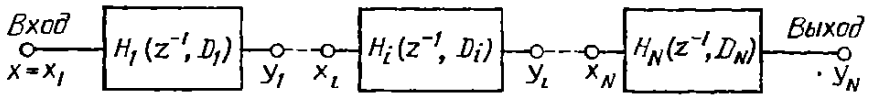


Рис. 2.22. Каскадная реализация ЦФ

где $h_i(nT)$ — импульсная характеристика i-го звена. Помимо правила (2.21) звенья часто располагают в порядке увеличения добротностей полюсов звеньев. Методика подобной компоновки звеньев доведена до программной реализации [12]. При другом подходе для поднятия верхней границы динамического диапазона звенья рекомендуется располагать в следующей последовательности [37]:

$$\sum_{n=0}^{\infty} |h_1(nT)| > \sum_{n=0}^{\infty} |h_2(nT)| < \ldots < \sum_{n=0}^{\infty} |h_N(nT)|. \qquad (2.22)$$

Условия (2.21) и (2.22) противоречат друг другу, и выбор одного из них будет определяться наибольшим эффектом расширения динамического диапазона.

Передаточную функцию РЦФ при каскадном соединении можно представить в виде

$$H(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N} H_i(z^{-1}) = \prod_{i=1}^{N} B_i(z^{-1}) \frac{1}{A_i(z^{-1})}.$$

Оптимальное соединение выбирают на основе анализа всех возможных вариантов соединения блоков с передаточными функциями $B_i(z^{-1})$ и $1/A_i(z^{-1})$. Общее число возможных вариантов расстановок равно $(N!)^2$. Для фильтров невысоких порядков осуществить данный перебор на ЭВМ не составит большого труда [12]. При синтезе РЦФ высокого порядка целесообразно для определения оптимального соединения звеньев воспользоваться методами динамического программирования [40]. Однако и в этом случае потребуется значительный объем вычислений, сократить который можно, воспользовавшись квазиоптимальными методами со случайным поиском сочетаний полюсно-нулевых пар [41].

В том случае, если при каскадном соединении используются однотипные звенья, имеется возможность упрощения его микропроцессорной реализации. Действительно, однотипность звеньев предполагает вычисление значений сигнала на их выходе согласно одному и тому же разностному уравнению (отличие только в значениях коэффициентов), которое можно легко оформить в виде подпрограммы. Для аппаратурной реализации в ряде случаев целесообразно вычислять значения выходного сигнала по рекуррентному алгоритму (рис. 2.23). Его суть заключается в многократном просчете значений выходного сигнала для каждого звена по одной программе решения разностных уравнений. Преимущества рекуррентного алгоритма особенно проявляются при использовании в качестве базового звена одной из универсальных структур. При этом может быть реализован цифровой фильтр, АЧХ которого формируется ПФ- и РФ-звеньями, а коррекция ФЧХ производится звеньями ФК без смены программы с минимальным числом операций умножения. Аппаратурная реализация РЦФ с рекуррентным алгоритмом работы рассмотрена в гл. 4.

Управление частотными характеристиками каскадного РЦФ заключается в соответствующем управлении частотными характе-

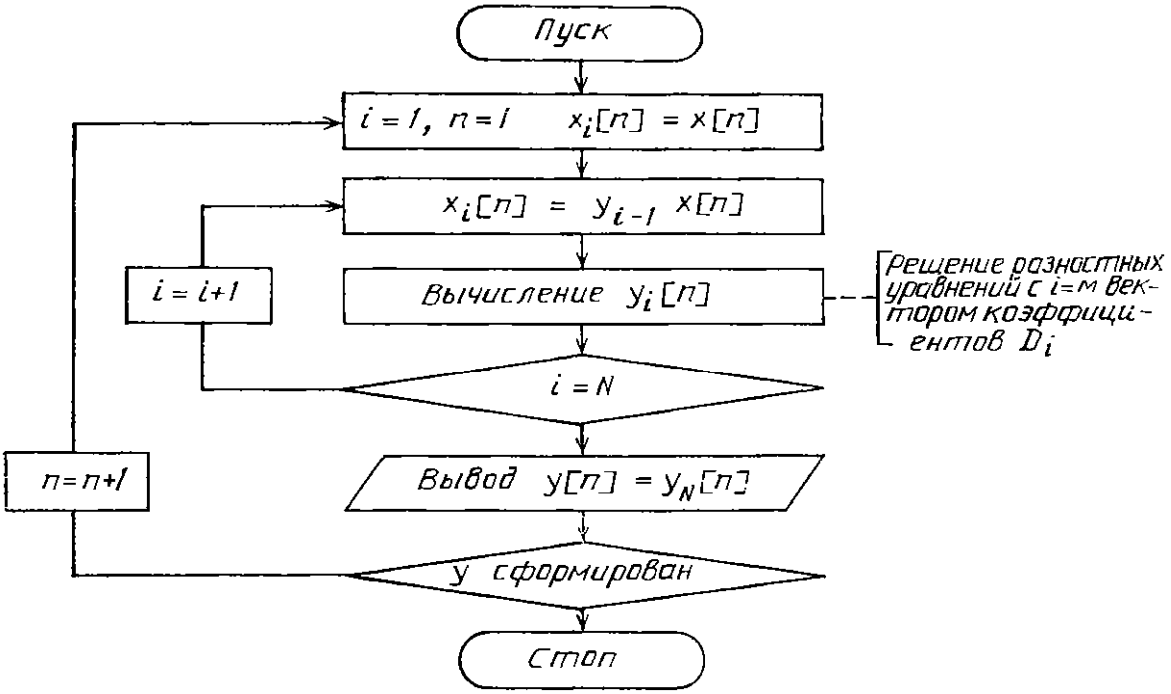


Рис. 2.23. Блок-схема рекуррентного алгоритма вычисления выходного сигнала каскадной реализации

ристиками звеньев. Законы изменения значений коэффициентов звеньев приведены в табл. 1.4 и 1.5.

На практике довольно часто встречается задача управления одной частотой среза ПФ при неизменной другой. Если РЦФ реализован соединением полосовых звеньев, данная перестройка возможна лишь за счет изменения значений коэффициентов. Однако подобная реализация ПФ не является единственной. Полосовой фильтр может быть реализован набором НЧ- и ВЧ-звеньев. Если АЧХ этих звеньев монотонны в полосе пропускания, а образованный ими ПФ широкополосный, его частоты среза практически соответствуют частотам среза НЧ- и ВЧ-составляющих. Если отношение двух значений частот среза ω_{x1} равно целому числу, можно применить перестройку, которую назовем полумасштабной. Реализующая эту возможность структурная схема РЦФ приведена на рис. 2.24,*а*. Работающее с постоянной частотой дискретизации $f_д$ НЧ-звено формирует фиксированную частоту среза. С его выхода сигнал подается на селектор выборок, который пропускает на вход ВЧ-звена лишь кратные некоторому числу k выборки. Это равносильно тому, что ВЧ-звено работает с частотой дискретизации $f_д/k$, и изменение ω_{x1} ПФ происходит при фиксированной

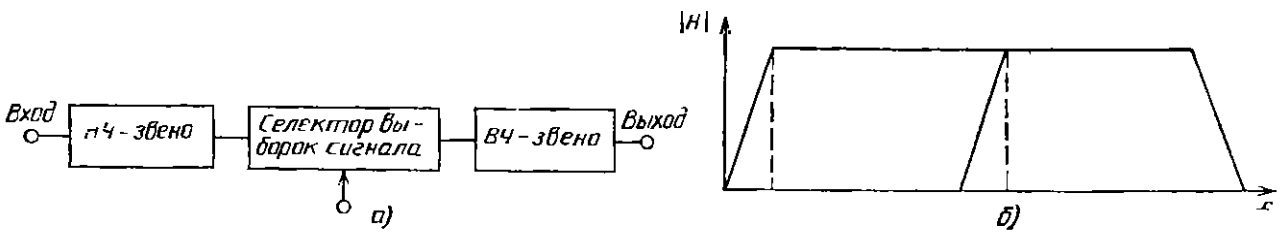


Рис. 2.24. Структурная схема ЦФ (*а*) и его характеристики (*б*) с перестройкой нижней частоты среза

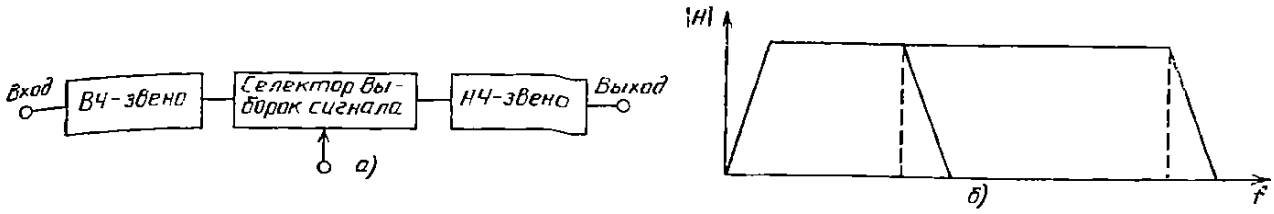


Рис. 2.25. Структурная схема ЦФ (*а*) и его характеристики (*б*) с перестройкой верхней частоты среза

ω_{x2} (рис. 2.24,*б*). Можно организовать полумасштабную перестройку с регулируемой ω_{x2} и фиксированной ω_{x1} (рис. 2.25). Полумасштабная перестройка аппаратурно реализуется достаточно просто. Она не требует применения запоминающего устройства для хранения значений коэффициентов фильтра и схемы его управления. Кроме того, она обладает более широкими возможностями по сравнению с масштабной перестройкой. Микропроцессорная реализация полумасштабной перестройки рассмотрена в гл. 4.

2.4. АВТОМАТИЗАЦИЯ СИНТЕЗА АЛГОРИТМОВ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Процедура автоматизированного синтеза алгоритмов ЦФ с помощью графов может быть представлена в виде схемы, изображенной на рис. 2.26. Рассмотрим прежде всего исходные данные. Так как для построения ЦФ основой служит выражение передаточной функции H, автоматизация структурного синтеза предусматривает соответствующее ей символьное представление. Наиболее удобной формой следует считать описание H в виде совокупности списков слагаемых числителя и знаменателя, где каждое слагаемое есть набор кодов всех формирующих его сомножителей. Такая форма представления исходных данных позволяет существенно упростить последующую процедуру формирования из списка соответствующего ЭГ. К примеру, списку a_1, a_2, ..., a_n может быть поставлен в соответствие путь $x_{вх}a_1x_1a_2x_2$, ..., $x_{n-1}a_n \times \times x_{вых}$, включающий дуги $a_1, a_2, \ldots, a_n$ и проходящий от вершины $x_{вх}$ до вершины $x_{вых}$ через x_1, x_2, ..., x_{n-1}. Такая процедура пов-

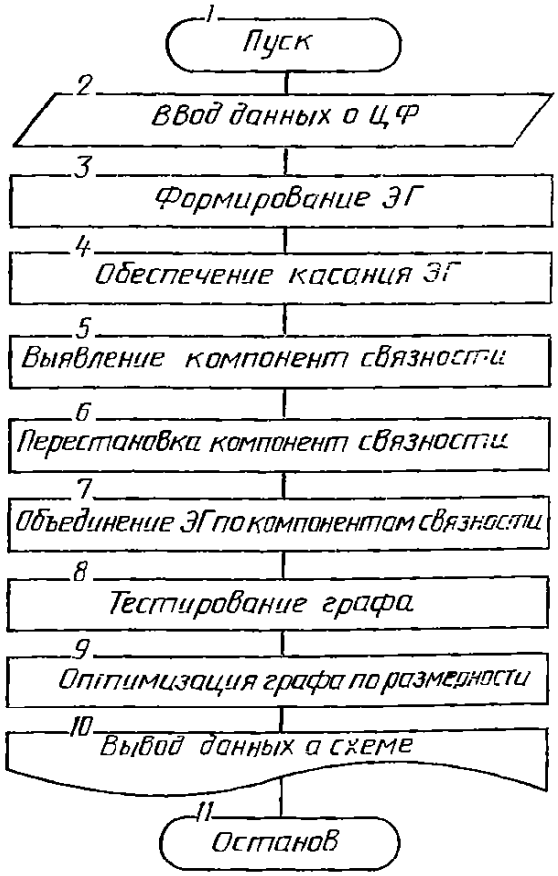


Рис. 2.26. Схема синтеза алгоритмов ЦФ с помощью графов

торяется для каждого списка. В результате имеем совокупность ЭГ, формирующих заданную передаточную функцию H.

Возникает задача объединения ЭГ в общий граф. Для этого следует предварительно обеспечить касание этих графов. Например, при реализации структур с многомерным входом касание путей осуществляется в выходной вершине, для структур с многомерным выходом — во входной вершине, для одномерных входа и выхода — во входной и выходной вершинах одновременно. Для контуров вершина касания может быть внутренней вершиной графа. Далее необходимо выявить возможные компоненты связности, по которым впоследствии провести наложение ЭГ. К таким компонентам можно отнести дуги, соответствующие звеньям единичной задержки, а также дуги умножителей, одновременно фигурирующие в нескольких ЭГ. Объединение ЭГ по первой группе дуг приводит к минимизации объема памяти, необходимой для реализации ЦФ, а наложение ЭГ по второй группе дуг обеспечивает повышение быстродействия ЦФ. Поэтому компоненты связности являются конкретным выражением постановки задачи проектирования.

Однако непосредственное объединение ЭГ может не принести желаемого результата. Поэтому предварительно следует осуществить перестановку компонент связности в ЭГ, в результате которой компоненты должны быть выстроены в иерархическом порядке от вершины касания ЭГ. Иерархия определяется в соответствии с частотой фигурирования дуги в совокупности ЭГ. Последующая процедура объединения ЭГ также проводится в соответствии с иерархией компонент связности. Как при обеспечении касания, так и при объединении ЭГ происходит перенумерация кодов вершин связности. Основным критерием в данном случае служит максимальный изоморфизм вложений для ЭГ [13].

Полученный наложением ЭГ, общий граф подлежит тестированию, в результате которого осуществляется прежде всего просмотр графа на отсутствие в нем лишних (случайно полученных при наложении) ЭГ. Кроме того, возможны и другие тесты, например проверка на физическую реализуемость, заключающаяся в выявлении контуров без звеньев задержки, и т. п. Оптимизация графа по размерности фактически является процедурой его упрощения. Эта процедура направлена на исключение его избыточных дуг и вершин по общеизвестным правилам.

Вывод данных о синтезированной структуре может осуществляться в различных формах в зависимости от используемого впоследствии анализирующего блока, которым, например, может быть комплекс программ AMALREC [29].

Глава 3

РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА СЕКЦИОНИРОВАННЫХ МИКРОПРОЦЕССОРАХ

3.1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ АППАРАТУРНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Обработка сигналов в РЦФ осуществляется по алгоритму разностного уравнения или системы разностных уравнений и заключается в выполнении операций задержки, умножения отсчетов входного и выходного сигналов на соответствующие коэффициенты и сложения (вычитания) полученных результатов. Процессор ЦФ соответственно должен содержать регистры хранения входных и выходных данных, арифметическо-логическое устройство (АЛУ), запоминающие устройства коэффициентов, результатов вычислений и программы, а также устройство управления последовательностью операций.

Выбор элементной базы в значительной мере определяет массогабаритные, энергетические и экономические показатели фильтра [20]. Обычно он делается между элементами жесткой логики, программной реализацией на ЭВМ общего назначения и специализированным микропроцессором. Решение принимается в зависимости от области применения фильтров, сложности их алгоритмов, требований к быстродействию, необходимости перестройки и адаптации.

Известные недостатки процессоров ЦФ на элементах жесткой логики ограничивают область их применения сравнительно простыми узкоспециализированными устройствами с несложным и неперестраиваемым (жестким) алгоритмом работы. Значительно большая гибкость достигается при использовании ЭВМ общего назначения, но из-за их сравнительно низкого быстродействия затруднена или вообще невозможна обработка сигналов в реальном масштабе времени. В этом случае наилучшими возможностями обладают микропроцессоры. Не исключается вариант, когда специализированный микропроцессор работает под управлением ЭВМ общего назначения, что позволяет расширить возможности системы для перестройки и адаптации.

При использовании микроЭВМ или ЭВМ общего назначения проектирование РЦФ по существу заменяется программированием. В тех случаях, когда требования к быстродействию и другим показателям превышают возможности ЭВМ, встает задача разработки процессора, ориентированного на выполнение определенного алгоритма цифровой обработки сигналов. При этом целесообразно ориентироваться на микропроцессорные комплекты (МПК) БИС, что позволяет получить приемлемые габаритные размеры, массу, потребляемую мощность и существенно сокращает время разработки аппаратных средств из-за модульности блоков, особенно при наличии средств проектирования. Выбор конкретного МПК, распределение функций между аппаратными и программны-

ми средствами в значительной степени зависят от требуемого быстродействия. Для решения многих практических задач обработки сигналов в реальном масштабе времени, особенно с учетом тенденций к расширению функций и к усложнению алгоритмов обработки, необходимо применение наиболее быстродействующих МПК. Повышение быстродействия дает возможность расширения диапазона рабочих частот РЦФ, повышения избирательности и снижения аппаратурных затрат (за счет реализации многозвенных РЦФ на одном процессоре).

Среди МПК, выпускаемых отечественной промышленностью, перспективными для разработки устройств цифровой обработки сигналов являются биполярные секционированные (с разрядно-модульной организацией) комплекты серий К589, К1802 и К1804. Они относятся к числу микропроцессоров с микропрограммным управлением, что позволяет принимать оптимальные решения по выбору структуры аппаратной части процессора, организации микропрограммного обеспечения и системы синхронизации исходя из специфики конкретных алгоритмов РЦФ. В итоге сокращаются аппаратурные затраты и достигается высокое быстродействие при заданном алгоритме. Разрядно-модульная организация и микропрограммное управление обеспечивают эффективную организацию практически любого алгоритма. Отсутствие жесткой ориентации на реализацию конкретной архитектуры позволяет строить на базе этих МПК процессоры, отличающиеся структурой, составом команд, емкостью и организацией памяти и т. д. Требуемая разрядность процессора (определяется на этапе структурного синтеза) может быть обеспечена использованием нужного числа микропроцессорных секций (МПС). Перечисленные достоинства секционированных МПК в наибольшей степени присущи серии К1804.

Микропроцессорный комплект К1804 в настоящее время включает микропроцессорную секцию (центральный процессорный элемент), схемы ускоренного переноса, управления состоянием и сдвигами, параллельный регистр, а также ряд БИС для разработки блока микропрограммного управления (схемы управления адресом микрокоманды, следующим адресом и последовательностью микрокоманд). Все схемы выполнены на базе стандартной транзисторно-транзисторной логики с диодами Шотки. Подробное описание БИС МПК К1804 и их аналогов, а также принципов построения процессоров на их основе и приемов программирования приведено в [25, 32]. В настоящей главе рассматриваются вопросы использования указанного МПК для построения РЦФ.

3.2. СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ ПРОЦЕССОРОВ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА МИКРОПРОЦЕССОРНОМ КОМПЛЕКТЕ СЕРИИ К1804

Полученные на этапе структурного синтеза алгоритмы РЦФ реализуются на микропроцессорах набором одних и тех же арифметических и сдвиговых операций и различаются в основном

последовательностью их выполнения и значениями коэффициентов. Поскольку при микропроцессорной реализации последовательность выполняемых операций определяется программой, хранимой в запоминающем устройстве (ЗУ), то возникают возможности перестройки и адаптации путем соответствующих изменений коэффициентов или программы, не затрагивающих схемы и структуры процессора в целом.

Процессор РЦФ должен обеспечивать выполнение следующих функций: прием данных с внешнего устройства (ВУ), их обработку в соответствии с принятым алгоритмом, выдачу результата на другое ВУ и при необходимости управление работой ВУ. Сопряжение с ВУ и выбор конкретного способа организации вычислений по алгоритму РЦФ должны производиться с учетом свойств и особенностей БИС МПК. В частности, поскольку АЛУ микропроцессорной секции К1804ВС1 (К1804ВС2) принимает и выдает данные в параллельном коде, производит параллельную обработку многоразрядных чисел, то и обмен данными с ВУ должен производиться в параллельном двоичном коде, а алгоритм вычисления отклика должен основываться на параллельной обработке разрядов кодов данных [31]. Учитывая другие особенности АЛУ, используем форму представления данных в дополнительном коде с фиксированной запятой. Возможно представление данных и в форме с плавающей запятой, но, как правило, это приводит к дополнительным аппаратурным затратам и/или снижению быстродействия РЦФ.

Разрядность процессора выбирается исходя из требуемой точности представления коэффициентов и отсчетов сигнала, определяемой на этапах аппроксимации и структурного синтеза РЦФ. Разрядности внешнего и внутреннего представления данных могут различаться.

Объемы постоянного запоминающего устройства (ПЗУ) и оперативного запоминающего устройства (ОЗУ) определяются числом выполняемых операций, промежуточных переменных и результатов вычислений, требующих запоминания. Общее число выполняемых операций и элементов памяти может быть предварительно оценено из разностных уравнений и окончательно определено только после детальной разработки алгоритма вычислений, проводимой с учетом обмена данными с ВУ.

Для построения процессора РЦФ могут быть использованы типовые структуры процессоров, приведенные в [32, 38], однако они отличаются избыточностью и поэтому неэкономичны. Рассмотрим вариант построения 16-разрядного процессора, ориентированного на выполнение алгоритмов разностных уравнений биквадратных звеньев РЦФ. Процессор не содержит умножителя, а при его программировании используется так называемая линейная запись, когда в программу в соответствующей последовательности записываются микрокоды всех элементарных операций. Коэффициенты фильтра учитываются при составлении фрагментов программ, соответствующих умножению на эти коэффициенты. При такой ор-

ганизации процессора достигается наиболее высокое быстродействие, не требуются умножитель и запоминающее устройство коэффициентов фильтра, но увеличивается длина программы (число микрокоманд) и соответственно увеличивается требуемая емкость ЗУ микрокоманд.

Функциональная схема процессора приведена на рис. 3.1. Схема содержит входной и выходной регистры данных РгХ и РгY, блок обработки данных (БОД), устройство микропрограммного управления (МПУ) и генератор синхроимпульсов (ГСИ). Регистры РгХ и РгY могут входить в состав ВУ — аналого-цифрового преобразователя (АЦП) и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) соответственно. Блок обработки данных выполняет операции сложения, вычитания, задержки и сдвига над переменными, представленными в 16-разрядном двоичном коде (старший разряд — знаковый), а также ввод и вывод данных. Устройство микропрограммного управления предназначено для формирования последовательности микрокоманд и содержит счетчик адреса (СчА), постоянное запоминающее устройство микрокоманд (ПЗУ МК) и конвейерный регистр микрокоманд (РгМК). Генератор синхроимпульсов синхронизирует работу МПУ, БОД и регистров.

Блок обработки данных выполнен на четырех МПС К1804ВС1 со схемой ускоренного переноса (СУП) К1804ВР1. Логический элемент ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ используется для формирования старших разрядов частичных сумм при выполнении умножения в дополнительном коде.

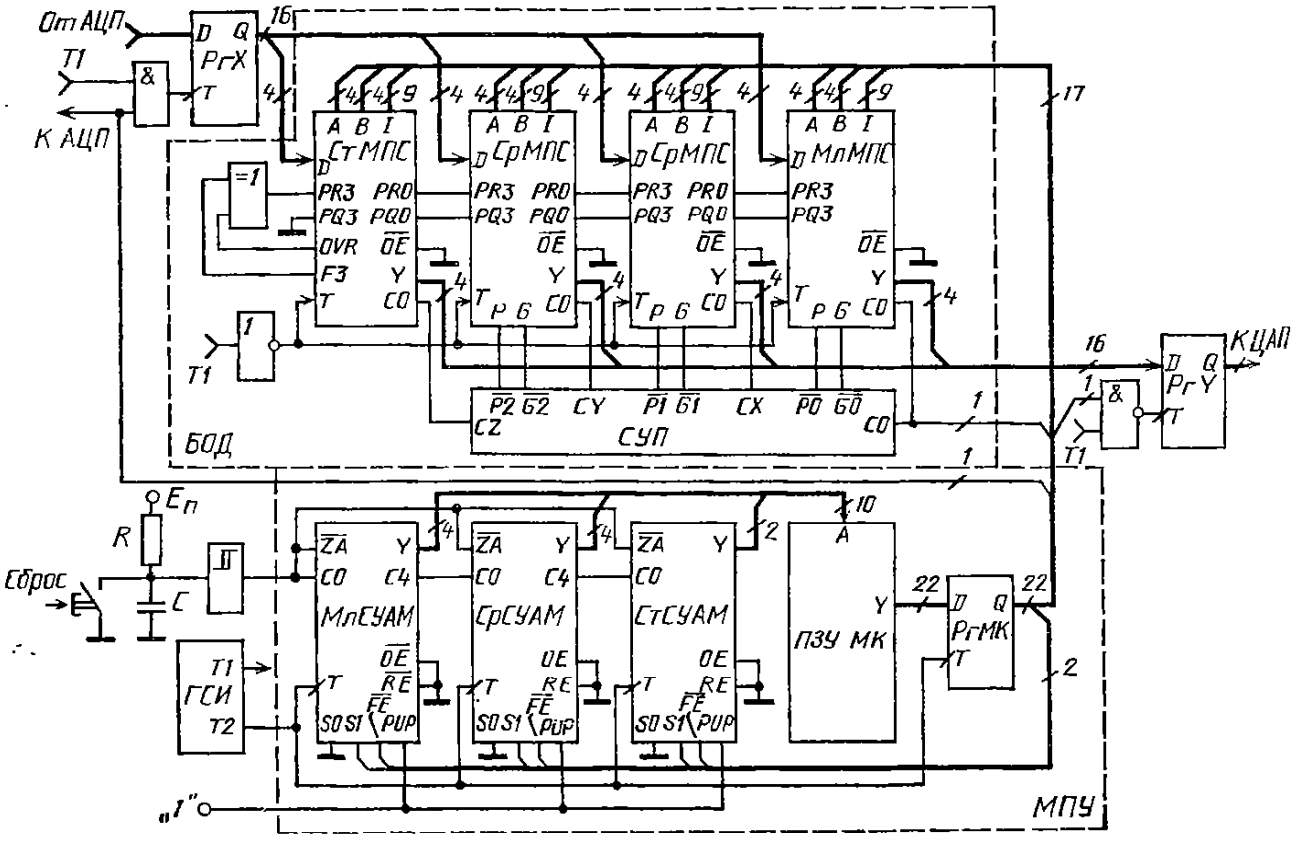


Рис. 3.1. Функциональная схема процессора РЦФ (первый вариант)

Структура, объем и управление СчА определяются выбранным способом «линейного» программирования. Перед выполнением программы РЦФ должна быть предусмотрена очистка регистрового запоминающего устройства (РЗУ) и регистра Q БОД. Соответствующая подпрограмма содержит до 17 команд (по числу регистров) и располагается в первых 17 ячейках памяти ПЗУ МК. Подпрограмма очистки выполняется один раз (после включения питания либо по команде оператора СБРОС), затем циклически выполняется программа РЦФ. После выполнения последней команды программы РЦФ происходит возврат к ее началу. Адрес возврата должен храниться в стеке СчА. Соответственно СчА должен содержать счетчик микрокоманд (СМК), стек и мультиплексор для выбора источника адреса (СМК или стек) и может быть выполнен с использованием схемы управления адресом микрокоманд (СУАМ) К1804ВУ2. Одна 4-разрядная СУАМ позволяет адресовать 16 слов памяти, две — 256 слова, три — 4096.

На рис. 3.1 СчА выполнен на трех СУАМ К1804ВУ2. Вход переноса С0 младшей СУАМ и входы $\overline{ZA}$ всех СУАМ соединены со схемой запуска, выполняющей начальную установку СМК в нуль. Управление СчА осуществляется двумя разрядами микрокоманды (S1 — управление мультиплексором и $\overline{FE}$ — работа со стеком).

Объем памяти ПЗУ МК определяется длиной программы РЦФ и, следовательно, зависит от типа и порядка фильтра, а также от разрядности его коэффициентов, поскольку при линейном программировании число команд программы умножения равно числу разрядов соответствующего множителя. Если в записи коэффициента содержится 16 двоичных разрядов, программа умножения занимает 16 слов памяти, а умножение в этом случае выполняется с усечением. При выполнении умножения с округлением запоминаются младшие 16 разрядов произведения, для чего выход PR0 младшей МПС соединяется со входом PQ3 старшей МПС. В программу вводятся дополнительные микрокоманды, при выполнении которых анализируется значение младших разрядов и производится коррекция результата умножения в старших разрядах.

Разрядность слов ПЗУ МК определяется общим числом управляющих сигналов процессора. Для управления БОД используется 9+4+4+1=18 сигналов (см. рис. 3.1), для управления записью в РгХ и РгУ требуется два разряда микрокоманды, еще два разряда нужны для управления СчА. Таким образом, благодаря упрощению структуры процессора, значительно сокращается длина слова микрокоманды (по сравнению с известными типовыми значениями) и составляет 22 разряда. Постоянное запоминающее устройство микрокоманд с такой длиной слова может быть выполнено, например, на трех микросхемах К556РТ5. Назначение разрядов микрокоманды приведено в табл. 3.1.

Разрядность РгМК должна равняться разрядности ПЗУ МК, соответственно регистр может быть выполнен на шести 4-разрядных микросхемах К1804ИР1. Запись данных в РгМК управляется

Таблица 3.1

Разряд МК	Обозначение	Назначение
0—2	I[0—2]	Код источников операндов АЛУ
3—5	I[3—5]	Код функции АЛУ
6—8	I[6—8]	Код приемника результата АЛУ
9—12	A[0—3]	Адрес РОН первого операнда
13—16	B[0—3]	Адрес РОН второго операнда и приемника результата
17	C0	Входной перенос АЛУ
18	SY	Разрешение записи в РгY
19	SX	Разрешение записи в РгX
20	$\overline{FE}$	Разрешение работы со стеком СчА
21	S1	Управление мультиплексором СчА

Примечание. РОН — регистр общего назначения.

тактовым сигналом на входе Т, что создает возможность организации конвейерного режима работы МПУ.

На рис. 3.2 приведены временные диаграммы работы процессора. Для синхронизации работы блоков процессора используются два сигнала Т1 и Т2, вырабатываемых ГСИ, причем Т2 задержан примерно на 10 нс относительно Т1 и инвертирован.

Устройство микропрограммного управления работает в конвейерном режиме, что позволяет повысить быстродействие процессора РЦФ за счет параллельной организации работы МПУ и БОД. Запись микрокоманды в РгМК с выхода ПЗУ МК производится по фронту Т2. Микрокоманда устанавливается на выходе РгМК с задержкой около 10 нс относительно Т2. Одновременно по фронту Т2 осуществляется приращение адреса на выходе СУАМ (с соответствующей задержкой) и выборка следующей микрокоманды в ПЗУ МК. Суммарная задержка в СУАМ и ПЗУ МК должна быть меньше периода синхроимпульсов на 5—10 нс — времени, необходимого для предварительной установки данных на информационных входах РгМК.

Управление записью в РгX и РгY осуществляется сигналами микрокоманды SX и SY соответственно. Запись данных с АЦП в РгX производится при $SX \wedge T1 = 1$ по фронту Т1, выходные дан-

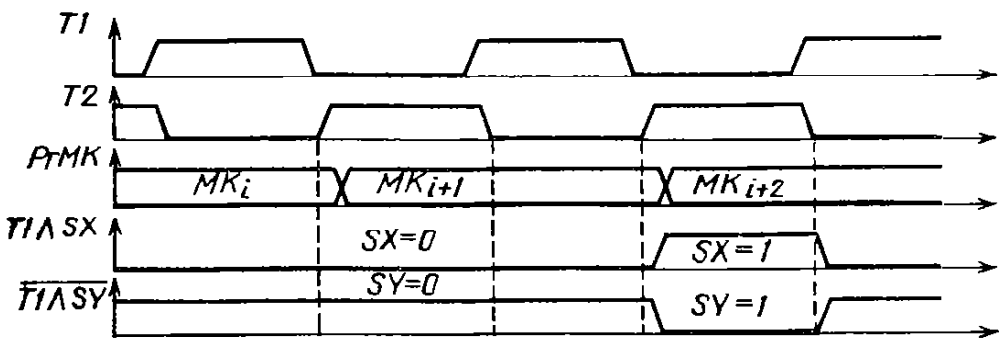


Рис. 3.2. Временные диаграммы работы процессора

ные БОД записываются в РгY при $\overline{SY \wedge T1} = 1$ по срезу T1. При SX=SY=0 запись в РгX и РгY не производится (регистры находятся в режиме хранения). Сигнал SX одновременно может использоваться для управления работой АЦП.

При включении питания $\overline{ZA} = C0 = 0$ (см. рис. 3.1) на выходе СУАМ устанавливается нулевой адрес и производится выборка первой микрокоманды из ПЗУ МК. Через некоторое время (определяемое временем заряда емкости C) устанавливается $\overline{ZA} = C0 = 1$, после чего содержимое СМК увеличивается на единицу за каждый такт и передается (при S1=0) на адресные выходы СчА. После выполнения программы очистки регистров первый адрес основной программы записывается в стек. В дальнейшем при циклическом выполнении программы РЦФ содержимое и указатель стека не изменяются, а при выполнении последней команды программы происходит считывание из стека и запись в СМК адреса возврата к началу основной программы (без изменения указателя стека).

Тактовые сигналы требуемой формы и стабильности поступают от ГСИ с кварцевой стабилизацией, функциональная схема которого приведена на рис. 3.3. Триггер-формирователь с усилителями обеспечивает требуемую форму напряжения, а необходимая задержка T2 относительно T1 формируется с помощью двух инверторов. Частота колебаний, генерируемых кварцевым генератором, должна быть в два раза выше тактовой частоты.

При выборе периода тактовых сигналов T1, T2 и их относительного сдвига должны быть учтены необходимые временные соотношения между информационными, управляющими и тактовыми сигналами для используемых БИС МПК К1804. При работе МПУ в конвейерном режиме быстродействие процессора определяется наибольшим из времен выполнения операций в БОД и в МПУ. В соответствии с методикой, изложенной в [32], для расчета времени выполнения операций необходимо построить графы прохождения сигналов для БОД и для МПУ и по ним определить критические пути максимальной длины. Используя данные, приведенные в [32], находим, что для БОД критический путь соответствует выполнению арифметических операций со сдвигом вправо и включает следующие задержки: (T→Q РгМК) + (A, B→$\overline{P}$, $\overline{G}$ СтМПС) + ($\overline{P}$, $\overline{G}$→CX, CY, CZ СУП) + (C0→F3, OVR МПС) + + (Вход→Выход схемы сравнения) + (Установка PR3, PQ3 МПС) = 10 + 70 + 10 + 35 +

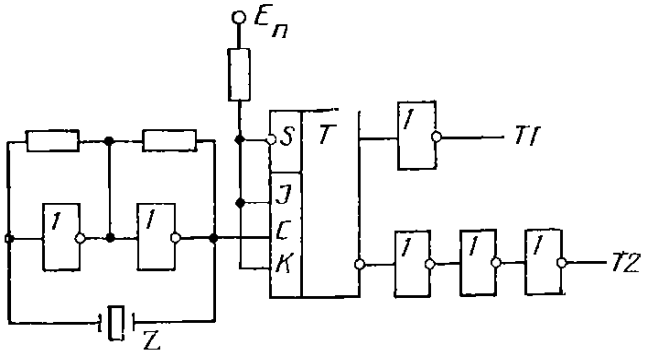


Рис. 3.3. Функциональная схема генератора синхроимпульсов

+10+25=160 нс. Соответствующий анализ для МПУ показывает, что для того, чтобы МПУ не ограничивало быстродействия процессора, время выборки микрокоманды в ПЗУ МК не должно превышать 105 нс. При известном числе микрокоманд в программе, хранимой в ПЗУ МК, эти данные позволяют оценить время выполнения программы РЦФ, определить максимально возможную для данного РЦФ частоту дискретизации и выработать требования к быстродействию АЦП и ЦАП.

В рассмотренном варианте процессора при минимуме аппаратурных затрат достигается максимальное быстродействие, но при реализации многозвенных РЦФ высокого порядка длина программы в ПЗУ МК достигает нескольких сотен микрокоманд. Второй вариант построения схемы процессора РЦФ на БИС МПК К1804 позволяет существенно сократить длину программы, записываемой в ПЗУ МК, но это достигается за счет удлинения слова микрокоманды, введения дополнительных регистров коэффициентов и некоторого увеличения числа выполняемых операций, что приводит к уменьшению частоты дискретизации.

Структурная схема второго варианта процессора РЦФ приведена на рис. 3.4. В отличие от предыдущего варианта умножение переменных на коэффициенты выполняется путем обращения к подпрограмме умножения, которая хранится также в ПЗУ МК. Для сокращения аппаратурных затрат не вводится отдельное ЗУ коэффициентов фильтра. Для записи коэффициентов используются адресные поля А и В специально вводимых микрокоманд, содержащие в совокупности 4+4=8 разрядов. Для записи 16-раз-

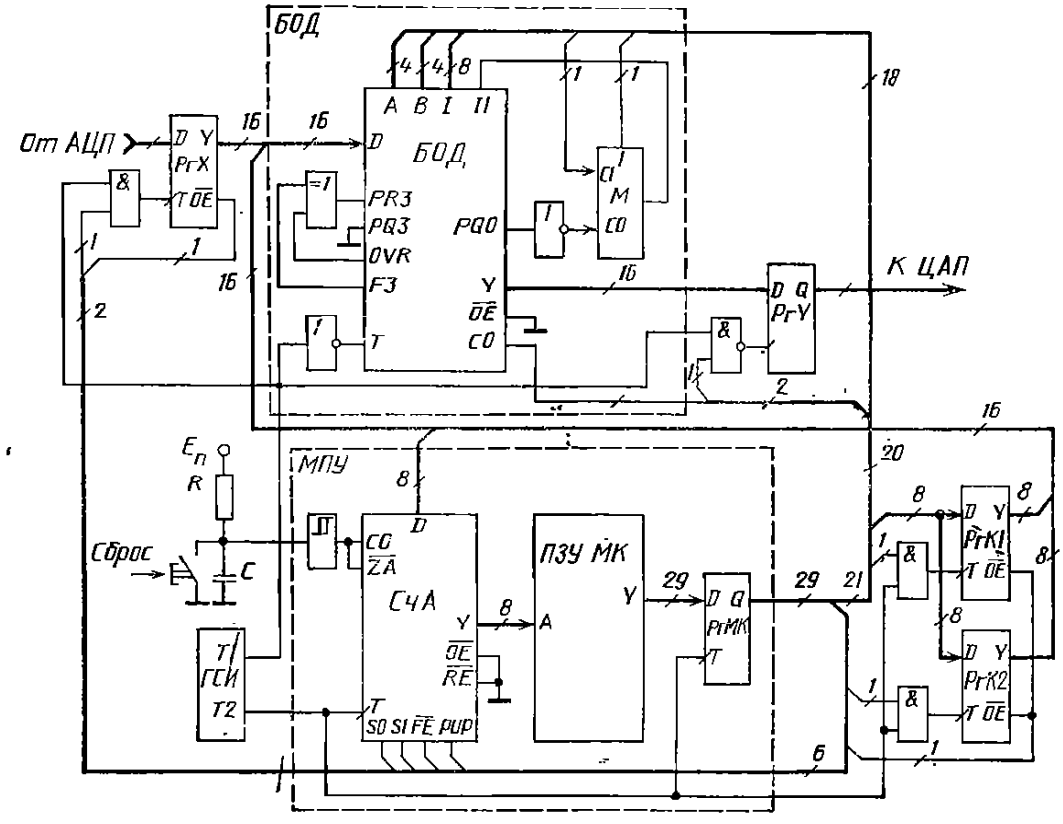


Рис. 3.4. Структурная схема процессора РЦФ (второй вариант)

рядной константы (коэффициента) используются поля A и B двух последовательных микрокоманд. Перед выполнением программы умножения соответствующий коэффициент должен быть записан в РгQ. Запись коэффициента выполняется за три такта: в первом и втором тактах первый и второй байты коэффициента записываются в регистры коэффициентов РгК1 и РгК2 соответственно (по фронту Т2), а в третьем такте производится запись всего 16-разрядного коэффициента в РгQ.

Полная программа, записываемая в ПЗУ МК, состоит из следующих трех частей: подпрограммы очистки регистров, основной программы и подпрограммы умножения. Если при выполнении основной программы используется только одна подпрограмма, ее адрес можно установить на входной шине D СчА постоянно, соединив соответствующие входы шины D с нулем или источником питания. При использовании нескольких подпрограмм адрес нужной подпрограммы устанавливается в полях A и B соответствующей микрокоманды и через РгК1 передается на шину D счетчика адреса. Запись адреса подпрограммы в счетчик адреса выполняется за два такта: в первом такте адрес записывается в РгК1, во втором — в РгА СУАМ. Для обращения к подпрограмме и последующего возвращения в основную программу предусмотрены соответствующие операции со стеком СУАМ.

На рис. 3.5 приведена функциональная схема второго варианта процессора. По сравнению с первым вариантом в схеме БОД добавлены инвертор и мультиплексор, что необходимо для выполнения программы умножения. Ввиду значительного сокращения длины программы, записываемой в ПЗУ МК, соответственно со-

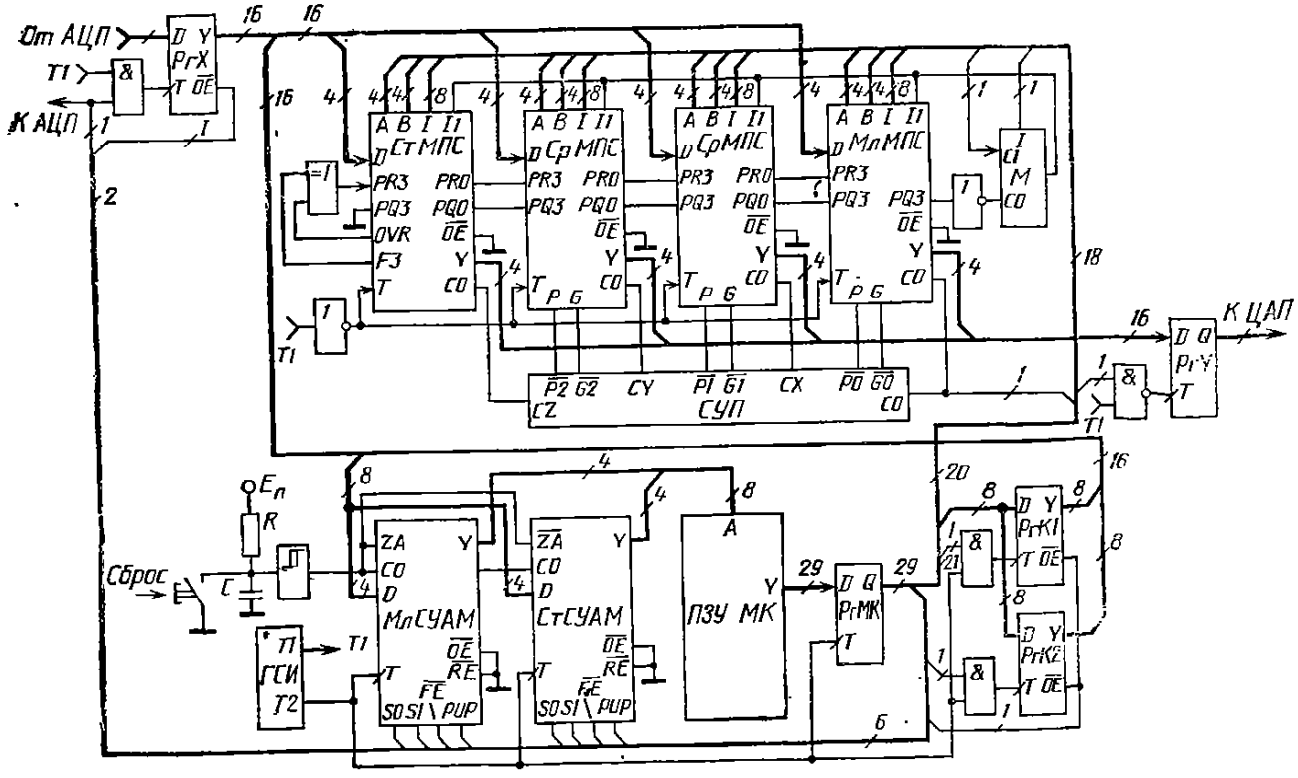


Рис. 3.5. Функциональная схема процессора РЦФ (второй вариант)

кращается требуемый объем ПЗУ и уменьшается адресное поле. Адресацию обеспечивает СчА, выполненный на двух микросхемах СУАМ. Четырехразрядные шины А и В, соединяющие соответствующие выходы РгМК с адресными входами БОД, подключены также ко входам двух 8-разрядных РгК1 и РгК2 (параллельно). Управление записью в РгК1 и РгК2 осуществляется соответственно сигналами микрокоманд МК27 и МК28, а управление считыванием — сигналом микрокоманды МК26, подаваемым на входы $\overline{OE}$ регистров РгК1 и РгК2. Назначение разрядов микрокоманды для второго варианта процессора РЦФ приведено в табл. 3.2.

Для перехода от выполнения подпрограммы очистки РОН к циклическому выполнению основной программы, а также для обращения к подпрограмме умножения и последующего возврата в основную программу предусмотрено соответствующее управление СчА процессора. Для управления используются четыре разряда микрокоманды, сигналы которых подаются на входы PUP, S1, S0, $\overline{FE}$ счетчика адреса. Значения этих сигналов зависят от выполняемой операции, как это показано в табл. 3.3.

Все изложенное выше не затрагивало вопроса микропроцессорной реализации РЦФ с управляемыми параметрами. Вместе с тем такие фильтры, как было показано в предшествующих главах, обладают широкими функциональными возможностями. Поэтому рассмотрим практические вопросы микропроцессорной реализации алгоритмов перестраиваемых РЦФ на БИС МПК К1804.

На рис. 3.6 представлена структурная схема процессора РЦФ с управляемыми параметрами. По сравнению с предыдущими схема дополнена ПЗУ коэффициентов (ПЗУ К), регистром коэффициентов (РгК), регистром адреса (РгА) и шифратором (Ш), обес-

Таблица 3.2

Разряд МК	Обозначение	Назначение
0—2	I[0—2]	Код источников операндов АЛУ
3—5	I[3—5]	Код функции АЛУ
6—8	I[6—8]	Код приемника результата АЛУ
9—12	A[0—3]	Адрес РОН первого операнда/коэффициент
13—16	B[0—3]	Адрес РОН второго операнда и приемника результата/коэффициент
17	CO	Входной перенос АЛУ
18	SY	Разрешение записи в РгY
19	SX	Разрешение записи в РгX
20	SEX	Разрешение считывания РгX
21	PUP	Управление стеком СчА
22	$\overline{FE}$	Разрешение работы со стеком СчА
23, 24	S0, S1	Управление мультиплексором СчА
25	SM	Управление мультиплексором М
62	SEK	Разрешение считывания РгК1 и РгК2
27	SK1	Разрешение записи в РгК1
28	SK2	Разрешение записи в РгК2

Таблица 3.3

S1	S0	$\overline{FE}$	PUP	Выполняемая операция
0	0	1	X	Очистка регистров; выполнение основной программы и подпрограммы умножения
0	0	0	1	Запись в стек адреса первой команды основной программы
1	1	0	1	Запись с шины D адреса подпрограммы умножения в СМК и передача его на шину Y СчА
1	0	0	0	Возврат из подпрограммы в основную программу по адресу в стеке, выталкивание адреса из стека
1	0	1	X	Возврат к началу программы по адресу в стеке без изменения содержимого и указателя стека

Примечание. X — значение сигнала безразлично.

печивающим кодирование варианта фильтра в двоичном коде. Нужный вариант ЧХ фильтра устанавливается при замыкании одного из контактов К1—К16. Требуемое число вариантов легко реализуется путем выбора ПЗУ К соответствующей емкости.

Емкость ПЗУ К зависит от числа вариантов ЧХ РЦФ, звеньев в одном РЦФ и числа коэффициентов звена РЦФ. При рациональном выборе структуры звена РЦФ (см. гл. 2) используются три коэффициента (включая масштабирующий множитель), а для реализации N-звенного РЦФ требуется запоминать $3N$ коэффициентов. По схеме адресации ПЗУ К для хранения коэффициентов

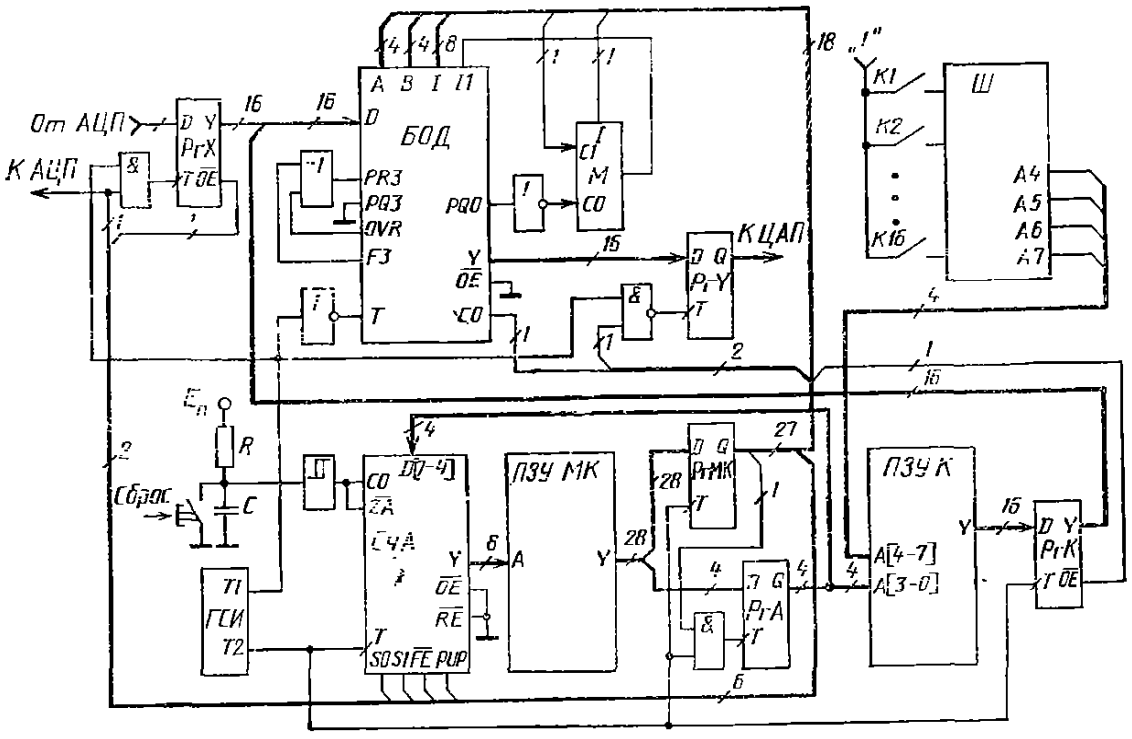


Рис. 3.6. Структурная схема процессора РЦФ с управляемыми параметрами

РЦФ каждого типа отводится область памяти, содержащая $N_1 = 2^m$ ячеек памяти, где $m = [\log_2 3N] + 1$, $[M]$ — целая часть M. Для задания K вариантов РЦФ необходимо KN_1 ячеек памяти. Например, для задания одного РЦФ десятого порядка, состоящего из 5 последовательно включенных биквадратных звеньев, необходимо помнить $3 \times 5 = 15$ коэффициентов. При этом $m = [\log_2 15] + 1 = 4$, $N_1 = 2^4 = 16$ слов. Для задания 16 вариантов РЦФ необходимая емкость памяти составляет $16 \times 16 = 256$ слов.

При замыкании одного из контактов К1—К16 устанавливается соответствующий код на адресных входах А [7—4] и тем самым определяется область памяти ПЗУ К, из которой считываются коэффициенты при выполнении программы РЦФ. Адрес требуемого коэффициента внутри области поступает из поля А [3—0] микрокоманды через РгА на адресные входы А [3—0] ПЗУ К. Для уменьшения длины микрокоманды адресное поле коэффициентов совмещено с адресным полем РОНА АЛУ, РОНА—РОН, адресуемый по шине А. Микрокоманда содержит 28 разрядов, назначение разрядов приведено в табл. 3.4. Разряды 0—26 имеют такое же назначение, как и в схеме рис. 3.4 (см. табл. 3.2), разряды 27, 28 исключены и добавлен один разряд для управления записью в РгА. Частично изменено назначение разрядов 9—12 и 13—16, поскольку коэффициенты считываются из ПЗУ К. Разряды 9—12 используются для задания адреса на адресных входах А [3—0] БОД или на адресных входах А [3—0] ПЗУ К.

Перестройка процессора РЦФ может выполняться и по сигналам от других устройств, например от специализированного контроллера, для чего потребуется некоторая модификация схемы управления адресными входами А [7—4].

Таблица 3.4

Разряд МК	Обозначение	Назначение
0—2	I[0—2]	Код источников операндов АЛУ
3—5	I[3—5]	Код функции АЛУ
6—8	I[6—8]	Код приемника результата АЛУ
9—12	A[0—3]	Адрес РОН первого операнда / адрес коэффициента или подпрограммы
13—16	B[0—3]	Адрес РОН второго операнда и приемника результата
17	C0	Входной перенос АЛУ
18	SY	Разрешение записи в РгY
19	SX	Разрешение записи в РгX
20	SEX	Разрешение считывания РгX
21	PUP	Управление стеком СчА
22	$\overline{\text{FE}}$	Разрешение работы со стеком СчА
23, 24	S0, S1	Управление мультиплексором СчА
25	SM	Управление мультиплексором М
26	SEK	Разрешение считывания РгК
27	SA	Разрешение записи в РгА

Представленный вариант управления адресом ПЗУ К позволяет адресовать $2^8=256$ слов памяти и соответственно реализовать до 16 вариантов АЧХ, отличающихся частотой настройки или полосой пропускания. Однако синтезированные в гл. 2 алгоритмы РЦФ предоставляют более широкие возможности для разработки процессора РЦФ с управляемыми параметрами. В частности, приведенные на рис. 2.8 и 2.10 алгоритмы полосового и режекторного звеньев отличаются тем, что они задают звено двумя коэффициентами, которые однозначно и независимо определяют среднюю частоту РЦФ и его полосу пропускания (задерживания). Это позволяет разработать достаточно простую структуру процессора РЦФ с раздельным (или одновременным) управлением частотой настройки и полосой пропускания.

На рис. 3.7 приведена схема управления адресом ПЗУ К, позволяющая осуществить независимое управление полосой пропускания и средней частотой РЦФ. Вход РгА подключается к шине микрокоманд — ШМК (используется пять разрядов полей А и В микрокоманды). Старший разряд адреса ПЗУ К поступает с ШМК и управляет выбором вида считываемого коэффициента: коэффициента *B*, определяющего среднюю частоту РЦФ, или коэффициента *A*, определяющего полосу пропускания (задерживания). Одновременно старший разряд управляет подключением адресных входов А [6—4] ПЗУ К к выходам соответствующего шифратора адреса. Код адреса на этих входах определяет одну из восьми областей памяти, из которой считывается коэффициент *A* или *B*. На входы А [3—0] ПЗУ К поступают с ШМК (через РгА) адреса коэффициентов первого звена РЦФ, затем второго звена и т. д.

Устанавливая переключатели полосы П и средней частоты F в соответствующие положения, настраиваем РЦФ на одну из восьми частот F1—F8 и на одну из полос П1—П8. Таким образом, при том же объеме ПЗУ К, что и в предыдущем варианте (см. рис. 3.6), реализуется $8\times8=64$ варианта РЦФ.

В некоторых случаях, например при переходе от полосового фильтра к режекторному, требуется полное изменение алгоритма ЦФ. Тогда для каждого РЦФ составляется своя программа, которая записывается в отдельную область ПЗУ МК. На рис. 3.8 представлен вариант построения процессора с перестраиваемой структурой фильтра, БОД которого выполнен на МПС К1804ВС2, а в МПУ использована схема управления после-

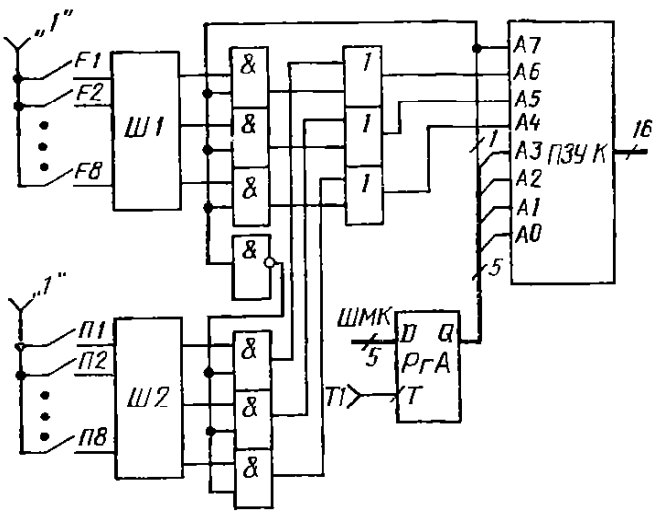


Рис. 3.7. Управление ПЗУ коэффициентов при независимой регулировке средней частоты и полосы пропускания РЦФ

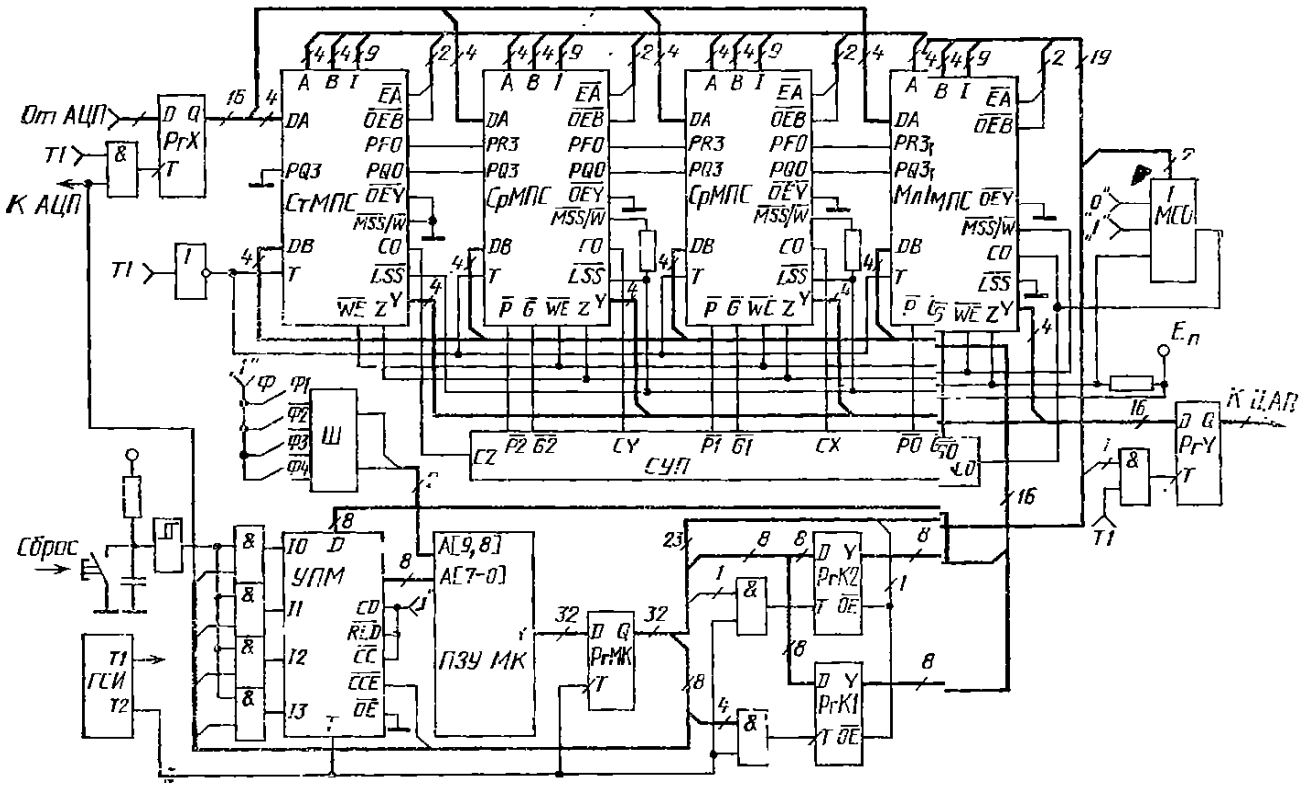


Рис. 3.8. Функциональная схема процессора с перестраиваемой структурой РЦФ

довательностью микрокоманд (УПМ) К1804ВУ4. Процессор перестраивается на соответствующий тип структуры РЦФ переключателем Ф, подающим на один из входов шифратора Ш уровень лог. 1. Шифратор формирует двоичный код двух старших разрядов адреса ПЗУ МК, определяющих область памяти, в которой расположена программа соответствующей структуры РЦФ. Выполнение программы РЦФ начинается с нулевого адреса соответствующей области памяти ПЗУ МК. При обращении к подпрограмме ее адрес поступает на шину D УПМ с выхода РгК2. Для задания адреса подпрограммы используются поля A и B соответствующей микрокоманды. Запись адреса подпрограммы в УПМ выполняется за два такта: в первом такте адрес записывается в РгК2, во втором — в УПМ. После выполнения подпрограммы возврат в основную программу осуществляется по адресу, занесенному в стек УПМ. Схема УПМ включает 12-разрядный СМК, что позволяет адресоваться к 4К словам памяти. Поскольку длина программы РЦФ, хранимой в ПЗУ МК, значительно меньше, в МПУ процессора используется восемь младших разрядов УПМ. Назначение разрядов микрокоманды процессора РЦФ с перестраиваемой структурой приведено в табл. 3.5.

Для установки нулевого начального адреса при включении процессора предусмотрена схема установки нуля, содержащая RC-цепь, триггер Шмитта и четыре схемы И, выходы которых подключены ко входам I [3—0] УПМ. При включении первоначально на входах I [3—0] устанавливается нулевой потенциал, при этом СМК устанавливается в нуль и происходит очистка стека. Через некоторое время, определяемое временем заряда конденсатора C,

Таблица 3.5

Разряд МК	Обозначение	Назначение
0, 1, 2	$\overline{EA}$, $\overline{OEB}$, I0	Источники операндов АЛУ
3—6	I[1—4]	Функция АЛУ (простая)
7—10	I[5—8]	Приемник результата/специальная функция АЛУ
11—14	A[0—3]	Адрес РОН первого операнда АЛУ/коэффициент/адрес
15—18	B[0—3]	Адрес РОН второго операнда АЛУ/коэффициент
19, 20	SM1, SM2	Управление мультиплексором МС0
21	SY	Разрешение записи в РгУ
22	SX	Разрешение записи в РгХ
23—26	S[0—3]	Код инструкции УПМ
27	SK1	Разрешение записи в РгК1
28	SK2	Разрешение записи в РгК2
29	$\overline{SEK}$	Разрешение считывания РгК1, РгК2
30	$\overline{CCE}$	Сигнал разрешения кода условия

триггер Шмитта перебрасывается в другое состояние, на входах схем И устанавливается уровень лог. 1 и УПМ переходит в режим работы, задаваемый программой на входах I [3—0].

Возможные пути усовершенствования рассмотренных схем процессоров РЦФ зависят от поставленной задачи. При необходимости реализации РЦФ более высоких порядков (больше 12) емкости РЗУ недостаточно, поэтому в состав процессора нужно включить дополнительное ОЗУ соответствующей емкости. Повышение быстродействия процессора может быть достигнуто за счет применения быстродействующих аппаратных умножителей 16×16 с временем выполнения умножения не выше 200 нс. Наконец, для повышения разрядности внутреннего представления данных необходимо увеличивать число МПС БОД. Другой вариант может быть осуществлен при незначительной переделке рассмотренных схем процессоров (т. е. без увеличения числа МПС) за счет выполнения операций со словами двойной длины. Однако при этом существенно увеличивается время выполнения программы РЦФ.

3.3. ПРОГРАММИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОРОВ РЕКУРСИВНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА МИКРОПРОЦЕССОРНОМ КОМПЛЕКТЕ СЕРИИ К1804

Программирование является завершающим и достаточно важным этапом реализации РЦФ, существенно влияющим на его основные показатели. От качества программирования, т. е. от степени реализации заложенных в процессоре возможностей, зависят длина программы и требуемая емкость ПЗУ МК, время обработки одного отсчета сигнала и связанная с ним частота дискретизации, а также максимальный порядок РЦФ, реализуемый при заданном объеме ОЗУ. Поэтому при ограниченных ресурсах (при необхо-

димости уменьшать аппаратурные затраты, улучшать массогабаритные и энергетические показатели, повышать частоту дискретизации) следует уделять особое внимание распределению памяти, рациональной организации последовательности вычислений. Учитывая сравнительно небольшую длину программ и их однотипность, можно ориентироваться и на ручное программирование (в машинных кодах), поскольку в этих условиях автоматизация программирования с использованием языка высокого уровня связана с неизбежными потерями производительности процессора, увеличением емкости ОЗУ, ПЗУ и т. д. Однако необходимо учитывать, что при использовании средств отладки разработка и отладка процессора выполняется в более сжатые сроки.

При составлении программы РЦФ для любого процессора, рассмотренного в предыдущем параграфе, необходимо обеспечить выполнение следующих операций: очистку РОН в начале выполнения программы РЦФ; чтение РгХ, запись в РгУ и управление работой АЦП; циклическое выполнение основной программы; обращение к подпрограммам; возврат из подпрограмм в основную программу.

Вычислительный алгоритм, учитывающий перечисленные операции, разрабатывается на основе алгоритма разностного уравнения либо системы разностных уравнений. При каскадном соединении нескольких звеньев необходимо также предусмотреть передачу выходного сигнала предыдущего звена на вход последующего, сохранение отсчетов входного сигнала и промежуточных переменных в течение одного или двух циклов выполнения программы РЦФ.

Для реализации любых алгоритмов РЦФ достаточен ограниченный набор операций и, следовательно, ограниченный набор микрокоманд МПС К1804ВС1 и К1804ВС2 [32]. При разработке набора микрокоманд учитываются все операции, выполняемые процессором и МПУ, и их возможные сочетания. В табл. 3.6 приведены набор микрокоманд и их описание для первого варианта процессора (см. рис. 3.1). В таблице приняты следующие обозначения: А, В — адрес РОН на шинах А, В; РОНА — РОН, адресуемый по шине А; [РОНА] — содержимое РОНА; СТ — регистр стека. Назначение разрядов микрокоманд соответствует табл. 3.1.

Операция очистки регистров в МПС К1804ВС1 может быть выполнена несколькими способами. В табл. 3.6 приведена микрокоманда с использованием логической функции И, выполняемой АЛУ над содержимым соответствующего РОН и нулем. Как видно, за один такт осуществляется чтение операндов из РЗУ или с шины данных, модификация операндов в АЛУ, запись результата в РЗУ и/или в РгУ, а также (при необходимости) сдвиг записываемого в РЗУ результата на разряд. Это является важным достоинством МПК К1804, обеспечивающим его высокое быстродействие. Источниками операндов могут быть один из РОН и РгХ либо два РОН, местом записи результата также является один из РОН и/или РгУ. Одновременно выполняются операции со стеком

Таблица 3.6

Номер МК	Микрокоманда										Описание микрокоманды
	S1	$\overline{FE}$	SY	SX	C0	B[3—0]	A[3—0]	I[8—6]	I[5—3]	I[2—0]	
1	0	1	0	0	0	B	X	3	4	3	РОНВ:=0
2	0	1		0	0	B	A	3	0	1	РОНВ:=[РОНА]+ +[РОНВ]
3	0	0	0	0	0	B	X	3	4	3	РОНВ:=0; СТ0= =[СМК]
4	0	1	0	0	0	B	X	3	0	7	РОНВ:=[РгХ]
5	0	1	0	0	1	B	A	2	2	5	РОНВ:=[РгХ]— —[РОНА]
6	0	1	0	0	0	B	A	5	0	1	РОНВ:=([РОНВ]+ +[РОНА])/2
7	0	1	0	0	0	B	X	5	0	3	РОНВ:=[РОНВ]/2
8	0	1	0	0	0	B	A	3	0	4	РОНВ:=[РОНА]
9	0	1	0	0	1	B	A	3	1	1	РОНВ:=[РОНВ]— —[РОНА]
10	0	1	1	0	1	B	A	3	0	4	РОНВ, РгУ := [РОНА]
11	1	1	0	1	0	B	X	3	4	3	РОНВ:=0; СМК:= =[СТ0] РгХ:=[РгАЦП]

СчА. Единственным условием для правильного выполнения операций БОД и МПУ является необходимое опережение при подаче данных, адресов и управляющих сигналов на входы БОД, управляющих сигналов на входы S1 и $\overline{FE}$ МПУ по отношению к фронту тактового сигнала. В процессоре это условие выполняется автоматически выбором соответствующей формы тактовых сигналов Т1 и Т2, а для обеспечения необходимого опережения управляющих сигналов МПУ, поступающих с выхода РгМК, их значение устанавливается в предыдущей микрокоманде.

Чтение данных из РгХ производится в начале выполнения программы РЦФ. Для записи новых данных в РгХ с выхода АЦП необходимо в одной из последующих микрокоманд установить SX=1. Следует учитывать, что этим же сигналом запускается новый цикл преобразования в АЦП. Для достижения максимального быстродействия время преобразования сигнала в АЦП не должно превышать времени выполнения программы РЦФ.

Рассмотрим пример составления программы полосового РЦФ для первого варианта процессора на основе разностного уравнения звена второго порядка при прямой форме реализации

$$y(n)=x(n)+b_1x(n-1)+b_2x(n-2)- \\ -a_1y(n-1)-a_2y(n-2), \qquad (3.1)$$

где $x(n)$, $y(n)$ — отсчеты входного и выходного сигналов звена в n-й момент времени. Это уравнение может использоваться для разработки универсальных алгоритмов РЦФ — полосовых, режек-

торных, нижних или верхних частот. В гл. 2 показано существование других вариантов реализации РЦФ с меньшим числом операций умножения, так что использование (3.1) в общем случае ведет к проигрышу в объеме программы и быстродействии. Для частного случая коэффициенты уравнения (3.1) при соответствующей нормировке принимают следующие значения: $b_1=0$, $b_2=-1$, $a_1<0$, $a_2>0$. Таким образом, для реализации алгоритма одного полосового звена второго порядка необходимо выполнить по две операции умножения и вычитания и одну операцию сложения.

Текущий и задержанные отсчеты входного и выходного сигналов каждого звена хранятся в РЗУ БОД. Учитывая, что выходной сигнал предыдущего звена является входным для последующего, память РЗУ можно распределить следующим образом:

РОН0 — аккумулятор;
РОН1 — то же;
РОН2 — $x(n-1)$;
РОН3 — $x(n-2)$;
РОН4 — $y_1(n)$;
РОН5 — $y_1(n-1)$;
РОН6 — $y_1(n-2)$;
РОН7 — $y_2(n)$;
РОН8 — $y_2(n-1)$;
РОН9 — $y_2(n-2)$ и т. д.

При таком распределении памяти на процессоре можно реализовать полосовой РЦФ до восьмого порядка (т. е. четыре звена второго порядка). Если же необходимо реализовать РЦФ более высокого порядка, то при распределении памяти можно учесть то обстоятельство, что отсчеты $y_i(n-2)$ могут участвовать в первой же операции $(i+1)$-го звена и далее не использоваться. Тогда память РЗУ может быть распределена следующим образом:

РОН0 — аккумулятор;
РОН1 — $y_i(n)$;
РОН2 — $x(n-1)$;
РОН3 — $x(n-2)$;
РОН4 — $y_1(n-1)$;
РОН5 — $y_1(n-2)$;
РОН6 — $y_2(n-1)$;
РОН7 — $y_2(n-2)$ и т. д.

При таком распределении памяти РЗУ, содержащего 16 РОН, на процессоре можно программировать полосовые РЦФ до 12-го порядка включительно. Используемые при этом распределении дополнительные операции пересылки несколько увеличивают время выполнения программы РЦФ.

На рис. 3.9 приведена программа двухзвенного полосового РЦФ при распределении памяти по последнему варианту. Программа содержит 99 микрокоманд и реализует следующий алгоритм вычислений:

$$y_1(n)=x(n)-x(n-2)-a_{11}y_1(n-1)-a_{12}y_1(n-2);$$

$$y_2(n)=M[y_1(n)-y_1(n-2)]-a_{21}y_2(n-1)-a_{22}y_2(n-2),$$

где M — масштабирующий множитель.

При выполнении микрокоманд 0—15 производится очистка РОН; программа первого звена содержит микрокоманды 16, 19—51, второго звена — 53, 56—95 (включая масштабирование); микрокоманды 17, 18, 52, 54, 55, 96, 97 — пересылки в память. При

Адрес	Микрокомаида	Комментарий
	Очистка РОН	
0	01 00 0 0X 343	РОН0:=0
1	01 00 0 1X 343	РОН1:=0
⋮		
15	00 00 0 FX 343	РОН15:=0
	Программа первого звена	
16	01 00 1 13 325	РОН1:=[РгХ]—[РОН3], СТ0:=16
17	01 00 0 32 304	РОН3:=[РОН2]
18	01 00 0 2X 307	РОН2:=[РгХ]
19	01 00 0 04 501	РОН0:=([РОН0]+[РОН4])/2
⋮		
33	01 00 0 04 501	Умножение: $a_{11}y_1(n-1)\rightarrow$РОН0
34	01 00 0 10 301	РОН1:=[РОН1]+[РОН0]
35	01 00 0 0X 343	РОН0:=0
36	01 00 0 05 501	
⋮		$a_{12}y_1(n-2)\rightarrow$РОН0
50	01 00 0 05 501	
51	01 00 1 10 311	РОН1:=[РОН1]—[РОН0]
52	01 00 0 01 304	РОН0:=[РОН1]
	Программа второго звена	
53	01 00 1 15 311	РОН1:=[РОН1]—[РОН5]
54	01 00 0 54 304	РОН5:=[РОН4]
55	01 00 0 40 304	РОН4:=[РОН0]
56	01 00 0 0X 343	РОН0:=0
57	01 00 0 01 501	
⋮		Масштабирование
60	01 00 0 01 503	
61	01 00 0 10 304	РОН1:=[РОН0]
62	01 00 0 0X 343	РОН0:=0
63	01 00 0 06 501	
⋮		$a_{21}y_2(n-1)\rightarrow$РОН0
77	01 00 0 06 501	
78	01 00 0 10 301	РОН1:=[РОН1]+[РОН0]
79	01 00 0 0X 343	РОН0:=0
80	01 00 0 07 501	
⋮		$a_{22}y_2(n-2)\rightarrow$РОН0
94	01 00 0 07 501	
95	01 00 1 10 311	РОН1:=[РОН1]—[РОН0]
96	01 00 0 76 304	РОН7:=[РОН6]
97	01 10 0 61 304	РОН6:=[РОН1], РгУ:=[РОН1]
98	11 01 0 0X 343	РОН0:=0, СчА:=[СТ0]=16, РгХ:=[РгАЦП]

Рис. 3.9. Программа двухзвенного полосового РЦФ для первого варианта процессора

составлении программы принято, что коэффициенты фильтра имеют 15 значащих разрядов, масштабирующий множитель — четыре разряда. При меньшей разрядности коэффициентов соответствующие участки подпрограмм умножения могут быть сокращены. Произведение формируется путем суммирования множимого (соответствующего отсчета сигнала) с частичной суммой, располагаемой в РОН0 и сдвигаемой после каждого суммирования на один разряд вправо (сложение и сдвиг выполняются за один такт). Умножение начинается с младшего разряда множителя, каждому разряду множителя соответствует своя микрокоманда. Последнее число микрокоманды (код источников операндов АЛУ) в подпрограммах умножения (микрокоманды 19—33, 36—50 и т. д.) устанавливается равным единице, если в соответствующем разряде множителя стоит «1», либо трем, если стоит «0». Результат (отклик фильтра) записывается в РгY при выполнении 97-й микрокоманды, новые данные записываются в РгX с выхода регистра АЦП при выполнении 98-й микрокоманды. Одновременно из стека передается на выход СчА и записывается в СМК (с инкрементом) адрес первой микрокоманды программы РЦФ (без изменения указателя и содержимого стека), который был записан в ячейку СТ0 стека при выполнении 16-й микрокоманды. Таким образом, начиная со второго прохода циклически выполняются микрокоманды 16—98.

Как видно из рис. 3.9, программа N-звенного РЦФ (для процессора на рис. 3.1 $N \leqslant 6$) содержит $L=36+44(N-1)+3=44N-5$ микрокоманд и выполняется за время, равное LT, где T — период синхросигнала. Общая длина программы, хранимой в ПЗУ МК, равна $L+16$ микрокоманд.

Для сокращения длины программы, хранимой в ПЗУ МК, во втором варианте процессора (см. рис. 3.4) предусмотрено использование подпрограммы для выполнения умножения. Отдельно может быть записана подпрограмма умножения на масштабирующие множители, поскольку их разрядность, как правило, меньше разрядности коэффициентов фильтра. Разные подпрограммы используются и в том случае, если масштабирующие множители принимают значения как больше, так и меньше единицы.

Процессор может быть запрограммирован на выполнение умножения либо в прямом, либо в дополнительном коде. Подпрограмма умножения 16-разрядных чисел в дополнительном коде содержит 16 микрокоманд и выполняется за 16 тактов. Перед выполнением умножения множимое записывается в один из регистров РЗУ (РОНА), а множитель (коэффициент) — в РгQ. На каждом такте умножения образуется частичное произведение, равное нулю, если в соответствующем разделе множителя стоит «0», либо равное множимому, сдвинутому на соответствующее число разрядов, если стоит «1». Произведение формируется путем суммирования частичных произведений с частичной суммой, расположениой в другом регистре РЗУ — РОНВ, сдвигаемой после каждого суммирования на один разряд вправо (сложение и сдвиг

выполняются за один такт). Одновременно сдвигается на один разряд вправо множитель, расположенный в РгQ. Младший разряд множителя поступает на шину PQ0 и далее через инвертор и мультиплексор М (см. рис. 3.5) на шину I1 БОД и определяет источники операндов для АЛУ (А и В или нуль и В) при выполнении операции сложения на следующем такте. В зависимости от значения младшего разряда РгQ с содержимым РОНВ (адресуемым по шине В) складывается либо содержимое РОНА (адресуемого по шине А), либо нуль. Новое значение частичной суммы записывается в РОНВ со сдвигом на один разряд вправо. Знаковый разряд частичной суммы формируется операцией ИСКЛЮЧАЮЩЕЕ ИЛИ сигналов F3 и OVR и поступает на вход PR3. Знаковый разряд равен F3 при отсутствии переполнения (OVR=0) и $\overline{F3}$ при наличии переполнения (OVR=1). На последнем такте при умножении в дополнительном коде вместо сложения выполняется вычитание: из содержимого РОНВ вычитается содержимое РОНА, если старший (знаковый) разряд множителя равен «1», либо вычитается нуль, если старший разряд равен «0». Разность записывается в РОНВ.

При умножении в дополнительном коде результат получается также в дополнительном коде. Произведение, помещенное в РОНВ и содержащее 16 разрядов (включая знаковый разряд), получено с усечением, поскольку при сдвиге частичных сумм младшие разряды произведения теряются. При необходимости их сохранения шина PQ3 СтМПС соединяется с шиной PR0 МлМПС. В этом случае при выполнении сдвигов младшие разряды произведения заносятся в РгQ и после выполнения подпрограммы умножения старшие 16 разрядов произведения будут расположены в РОНВ, а младшие 16 разрядов — в РгQ.

Рассмотрим составление программы полосового РЦФ для второго вариаита процессора при канонической форме реализации звеньев второго порядка, алгоритм которых задается системой разностных уравнений:

$$w(n)=x(n)-a_1w(n-1)-a_2w(n-2); \quad y(n)=w(n)-w(n-2), \qquad (3.2)$$

где $w(n)$ — некоторая промежуточная переменная (здесь учтено сказанное выше о значениях коэффициентов b_1 и b_2 полосового звена).

При распределении памяти РЗУ учитываем, что два РОН используются при выполнении подпрограммы умножения, еще один РОН необходим для хранения промежуточных результатов. К примеру, память РЗУ можно распределить следующим образом:

РОН0 — произведение;	РОН4 — $w_1(n-2)$;
РОН1 — множимое;	РОН5 — $w_2(n-1)$;
РОН2 — вспомогательный;	РОН6 — $w_2(n-2)$;
РОН3 — $w_1(n-1)$;	РОН7 — $w_3(n-1)$ и т. д.

И в этом случае при использовании РЗУ процессора (без внешнего ОЗУ) возможна реализация полосовых РЦФ до 12-го порядка включительно (РОН15 не используется). Набор микрокоманд процессора, используемый для составления программ РЦФ, приведен в табл. 3.7. Назначение разрядов микрокоманд

Таблица 3.7

Номер МК	Микрокоманда													
	SK2	SK1	SEK	SM	S1	S0	$\overline{FE}$	PUP	SEX	SX	SY	C0	B[3—0]	A[3—0]
1	0	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	0	B	X
2	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	B	X
3	0	0	1	0	0	0	1	X	0	0	0	0	B	X
4	0	1	1	0	0	0	1	X	1	0	0	0	K1	K2
5	1	0	0	0	0	0	1	X	1	0	0	0	K3	K4
6	0	0	0	0	0	0	1	X	1	0	0	0	X	X
7	0	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	0	B	A
8	0	0	1	1	0	0	1	X	1	0	0	0	B	A
9	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	B	A
10	0	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	1	B	A
11	0	1	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	K	K
12	0	0	1	0	0	0	1	X	1	0	1	1	B	A
13	0	0	1	0	1	0	1	X	1	1	0	0	B	X

соответствует табл. 3.2. Микрокоманды 4—6 используются для записи коэффициентов в PrQ (K1—K4 — обозначение полубайтов коэффициента, расположенных в полях B, A микрокоманды, KK — условное обозначение); микрокоманды 8, 9 используются в подпрограмме умножения; микрокоманда 11 — для обращения к подпрограмме, адрес которой задается в полях B и A этой микрокоманды. Назиачение остальных микрокоманд ясно из таблицы.

На рис. 3.10 представлен фрагмент программы полосового РЦФ, содержащий подпрограмму очистки РОН и программу одного звена второго порядка, реализующего алгоритм (3.2). Там же приведены подпрограммы умножения на коэффициент и на масштабирующий множитель. Как видно, программа первого звена содержит 19 микрокоманд, второго и последующих звеньев — по 25 (увеличение за счет выполнения масштабирования), подпрограмма умножения на коэффициент — 15, на масштабирующий множитель — 4 микрокоманды. Общая длиина программы, хранимой в ПЗУ МК, составляет $15+19+25(N-1)+16+4=25N+29$ слов по 29 разрядов. Программа N-звениого РЦФ выполняется за $19+2\cdot16+(25+2\cdot16+4)(N-1)=61N-10$ тактов синхросигнала. По сравнению с предыдущим вариантом время выполнения программы увеличилось на $(61N-10)-(44N-5)=17N-5$ тактов.

Масштабироваиие входного сигнала первого звена РЦФ при необходимости может быть выполнеио путем сдвига шин АЦП, подключаемых ко входам PrX, на соответствующее число разрядов. В конце программы последнего звена РЦФ следует предусмотреть запись отклика фильтра в PrY, запись новых данных в PrX, запуск АЦП и возврат к началу программы. В программе для этого необходимо видоизменить последиюю и четвертую от конца микрокоман-

I[8—6]	I[5—3]	I[2—0]	Шестнадцатеричный код	Описание микрокомаиды
3	4	3	228 ВХ 343	РОНВ:=0
3	4	3	218 ВХ 343	РОНВ:=0, в следующем такте СТ0:==[СМК]
3	2	5	220 ВХ 325	РОНВ:=[РОНВ]+[РгХ]
3	3	3	628 КК 333	РгК1:=[В, А]
3	3	3	828 КК 333	РгК2:=[В, А]
0	3	7	028 ХХ 037	РгQ:=[РгК1, РгК2]
3	0	4	228 ВА 304	РОНВ:=[РОНА]
4	0	1	328 ВА 401	РОНВ:=([РОНВ]+[РОНА])/2 при PQ0=1 РОНВ:=[РОНВ]/2 при PQ0=0
4	0	1	388 ВА 401	То же, в следующем такте СчА:==[СТ0]
3	1	1	229 ВА 311	РОНВ:=[РОНВ]—[РОНА]
3	3	3	4D8 КК 333	РгК1:=[В, А], в следующем такте СчА:=[РгК1], СТО:=[СМК]
3	1	1	22В ВА 311	РОНВ / РгУ := [РОНВ]—[РОНА]
3	4	3	22А ВХ 343	РОНВ:=0, СчА:=[СТ0], РгХ:==[РгАЦП]

ды. Так, в случае однозвенного РЦФ микрокоманды 30 и 33 видоизменяются следующим образом:

30 22В 14 311 РОН / РгУ := [РОН1] — [РОН4];

33 2АЕ 0Х 343 РОН0:=0, СчА:=[СТ0]=15, СТ0=15, РгХ:==:=[РгАЦП].

Начальные адреса подпрограмм умножения и масштабирования на рис. 3.10 условно приняты равными 80 и 96 соответственно.

Методика программирования процессора с управляемыми параметрами АЧХ (см. рис. 3.6) принципиально не отличается от рассмотренных вариантов, но имеет свои особенности, связанные с тем, что коэффициенты фильтра хранятся в отдельном ПЗУ К. Для вызова коэффициента необходимо сначала установить его адрес в РгА, записать коэффициент в РгК, после чего его можно записывать в РгQ.

Особенности программирования процессора рассмотрим на примере предложенного в гл. 2 алгоритма звена РЦФ второго порядка (см. рис. 2.8), коэффициенты которого однозначно и независимо определяют среднюю частоту и полосу пропускания РЦФ. Это позволяет сравнительно простыми средствами осуществлять перестройку процессора РЦФ. Передаточная функция такого звена имеет вид

$$H(z)^{-1} = \frac{(A-1)(z^{-2}-1)}{1-ABz^{-1}+Az^{-2}}, \qquad (3.3)$$

Адрес	Микрокоманда	Комментарий
		Очистка РОН
00	228 0X 343	РОН0:=0
01	228 1X 343	РОН1:=0
⋮		
14	218 EX 343	РОН14:=0, СТ0:=15
		Программа первого звена
15	628 KK 333	РгК1:=[B, A], СТ0:=15
16	828 KK 333	РгК2:=[B, A]
17	028 XX 037	РгQ:=[РгК1, РгК2]
18	228 13 304	РОН1:=[РОН3]
19	4D8 80 333	РгК1:=80, СчА:=80, СТ0:=20, СТ1:=15
20	228 20 304	РОН2:=[РОН0]
21	228 0X 343	РОН0:=0
22	628 KK 333	РгК1:=[B, A]
23	828 KK 333	РгК2:=[B, A]
24	028 XX 037	РгQ:=[РгК1, РгК2]
25	228 14 304	РОН1:=[РОНА]
26	4D8 80 333	РгК1:=80, СчА:=80, СТ0:=27, СТ1:=15
27	229 20 311	РОН2:=[РОН2]—[РОН0]
28	220 2X 325	РОН2:=[РОН2]+[РгX]
29	228 12 304	РОН1:=[РОН2]
30	229 14 311	РОН1:=[РОН1]—[РОН4]
31	228 43 304	РОН4:=[РОН3]
32	228 32 304	РОН3:=[РОН2]
33	228 0X 343	РОН0:=0
		Масштабирование
34	628 00 333	РгК1:=0
35	828 BA 333	РгК2:=[B, A]
36	028 XX 037	РгQ:=[0, РгК2]
37	4D8 96 333	РгК1:=96, СчА:=96, СТ0:=38, СТ1:=15
38	228 20 304	РОН2:=[РОН0]
39	228 0X 343	РОН0:=0
40	. . .	Начало программы второго звена
		Подпрограмма умножения
80	328 01 401	Микрокоманда исполняется 15 раз
⋮		
94	328 01 401	
95	3 88 01 401	СчА:=[СТ0], СТ0:=[СТ1]=15
		Подпрограмма масштабирования
96	328 01 401	Микрокоманда исполняется 3 раза
⋮		
98	328 01 401	
99	388 01 401	СчА:=[СТ0], СТ0:=[СТ1]=15

Рис. 3.10. Программа полосового РЦФ для второго варианта процессора

где A определяет ширину полосы пропускания РЦФ; B — среднюю частоту РЦФ.

Алгоритм вычисления отклика на входное воздействие для этого звена может быть записан в виде разностного уравнения, составленного по формуле (3.3):

$$y(n) = -(A-1)x(n) + (A-1)x(n-2) + AB\,y(n-1) - A\,y(n-2),$$

либо в виде системы разностных уравнений, полученной с использованием графа алгоритма:

$$\begin{aligned} u(n) &= x(n) + Bw(n-1) - w(n-2); \\ w(n) &= Au(n) - x(n) + Bw(n-1); \\ y(n) &= w(n-2) - w(n). \end{aligned} \qquad (3.4)$$

Последний вариант имеет несомненные преимущества для программирования, поскольку содержит всего две операции умножения. Процессор выполняет действия над двумя операндами, поэтому по системе разностных уравнений (3.4) составляется блок-схема алгоритма (рис. 3.11), который непосредственно используется для составления программы РЦФ.

При распределении памяти РЗУ учитываем, что, как следует из системы уравнений (3.4), для вычисления отклика каждого звена необходимо помнить два значения $w(n-1)$ и $w(n-2)$ промежуточной переменной фильтра. Первые четыре РОН отводим для вычисления произведений и хранения промежуточных результатов, остальные — для хранения промежуточных переменных отдельных звеньев.

РОН0 — $v1$, $v2$;
РОН1 — $w(n-1)$, $u1$, $w1$;
РОН2 — $v1$, $w(n)$;
РОН3 — $w(n)$, $y(n)$;
РОН4 — $w_1(n-1)$;
РОН5 — $w_1(n-2)$;
РОН6 — $w_2(n-1)$;
РОН7 — $w_2(n-2)$ и т. д.

Таким образом, при использовании РЗУ БОД можно реализовать управляемый полосовой РЦФ до 12-го порядка включительно.

В табл. 3.8 приведен набор микрокоманд процессора (см. рис. 3.8), используемый для программирования РЦФ с управляемыми параметрами. Фрагмент программы РЦФ, содержащий подпрограмму очистки РОН и программу одного звена РЦФ, составленную по алгоритму рис. 3.11, приведен на рис. 3.12. Там же приведены подпрограммы умножения и масштабирования, используемые в программе. Общая длина программы, хранимой в ПЗУ МК, $L = 20N - 38$

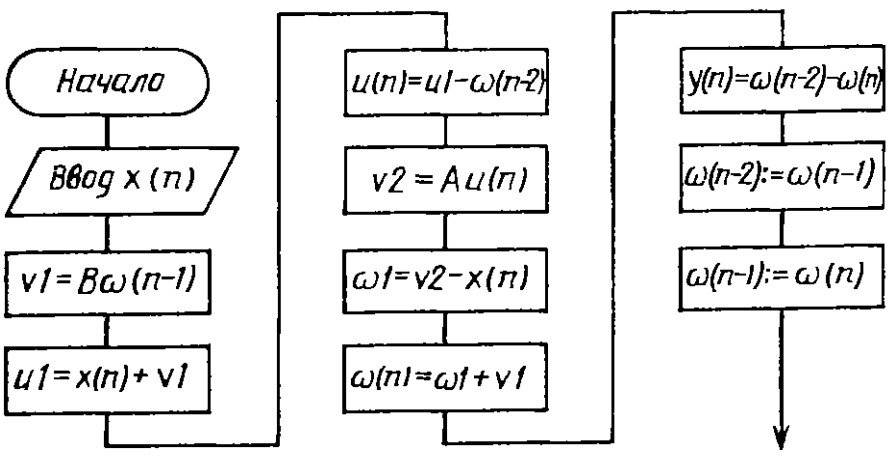


Рис. 3.11. Блок-схема алгоритма вычисления отклика полосового звена

Таблица 3.8

Номер МК	Микрокоманда												
	SA	SEK	SM	S1	S0	$\overline{FE}$	PUP	SEX	Sx	SY	C0	B[3–0]	A[3—0]
1	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	0	B	X
2	0	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	B	X
3	0	1	0	0	0	1	X	0	0	0	0	B	X
4	1	0	0	0	0	1	X	1	0	0	0	X	K
5	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	0	B	A
6	0	0	0	0	0	1	X	1	0	0	0	X	X
7	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	0	B	A
8	0	1	1	0	0	1	X	1	0	0	0	B	A
9	0	1	1	1	0	0	0	1	0	0	0	B	A
10	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	1	B	A
11	0	1	0	0	0	1	X	1	0	0	1	B	A
12	0	1	0	0	0	1	X	0	0	0	1	B	A
13	1	1	0	1	1	0	1	1	0	0	0	X	K

слов по 28 разрядов. Программа N-звенного РЦФ выполняется за $60N$—10 тактов синхросигнала. В конце программы последнего звена РЦФ, как и в предыдущих случаях, необходимо предусмотреть запись отклика в РгY, новых данных в РгX, запуск АЦП и возврат к началу программы.

Особенности программирования процессора с перестраиваемой структурой РЦФ (см. рис. 3.8) связаны с применением МПС К1804ВС2 и УПМ К1804ВУ4. В табл. 3.9 приведены примеры по-

Таблица 3.9

Номер МК	Микрокоманда												
	$\overline{CCE}$	SEK	SK2	SK1	S [3—0]	SX	SY	SM2	SM1	B[3—0]	A[3—0]	I [8—5]	I [4—1]
1	0	1	0	0	E	0	0	0	0	B	X	F	B
2	0	1	0	0	4	0	0	0	0	B	X	F	B
3	0	1	0	0	E	0	0	0	0	B	A	F	3
4	0	1	0	0	E	0	0	0	0	B	A	F	3
5	0	1	0	0	E	0	0	0	1	B	A	F	1
6	0	1	0	1	E	0	0	0	0	K1	K2	C	4
7	0	0	1	0	E	0	0	0	0	K3	K4	C	4
8	0	0	0	0	E	0	0	0	0	X	X	6	4
9	0	0	1	0	C	0	0	0	0	K	K	C	4
10	1	0	0	1	1	0	0	0	0	K	K	C	4
11	0	1	0	0	E	0	0	0	0	B	A	F	6
12	0	1	0	0	8	0	0	1	1	0	1	0	0

I [8—6]	I [5—3]	I [2—0]	Шестнадцатеричный код	Описание микрокоманды
3	4	3	228 ВХ 343	РОНВ:=0
3	4	3	218 ВХ 343	РОНВ:=0, в следующем такте СТ0:=[СМК]
3	2	5	220 ЕХ 325	РОНВ:=[РОНВ]+[РгХ]
3	3	3	428 ХК 333	РгА:=[А]
3	0	1	228 ВА 301	РОНВ:=[РОНВ]+[РОНА]
0	3	7	028 ХХ 037	РгQ:=[РгК]
3	0	4	228 ВА 304	РОНВ:=[РОНА]
4	0	1	328 ВА 401	РОНВ:=([РОНВ]+[РОНА])/2 при PQ0=1 РОНВ:=[РОНВ]/2 при PQ0=0
4	0	1	388 ВА 401	То же, в следующем такте СМК:=[СТ0], СТ1=15
3	2	1	229 ВА 321	РОНВ:=[РОНА]—[РОНВ]
3	1	1	229 ВА 311	РОНВ:=[РОНВ]—[РОНА]
3	1	5	221 ВА 315	РОНВ:=[РОНА]—[РгХ]
3	3	3	6D8 ХК 333	РгА:=[А], в следующем такте СчА:=[РгА], СТ0:=[СМК]

строения микрокоманд для некоторых операций, используемых при составлении программ РЦФ. Общая длина программы, хранимой в ПЗУ МК, сокращается вследствие того, что в подпрограммах умножения могут быть записаны всего две микрокоманды. Число повторений первой микрокоманды в этом случае задается путем занесения соответствующего числа в регистр адреса/счетчик УПМ. Быстродействие процессора снижается из-за более низкого быстродействия МПС К1804ВС2 по сравнению с МПС К1804ВС1.

I0	$\overline{OEB}$	$\overline{EA}$	Шестнадцатеричный код	Описание микрокоманды
0	0	0	4E0 ВХ FB0	РОНВ:=0
0	0	0	440 ВХ FB0	РОНВ:=0, Ст0:=[СМК]
0	0	0	4E0 ВА F30	РОНВ:=[РОНВ]+[РОНА]
0	0	1	4E0 ВА F31	РОНВ:=[РОНВ]+[РгХ]
0	0	0	4E1 ВА F10	РОНВ:=[РОНВ]—[РОНА]
0	0	0	5E0 КК С40	РгК1:=[В, А]
0	0	0	2E0 КК С40	РгК2:=[В, А]
0	1	0	0E0 ХХ 652	РгQ:=[РгК1, РгК2]
0	0	0	1С0 КК С40	РгА:=[РгК2]
0	0	0	910 КК С40	РгК1:=[В, А], СчА:=[РгК1], СТ1:=[СТ0], СТ0:=[СМК]
0	0	0	4E0 ВА F60	РОНВ:=[РОНА]
0	0	0	483 01 000	Умножение без знака РОН0:=[РОН0]/2 при Z=0, РОН0:=([РОН0]+[РОН1])/2 при Z=1

Адрес	Микрокоманда	Комментарий
		Очистка РОН
00	228 0X 343	РОН0:=0
01	228 1X 343	РОН1:=0
:		
15	218 FX 343	РОН15:=0, СТ0:=16
		Программа первого звена
16	428 XK 333	РгА:=[A]
17	028 XX 037	РгQ:=[РгК]
18	228 14 304	РОН1:=[РОН4]
19	6D8 X5 333	РгА:=5, СчА:=80, СТ0:=20, СТ1:=16
20	228 20 304	РОН2:=[РОН0]
21	220 10 325	РОН1:=[РОН0]+[РгХ]
22	229 15 311	РОН1:=[РОН1]—[РОН5]
23	228 0X 343	РОН0:=0
24	428 XK 333	РгА:=[A]
25	028 XX 037	РгQ:=[РгК]
26	6D8 X5 333	РгА:=5, СчА:=80, СТ0:=27, СТ1:=16
27	221 10 315	РОН1:=[РОН0]—[РгХ]
28	228 21 301	РОН2:=[РОН2]+[РОН1]
29	228 32 304	РОН3:=[РОН2]
30	229 34 321	РОН3:=[РОН4]—[РОН3]
31	228 54 304	РОН5:=[РОН4]
32	228 42 304	РОН4:=[РОН2]
33	228 0X 343	РОН0:=0
		Масштабирование
34	428 XK 333	РгА:=[A]
35	028 XX 037	РгQ:=[РгК]
36	228 13 304	РОН1:=[РОН3]
37	6D8 X6 333	РгА:=6, СчА:=96, СТ0:=38, СТ1:=16
38	228 20 304	РОН2:=[РОН0]
39	228 0X 343	РОН0:=0
40	. .	Начало программы второго звена
		Подпрограмма умножения
80	328 01 401	Микрокоманда исполняется 15 раз
:		
94	328 01 401	
95	388 01 401	СчА:=[СТ0], СТ0:=[СТ1]=16
		Подпрограмма масштабирования
96	328 01 401	Микрокоманда исполняется 3 раза
:		
98	328 01 401	
99	388 01 401	СчА:=[СТ0], СТ0:=[СТ1]=16

Рис. 3.12. Программа полосового РЦФ для процессора с управляемыми параметрами

Глава 4
РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ НА МИКРОМОЩНЫХ МИКРОПРОЦЕССОРАХ

4.1. СОСТАВ, НАЗНАЧЕНИЕ И СИСТЕМА КОМАНД МИКРОПРОЦЕССОРНОГО КОМПЛЕКТА СЕРИИ К588

Рассмотренные в предыдущей главе ЦФ на основе секционированного МПК серии К1804 обладают достаточно высоким быстродействием, что позволяет с их помощью обрабатывать сигналы с частотой до нескольких сотен килогерц. В то же время существует большой круг задач в сейсмологии, медицине, измерительной технике и ряде других областей, где требуется обработка низко- и сверхнизкочастотных сигналов. В этом случае применение серии К1804, равно как и других МПК, выполненных по технологиям на основе транзисторно-транзисторной логики, транзисторно-транзисторной логики с диодами Шотки и эмиттерно-связанной логики, является нецелесообразным ввиду их высокого энергопотребления. Проблема снижения потребляемой ЦФ мощности особенно остро встает при их применении в системах с автономным питанием. Ее решению может способствовать использование МПК, изготовленных по КМОП (КМДП)-технологии. Из них особого внимания заслуживает отечественный МПК серии К588 [4, 26], высокая разрядность (16 бит) которого и низкое энергопотребление обусловливают перспективность его использования для создания устройств цифровой обработки сигналов.

На базе данного МПК могут быть построены различные микропроцессорные системы. Однако ниже будут рассмотрены лишь некоторые микросхемы серии К588, наиболее пригодные для аппаратурной реализации РЦФ.

Арифметическое устройство (АУ) К588ВС2 (рис. 4.1) осуществляет прием, оперативное хранение, обработку и выдачу цифровой информации в двоичном коде. Данная БИС позволяет выполнять все операции, предусмотренные алгоритмами цифровой фильтрации (см. гл. 2). Конструктивно микросхема выполнена в металлокерамическом корпусе с 42 выводами и потребляет мощность в статическом режиме 1 мВт, а в динамическом — 30 мВт. В среднем время выполнения одной операции (время цикла $t_ц$) составляет 1,2 мкс.

Арифметическое устройство выполняет арифметические или логические операции над 16-разрядными операндами. В качестве операндов могут выступать содержимые аккумулятора (А), одного из 16 РОН, регистра состояния (РС) или буферного регистра магистрали данных (канала К). Информация о результате выполнения микрокоманды заносится

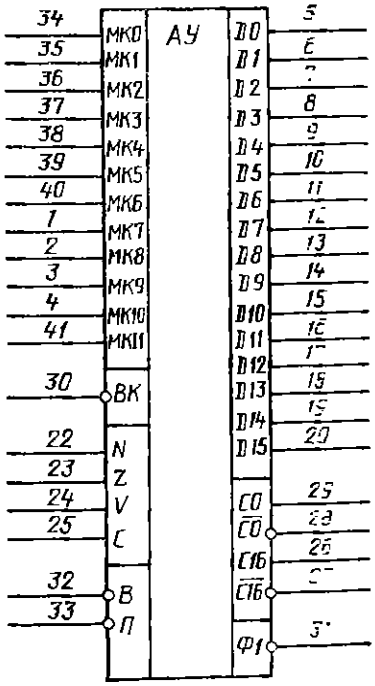


Рис. 4.1. Арифметическое устройство К588ВС2

в РС. Старший полубайт РС может быть выдан буфером магистрали состояний в однонаправленную магистраль состояний, разряды которой устанавливаются в состояние лог. 1 в зависимости от результата выполнения операции:

N=1 — результат отрицательный;

Z=1 — результат равен нулю;

V=1 — в результате выполнения арифметической операции возникло переполнение;

C=1 — в результате выполнения команды произошел перенос из старшего разряда или при сдвиге вправо (влево) из самого младшего (старшего) разряда была выдвинута единица.

Система команд АУ К588ВС2 содержит бинарные и унарные операции, формат которых приведен в табл. 4.1. Тип выполняемой операции определяется состоянием разряда МК0. При МК0=0 выполняются бинарные операции, в которых участвуют два операнда. Одним из операндов всегда является содержимое аккумулятора А, в качестве другого выступает некоторый источник I, определяемый форматом выполняемой микрокоманды. При этом различают операции: бинарные регистр — аккумулятор (БРА), бинарные регистр состояния — аккумулятор (БРСА) и бинарные канал — аккумулятор (БКА). Условие МК0=1 обеспечивает выполнение унарных операций над одним операндом (источником I). Тип источника определяет формат унарной операции: УА — операция производится над содержимым аккумулятора; УРС — над содержимым регистра состояния, УР — одного из РОН, УК — буферного регистра магистрали данных. В унарных операциях состояние разряда МК2 задает разрядность слова обрабатываемых данных. При этом может обрабатываться как полное 16-разрядное слово (МК2=0), так и его старший байт (МК2=1). Содержание операции задает 4-разрядный код операции КОП1 (табл. 4.2) для бинарных или КОП2 (табл. 4.3) для унарных операций. После того, как заданная операция будет выполнена, ее результат помещается в приемник по адресу Д1 или Д2 в зависимости от типа операции согласно табл. 4.4 и 4.5. Разряд МК11 определяет характер выдачи состояний (ВС). При МК11=0 признаки результата заносятся только в РС, а при МК11=1 они дополнительно выдаются в магистраль состояний.

Цикл выполнения любой микрокоманды состоит из комбинации фаз приема (прием и дешифрация микрокоманды, а в некоторых случаях — прием опе-

Таблица 4.1

Тип операции	Разряды микрокоманды												Формат	Содержание операции
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11		
Бинарные	0			КОП1				РОН				ВС	БРА	АЛУ (РОН, А)→Д
	0	Д1		1	1	1	1	КОП1				ВС	БРСА	АЛУ (РС, А)→Д1
	0			0	1	1	1	КОП1				ВС	БКА	АЛУ (К, А)→Д1
Унарные	1	Д2	Разрядность слова	КОП2				РОН				ВС	УР	АЛУ (РОН)→Д2
	1	Д2		1	1	1	1	КОП2				ВС	УРС	АЛУ (РС)→Д2
	1	Д2		1	1	0	1	КОП2				ВС	УА	АЛУ (А)→Д2
	1	Д2		0	1	1	1	КОП2				ВС	УК	АЛУ (К)→Д2

Таблица 4.2

Операция	Расшифровка КОП1	Содержание операции	Признаки C	N	V	Z	Примечание
Конъюнкция	X 0 0 0	I∧A→Д1	—	+	0	+	
Вычитание	X 0 0 1	I—A→Д1	+	+	+	+	
Не эквивалеит	X 0 1 0	I⊕A→Д1	—	+	0	+	
Сложение	0 0 1 1	I+A→Д1	+	+	+	+	
Пересылка	X 1 0 0	A→Д1	—	+	0	+	
Пересылка	X 1 0 1	I→Д1	—	+	0	+	
Сдвиг байт	1 0 1 1	I[0—7]→Д1 [8—15]	—	+	0	+	МК[1—2]=00
То же	1 0 1 1	I[8—15]→Д1 [0—7]	—	+	0	+	МК[1—2]=01
—»—	1 0 1 1	I[0—7]→Д1 [8—15]	—	+	0	+	МК[1—2]=10
—»—	1 0 1 1	I[8—15]→Д1 [0—7]	—	+	0	+	МК[1—2]=11
Дизъюнкция	X 1 1 0	I∨A→Д1	—	+	0	+	

Примечания: 1. Если первый разряд КОП1 равен 0, то операция производится над словом. В противном случае — над байтом. 2. При выполнении команды сдвига байт признаки устанавливаются по операнду источника. 3. Признак: «+» — устанавливается; «—» — не устанавливается; «0» — устанавливается в нуль; «1» — устанавливается в единицу.

Таблица 4.3

Операция	Расшифровка КОП2	Содержание операции	Признаки C	N	V	Z
Сдвиг логический влево	0 0 0 0		+	+	+	+
Сдвиг циклический влево	1 0 0 0		+	+	+	+
Декремент	0 0 0 1	I—1→Д2	—	+	+	+
Дополнение	1 0 0 1	>I+1→Д2	+	+	+	+
Сложение с ТР	0 0 1 0	I+C→Д2	+	+	+	+
Вычитание ТР	1 0 1 0	I—C→Д2	+	+	+	+
Инкремент	0 0 1 1	I+1→Д2	—	+	+	+
Сдвиг с ТР влево	1 0 1 1		+	+	+	+
Инверсия	0 1 0 0	>I→Д2	+	+	0	+
Сдвиг с ТР вправо	1 1 0 0		+	+	+	+
Очистка	0 1 0 1	0→Д2	0	0	0	1
Пересылка	1 1 0 1	I→Д2	—	+	0	+
Сдвиг логический вправо	0 1 1 0		+	+	+	+
Сдвиг циклический вправо	1 1 1 0		+	+	+	+
Пересылка	X 1 1 1	I→Д2	—	+	0	+

Примечания: 1. В формате УА пересылка с КОП2=1101 запрещена. 2. Для формата УР при КОП2=0101 происходит ввод константы, описанный в табл. 4.5. 3. В формате УР отсутствуют пересылки с КОП2=1101 и с КОП2=X111. 4. При выполнении пересылки с КОП2=X111 в формате УА приемником является регистр режима. 5. Ряд операций производится совместно с триггером расширения (ТР), осуществляющим хранение признака С.

Таблица 4.4

Разряды микрокоманды										Содержание операции	Формат
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10		
1	0	КОП1				РОН				АЛУ (РОН, А)→РОН	БРА
0	1	КОП1				РОН				АЛУ (РОН, А)→А	БРА
1	0	КОП1				РОН				АЛУ (РОН, А)→РС	БРА
1	1	КОП1				РОН				АЛУ (РОН, А)→К, А	БРА
0	0	Х	1	1	1	Х	Х	Х	Х	Начальная установка	БРА
0	1	0	1	1	1	КОП1				АЛУ (К, А)→А	БКА
1	0	0	1	1	1	КОП1				АЛУ (К, А)→РС	БКА
1	1	0	1	1	1	КОП1				АЛУ (К, А)→К, А	БКА
0	1	1	1	1	1	КОП1				АЛУ (РС, А)→А	БРСА
1	0	1	1	1	1	КОП1				АЛУ (РС, А)→РС	БРСА
1	1	1	1	1	1	КОП1				АЛУ (РС, А)→К, А	БРСА

Таблица 4.5

Разряд микрокоманд											Содержание операции	Формат
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11		
0	Х	КОП2				РОН				Х	АЛУ (РОН)→РОН	УР
1	Х	КОП2				РОН				Х	АЛУ (РОН)→РОН, К	УР
0	Х	0	1	0	1	РОН				Х	К РОН	УР
1	0	0	1	0	1	РОН				0	МК[7—10]→А[0—3]	УР
1	0	0	1	0	1	РОН				1	МК[7—10]→А[4—7]	УР
1	1	0	1	0	1	РОН				0	МК[7—10]→А[8—11]	УР
1	1	0	1	0	1	РОН				1	МК[7—10]→А[12—15]	УР
0	Х	1	1	1	1	КОП2				—	АЛУ (РС)→РС	УРС
1	Х	1	1	1	1	КОП2				—	АЛУ (РС)→РС, К	УРС
0	Х	1	1	0	1	КОП2				Х	АЛУ (А)→А	УА
1	Х	1	1	0	1	КОП2				Х	АЛУ (А)→А, К	УА
0	Х	0	1	1	1	КОП2				Х	АЛУ (К)→А	УК
1	Х	0	1	1	1	КОП2				Х	АЛУ (К)→А, К	УК

раида из магистрали данных — МД), чтения (чтение информации из источника и ее обработка), записи (занесение результата в приемник) и, возможно, фазы выдачи результата в МД. Последовательность выполнения фаз определяет внутренний блок синхронизации, функционирование которого начинается по срезу импульса на входе ВК. При наличии уровня лог. 1 на выходе Ф1 начинается фаза чтения. Если микрокоманда подразумевает прием информации из МД, то БИС переходит в режим ожидания информации. После того, как ВУ выставит информацию на МД, оно сигнализирует об этом АУ подачей уровня лог. 0 на вывод В. Закончив прием операнда, АУ устанавливает уровень лог. 0 на выводах П и Ф1 и переходит к выполнению фаз чтения и записи. Зафиксировав сигнал П=0, ВУ обязано выставить уровень лог. 1 на выводе В, в ответ на что АУ восстанавливает на выводе П уровень лог. 1. Если выполняемая операция требует выдачи результата в МД, АУ переходит к выполнению фазы выдачи. Выставив данные, АУ информирует об этом сигналом В=0 и переходит в режим ожидания сигнала П=0 от ВУ. При поступлении этого сигнала прекращается выдача информации и АУ восстанавливает на выводе В уровень лог. 1.

Системный контроллер (СК) К588ВГ1 (рис. 4.2) предиазначен для согласования и сопряжения процессора на базе МПК серии К588 с каналом типа «Q-шина» (канал микроЭВМ «Электроника-60»). При реализации ЦФ данная БИС может быть использована для согласования на микропрограммном уровне АУ с АЦП, ЦАП, ОЗУ, ЗУ коэффициентов и т. п. С помощью СК можно осуществлять ввод и вывод 16-разрядного слова или одного байта и управлять магистральными приемопередатчиками (МПП). Функционирование микросхемы осуществляется согласно коду микрокоманды, поступающему иа входы МК [0—4]. Микрокоманда сопровождается уровнем лог. 0 по входу стробирования ВК и может быть выполиена при наличии на выходе Ф1 уровня лог. 1. Для организации обмена по двунаправленной МД служат сигналы квитирования выдачи КВ [1—3] и приема КП.

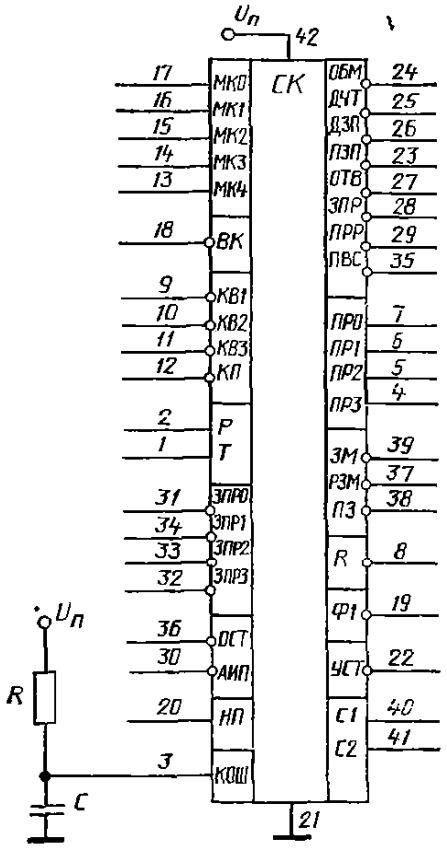


Рис. 4.2. Системный контроллер К588ВГ1

Системный контроллер обладает большими возможностями и пригоден для построения универсальных ЭВМ. Поскольку Цф является специализированным устройством, не требующим обслуживания прерываний и прямого доступа к памяти, ограничимся рассмотрением лишь некоторых микрокоманд СК (табл. 4.6).

При вводе (выводе) даиных и вводе комаид АУ выставляет на МД адрес ВУ и подает на вход КВ1 уровень лог. 0 в цикле выдачи информации на МД. По этому сигналу СК устанавливает сигнал разрешения обмена (ОБМ=0) и в зависимости от направления обмена сигнал чтения (ДЧТ=0) или записи (ПЗП=0) для ВУ, а также разрешает АУ снять с МД адрес ВУ, выдавая иа выход КП уровень лог. 0. После снятия адреса на КВ1 подается уровеиь лог. 0, на что СК отвечает КП=1, а в случае вывода даиных снимает дополнительно сигнал ПЗП. Далее при вводе даиых или команды на СК подается сигнал ОТВ=0, означающий, что информация находится на МД. По этому сигналу СК разрешает принять команду в устройство микропрограммного управления или данные в АУ, выработав сигналы КВ2=0 и КВ3=0 или КВ1=0 соответ-

Таблица 4.6

Восьмеричный код микрокоманды	Мнемокод микрокоманды	Содержание микрокоманды
1 0	DATI	Ввод слова
1 1	DATIK	Ввод комаиды
1 2	DATO	Вывод слова
1 3	DATOB	Вывод байта
1 4	DATIO	Ввод-вывод слова
1 5	DATIOB	Ввод-вывод байта
3 7	NOP	Нет операции

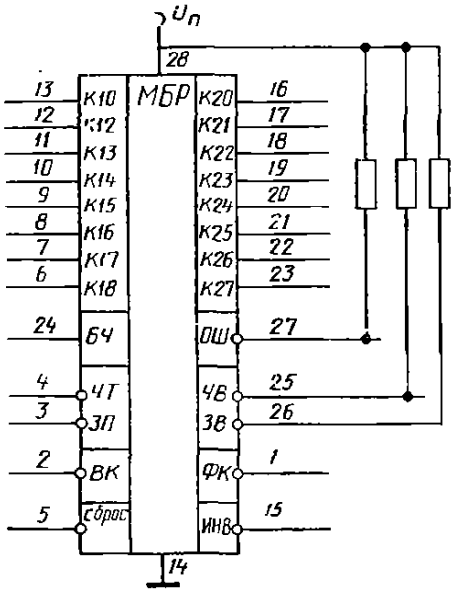


Рис. 4.3. Многофункциональный буферный регистр К588ИР1

ственно. После этого СК переходит в режим ожидания сигнала о принятии информации КП=0. По этому сигналу снимаются сигналы ДЧТ и КВ1 (КВ2, КВ3). Получив ответ от ВУ об окончании обмена ОТВ=1, СК снимает сигнал ОБМ, завершая цикл комаиды ввода.

При выводе данных после передачи адреса ВУ АУ выставляет данные и сигнализирует об этом СК установкой сигнала КВ1=0. Приняв этот сигнал, СК устанавливает уровень лог. 0 на выходе ДЗП, разрешая ВУ принять данные. Приняв данные, ВУ отвечает сигналом ОТВ=0. По этому сигналу СК восстанавливает уровень лог. 1 на выходе ДЗП и разрешает АУ снять информацию с МД (КП=0). После этого АУ устанавливает уровень лог. 1 на выходе КВ1, в ответ СК снимает сигнал КП, а по сигналу ОТВ=1 снимает сигнал ОБМ, завершая обмен по квитированию. Длительность сигналов ДЧТ или ДЗП до сигиала ОТВ задается подключением к выводу КОШ RC-цепи, параметры которой рассчитываются исходя из быстродействия ВУ, принимающих участие в обмене данными.

Многофуикциональный буферный регистр (МБР) К588ИР1 (рис. 4.3) может быть использован для построения ЗУ, контроллеров ВУ и т. п. Алгоритм функционирования МБР полностью определяется состоянием его входов (табл. 4.7). При чтении из регистра (ЧТ=0) появление информации на трехстабильной шине К2 сопровождается сигналом ЧВ=0. Если на входе ЧТ присутствует уровень лог. 1, то выходы К2 находятся в состоянии ОТКЛЮЧЕНО.

Запись иифорлации в регистр из канала К1 происходит по срезу импульса на входе ЗП. Окончание записи сопровождается появлением уровня лог. 0 на выходе ЗВ. При несоблюдении условия четности информации, принимаемой по каналу К1 и входу БЧ, на выходе ошибки ОШ устанавливается уровень лог. 0. При этом запись в регистр не производится и сигнал ЗВ не формируется.

Магистральиый приемопередатчик К588ВА1 (рис. 4.4) может быть использован для построения интерфейсиых блоков, контроллеров ВУ и т. п. Микро-

Таблица 4.7

Входы управления						Содержание операции
ВК	УСГ	ИНВ	ФК	ЧТ	ЗП	
1	X	X	X	X	X	Нет выбора кристалла
0	0	X	X	X	X	0→регистр
0	1	1	1	0	1	Регистр→К2, выдача БЧ
0	1	0	1	0	1	$\overline{\text{Регистр}}$→К2, выдача БЧ
0	1	X	0	1	0	К1→регистр, контроль БЧ
0	1	1	1	0	0	К1→регистр, регистр→К2, выдача БЧ
0	1	0	0	0	0	К1→регистр, $\overline{\text{регистр}}$→К2, контроль БЧ

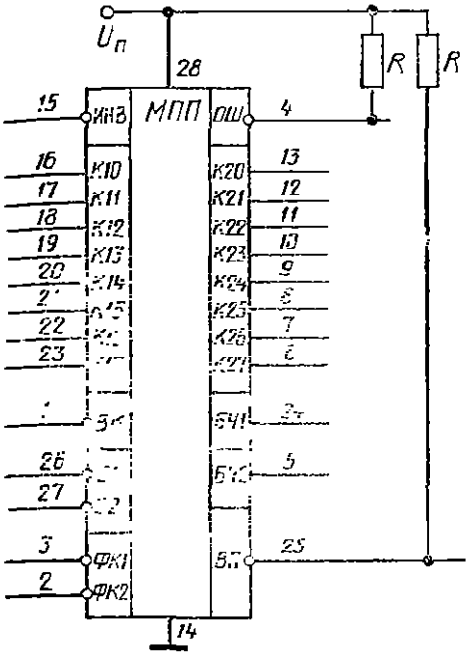


Рис. 4.4. Магистральный приемопередатчик К588ВА1

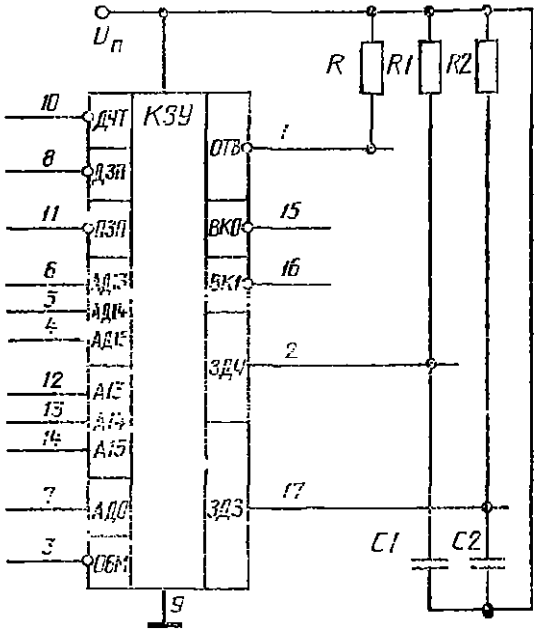


Рис. 4.5. Контроллер запоминающего устройства К588ВГ2

схема МПП обеспечивает двунаправленную передачу данных с инверсией или без инверсии по 8-разрядному каналу и вырабатывает сигнал подтверждения передачи.

Микросхема обеспечивает прием или передачу данных при наличии уровня лог. 0 на входе ВК. Направление передачи определяется комбинацией сигналов на входах С1 и С2 согласно табл. 4.8. Уровни лог. 1 на этих входах переводят выходы каналов К1 и К2 в состояние ОТКЛЮЧЕНО. При наличии на входе ИНВ уровня лог. 0 передача данных будет производиться с инверсией. После окоичания передачи МПП вырабатывает сигнал ВП=0.

В зависимости от режима, определяемого сигналами на входах ФК1 и ФК2, на двунаправленные входы (выходы) БЧ1 и БЧ2 может либо подаваться, либо вырабатываться бит четности и осуществляться контроль передаваемой информации (табл. 4.9). В случае обнаружения при контроле на четность ошибки вырабатывается сигнал ОШ=0.

Контроллер запоминающего устройства (КЗУ) К588ВГ2 (рис. 4.5) может быть использован для построения модуля ОЗУ ЦФ. Режим работы КЗУ задается управляющими сигналами на входах ОБМ, ПЗП, АД0, ДЧТ и ДЗП (табл. 4.10). Микросхема включается в работу только при совпадении кода, заданного на выводах А [13—15], с кодом, определяемым старшими разряда-

Таблица 4.8

Входы		Направление передачи информации
С1	С2	
1	1	Нет передачи
0	1	К1→К2
1	0	К2→К1
0	0	Режим запрещен

Таблица 4.9

Входы		Контроль на четность		Выдача бита четности	
ФК1	ФК2	К1, БЧ1	К1, БЧ2	БЧ1	БЧ2
0	0	+	+	—	—
0	1	+	—	+	—
1	1	—	+	—	+
1	0	—	—	+	+

Примечание. Знак «+» — контроль на четность поступающей информации или выдача бита четности производится, анак «—» — контроль на четность или выдача бита четности не производится.

ми адреса АД [13—15], поступающего из МД или внешней адресной шины. При выполнении цикла чтения даниых поступающий на КЗУ сигнал ОБМ=0 инициирует захват в регистре адреса КЗУ кода АД [13—15] и сравнивает его с кодом А [13—15]. При их совпадении на выводе ЗДЧ устанавливается уровень лог. 0 и происходит разряд емкости RC-цепи, подключенной к данному выводу. Далее, выставив сигналы выборки байтов ОЗУ (ВК0=0, ВК1=0), КЗУ ожидает, когда напряжение на выводе ЗДЧ возрастет до определенного уровня в течеиие времени, определяемого параметрами RC-цепи. После этого микросхема готова сформировать сигнал ОТВ=0, свидетельствующий о наличии данных на МД, по приходу сигнала ДЧТ=0. Снятие сигнала ДЧТ прекращает выборку кристалла ОЗУ, и на выходе ОТВ устаиавливается уровень лог. 1. Установив факт снятия сигнала ОБМ, КЗУ готов к выполнению следующего цикла.

При записи информации в ОЗУ после сравнения кодов по сигналу ОБМ= =0 уровень лог. 0 устанавливается на выводе ЗДЗ, сообщая модулю ОЗУ, что будет выполняться запись информации. После того, как процессор выставит данные на МД, иа вывод ДЗП поступает уровень лог. 0, в ответ иа который КЗУ формирует сигналы выборки кристаллов. При этом напряжение на выводе ЗДЗ начинает расти с постоянной времени подключеиной к нему RC-цепи, что с определенной задержкой, необходимой для занесения информации в ОЗУ, вызывает формирование сигнала ОТВ=0. Получив ответ об окончании записи даиных, процессор сиимет сигнал ДЗП, вызывающий завершение цикла, что подтверждается сигналом ОБМ=1. Номиналы элементов R1, R2, C1, C2 подбираются таким образом, чтобы обеспечить требуемую задержку сигнала ответа ОТВ отиосительно сигналов выборки кристалла ОЗУ.

Таблица 4.10

Входы					Выходы		Цикл работы
ОБМ	ДЧТ	ДЗП	ПЗП	АД0	ВК0	ВК1	
0	0	1	1	X	0	0	Считывание слова
0	1	0	1	X	0	0	Запись слова
0	1	0	0	0	0	1	Запись в младший байт
0	1	0	0	1	1	0	Запись в старший байт
1	X	X	X	X	1	1	Нет выборки ОЗУ

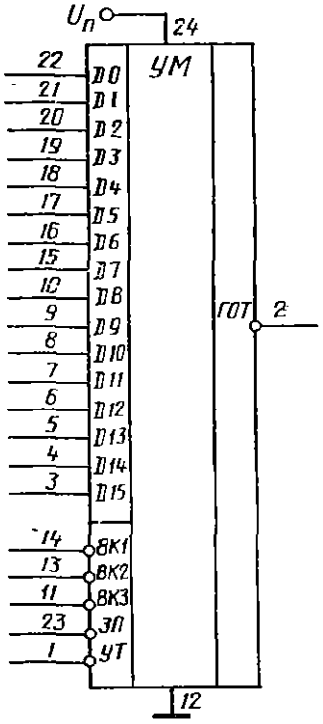


Рис. 4.6. Умножитель К588ВР2

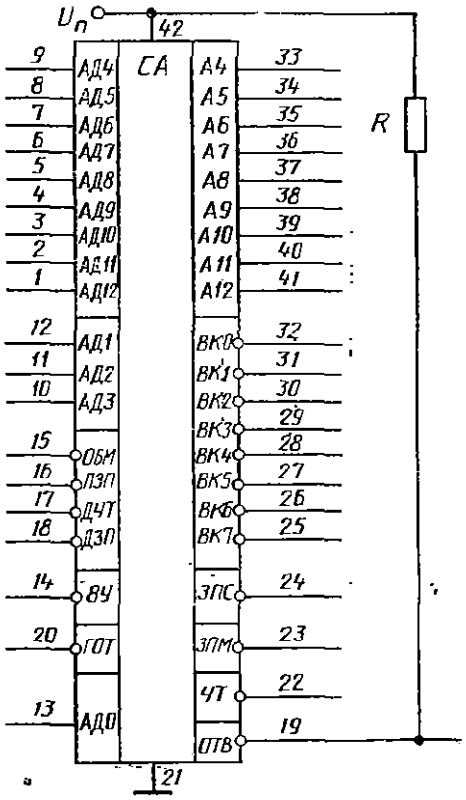


Рис. 4.7. Селектор адреса К588ВТ1

Умножитель (УМ) К588ВР2 (рис. 4.6) служит для выполнения операции умножения двух 16-разрядных операндов. Конструктивно микросхема реализована в металлокерамическом корпусе с 24 выводами и потребляет в динамическом режиме мощность 35 мВт. Время выполнения умножения составляет 2 мкс.

В состав умножителя входят регистр А (РгА) и регистр В (РгВ), предназначенные для хранения множимого и множителя соответственно. Результат операции умножения записывается в регистры РгП1 и РгП2, осуществляющие выдачу младшей и старшей части произведения. Ввод-вывод информации производится по двунаправленной МД. Кроме результата УМ может выдавать в МД его признаки, располагая их одиовременно в четырех старших и четырех младших разрядах. Функциоиирование микросхемы определяется сигиалами ВК1, ВК2, ВК3, ЧТ, ЗП (табл. 4.11).

Селектор адреса (СА) К588ВТ1 (рис. 4.7) предназначен для выполнения функции выбора одного из восьми регистров ВУ и организации чтения или

Таблица 4.11

Входы					Содержание операции
ВК1	ВК2	ВК3	ЗП	ЧТ	
0	1	1	0	1	Д[0—15]→РгА
1	0	1	0	1	Д[0—15]→РгВ
0	1	1	1	0	РгП1→Д[0—15]
1	0	1	1	0	РгП2→Д[0—15]
1	1	0	1	0	(N, Z, V, C)→Д[0—3], Д[12—15]

Таблица 4.12

Входы			Выходы							
ВК7	АД2	АД1	ВК0	ВК1	ВК2	ВК3	ВК4	ВК5	ВК6	ВК7
0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0

записи этих регистров. В зависимости от комбинаций уровней логических сигналов на входах АД [1—3] микросхема вырабатывает сигнал выборки регистра ВУ на одном из входов ВК [0—7] (табл. 4.12). Выбор регистров может быть осуществлен при совпадении кода адреса АД [4—12] кода А [4—12].

В режиме передачи данных от ВУ процессор выставляет адрес требуемого ВУ и сигналы ВУ=0 и ОБМ=0. В случае совпадения кодов СА выбирает один из восьми регистров ВУ посредством сигналов ВК [0—7]. В ответ на сигнал ДЧТ=0 СА устанавливает сигнал ЧТ=0, сообщая ВУ о необходимости выставить данные. Получив сигнал ГОТ=0, свидетельствующий о нахождении данных на МД, СА формирует сигнал ОТВ=0. При выводе информации из процессора в регистр ВУ дополнительно к сигналам ОБМ=0 и ВУ=0 формируется сигнал ПЗП=0. После выбора требуемого регистра в ответ на сигнал ДЗП=0 СА устанавливает сигналы ЗПС=0 и ЗПМ=0, разрешая запись данных. Осуществив запись, ВУ формирует сигнал ГОТ. Окончание цикла записи происходит аналогично описанному выше циклу чтения.

С учетом рассмотренных в настоящем параграфе особенностей функционирования МПК К588 обратимся к вопросам микропроцессорной реализации РЦФ.

4.2. РЕАЛИЗАЦИЯ НЕПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Наиболее просто на базе микромощного МПК реализуются неперестраиваемые РЦФ невысоких порядков, которые не требуют применения внешнего ОЗУ и ЗУ коэффициентов. Роль ОЗУ в этом случае могут выполнять РОН, входящие в состав БИС АУ К588ВС2. Поскольку коэффициенты неперестраиваемых ЦФ имеют фиксированные значения, операция умножения может быть представлена в виде последовательности операций сложения и арифметического сдвига.

В качестве ВУ для рассматриваемого класса ЦФ выступают АЦП и ЦАП. При отсутствии необходимости преобразования информации из аналогового в цифровой вид и обратно функции АЦП и ЦАП выполняют некоторые буферные регистры. Подобно

тому, как это было сделано в гл. 3, будем рассматривать данные устройства как РгХ и РгУ. Наличие лишь двух регистров ВУ приводит к заметному упрощению схемы контроллера. Действительно, в этом случае отпадает необходимость в задании адреса ВУ, так как он может быть получен исходя из направления передачи данных.

Возможный вариант практической реализации БОД и контроллера ВУ для процессора неперестраиваемого ЦФ невысокого порядка приведен на рис. 4.8. Функционирование данного устройства осуществляется согласно 13-разрядному коду микрокоманды, поступающему из устройства МПУ по ШМК. Двенадцать младших разрядов микрокоманды задают тип выполняемой АУ операции, а старший разряд МК12 служит для управления контроллером ВУ, построенного на элементах D2 и D3. Обмен данными между АУ и ВУ по двунаправленной МД предусматривает применение в качестве РгХ регистра с тремя состояниями на выходе. Наличие на выводе старшего разряда микрокоманды уровня лог. 0 переводит выводы РгХ в состояние ОТКЛЮЧЕНО.

Микрокоманды, для выполнения которых необходим прием данных из РгХ, сопровождаются появлением уровня лог. 1 на выводе разряда МК12. При этом РгХ выставляет данные на МД и вырабатывает сигнал готовности ЧТГТ. По приходу данного импульса элемент D3 вырабатывает сигнал $\overline{ДВ}$, информирующий АУ о наличии данных на МД. Приняв данные, АУ выдает сигнал подтверждения $\overline{ДП}$, разрешая РгХ снять информацию с МД. Выдача данных из АУ сопровождается импульсом $\overline{ДВ}$, поступающим на один из входов элемента D2. Если состояние разряда МК12 соответствует уровню лог. 0 (сигнал $\overline{ДВ}$ сформирован АУ, а не элементом D2), вырабатывается сигнал ЗПД, разрешающий запись в

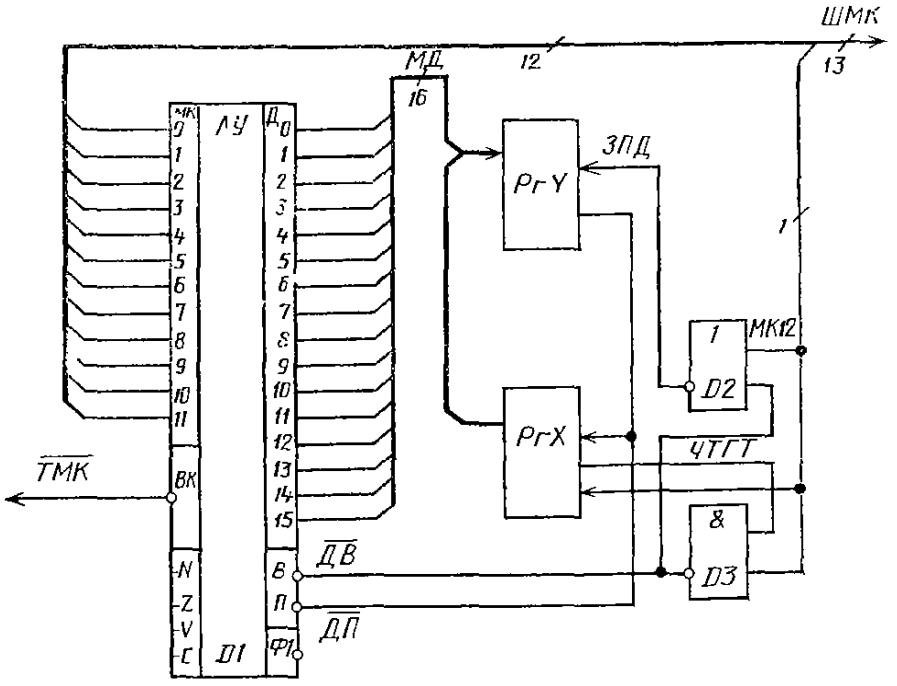


Рис. 4.8. Функциональная схема БОД

РгY. Приняв данные, РгY информирует об этом АУ сигналом $\overline{ДП}$, завершая тем самым обмен данными.

Микросхема К588ВС2 обладает широко развитой системой команд. Вместе с тем алгоритм работы РЦФ может быть эффективно реализован небольшим набором микрокоманд, приведенных в табл. 4.13. Микрокоманды MOV Рг, R_i; MOV R_i, Рг осуществляют обмен данными между некоторыми регистрами ВУ (например, РгX и РгY) и одним из РОН R_i, а микрокоманды MOV M_i, R_i; MOV R_i, M_i — между i-й ячейкой ОЗУ и РОН. Ввод четырехразрядной константы X в аккумулятор может быть осуществлен микрокомандами MOV#X, A_i. Разработанная система команд содержит все основные операции, необходимые для программной реализации алгоритмов цифровой фильтрации, за исключением операции умножения. Известный алгоритм умножения двоичных чисел в дополнительном коде предусматривает последовательное выполнение операций сложения и арифметического сдвига, что позволяет недостающую операцию оформить в виде фрагмента программы («линейная» запись) [16]. Несмотря на то, что в системе команд БИС АУ К588ВС2 отсутствует операция арифметического сдвига, она может быть просто реализована следующим образом. Вначале командой TSL R_i в триггер расширения TP, входящего в состав БИС АУ, заносится знак числа, расположенного в регистре R_i. После выполнения следующей команды TSR R_i

Таблица 4.13

Мнемокод микрокоманды	Содержание микрокоманды	Разряды микрокоманды											
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
CLR	0→A	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0
INC	⟨R_i⟩+1→A	1	0	0	0	0	1	1			R_i		0
MOV A, R_i	⟨A⟩→R_i	0	0	0	0	1	0	0			R_i		0
MOV R_i, A	⟨R_i⟩→A	0	0	1	0	1	0	1			R_i		0
ADD R_i, A	⟨R_i⟩+⟨A⟩→A	0	0	1	0	0	1	1			R_i		0
ADD A, R_i	⟨R_i⟩+⟨A⟩→R_i	0	0	0	0	0	1	1			R_i		0
SUB R_i, A	⟨R_i⟩—⟨A⟩→A	0	0	1	0	0	0	1			R_i		0
SUB A, R_i	⟨R_i⟩—⟨A⟩→R_i	0	0	0	0	0	0	1			R_i		0
TSR A	(⟨A⟩ с TP→)→A	1	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0
TSR R_i	(⟨R_i⟩ с TP→)→R_i	1	0	0	1	1	0	0			R_i		0
TSL R_i	(⟨R_i⟩ с TP←)→R_i∧A	1	0	0	1	0	1	1			R_i		1
TSL A	(⟨A⟩ с TP←)→A	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1
LSL R_i	(⟨R_i⟩←∧)→R_i∧A	1	0	0	0	0	0	0			R_i		0
LSL A	(⟨A⟩←∧)→A	1	0	0	1	1	0	1	0	0	0	0	0
NOP	⟨A⟩→A	0	0	1	0	1	0	0	0	0	0	0	0
MOV Рг, R_i	⟨Рг⟩→R_i	1	0	1	0	1	0	1			R_i		0
MOV R_i, Рг	⟨R_i⟩→Рг	1	1	0	1	1	0	1			R_i		0
MOV M_i, R_i	⟨M_i⟩→R_i	1	0	1	0	1	0	1			R_i		0
MOV R_i, M_i	⟨R_i⟩→M_i	1	1	0	1	1	0	1			R_i		0
DEC R_i	⟨R_i⟩—1→R_i	1	0	0	0	0	0	1			R_i		0
MOV#X, A_1	X→A[0—3]	1	1	0	0	1	0	1			const		0
MOV#X, A_2	X→A[4—7]	1	1	0	0	1	0	1			const		1
MOV#X, A_3	X→A[8—11]	1	1	1	0	1	0	1			const		0
MOV#X, A_4	X→A[12—15]	1	1	1	0	1	0	1			const		1

в R_i будет восстановлено первоначальное число, знак которого продолжен в ТР. Тогда последующие команды TSR R_i эквивалентны арифметическому сдвигу вправо, поскольку в знаковый разряд числа будет вноситься информация из ТР, состояние которого не меняется до поступления следующей команды с выдачей признаков в магистраль состояний.

Фрагмент программы умножения чисел рассмотрим на примере умножения числа, хранящегося в регистре R1, на коэффициент $K=010110$, записанный в двоичном дополнительном коде. В этом случае программа будет иметь вид

```
TSL   R1;
TSR   R1;
MOV   R1, A;
TSR   A;
ADD   R1, A;
TSR   A;
TSR   A;
ADD   R1, A;
TSR   A.
```

После ее выполнения в А содержится результат умножения.

Количество микрокоманд, а следовательно, и время выполнения программы зависят как от разрядности l_k, так и от количества единиц в двоичной записи коэффициента. При этом разрядность коэффициента будет определяться положением единицы младшего разряда. Наибольшее число микрокоманд программы умножения составит $2l_k+2$ (если двоичная запись содержит все единицы), а наименьшее — l_k+2 (соответствует наличию лишь одной единицы в младшем разряде записи коэффициента). В дальнейшем при оценке быстродействия будем полагать, что программа умножения для рассматриваемого БОД выполняется в среднем за $1{,}5l_k+2$ тактов. Тогда время умножения двух 16-разрядных чисел составит 30 мкс.

Управление работой БОД осуществляет МПУ, формирующее последовательность микрокоманд на ШМК и импульс сопровождения $\overline{\text{ТМК}}$. В его состав входят ПЗУ МК, хранящее программу фильтрации, формирователь адреса (ФА), генератор тактовых импульсов (ГТИ) и схема начальной установки. Поскольку БОД (см. рис. 4.8) не требует организации ветвлений и обращения к подпрограммам, микрокоманды должны выбираться из ПЗУ МК строго последовательно, т. е. адрес последующей микрокоманды определяется как увеличенный на единицу адрес текущей микрокоманды. Следовательно, ФА может быть построен на основе обычного двоичного счетчика с коэффициентом пересчета, равным числу микрокоманд в программе.

Вариант функциональной схемы МПУ приведен на рис. 4.9. Формирователь адреса реализован на двух счетчиках К564ИЕ10. Его установка в начальное состояние (на нулевой адрес) произ-

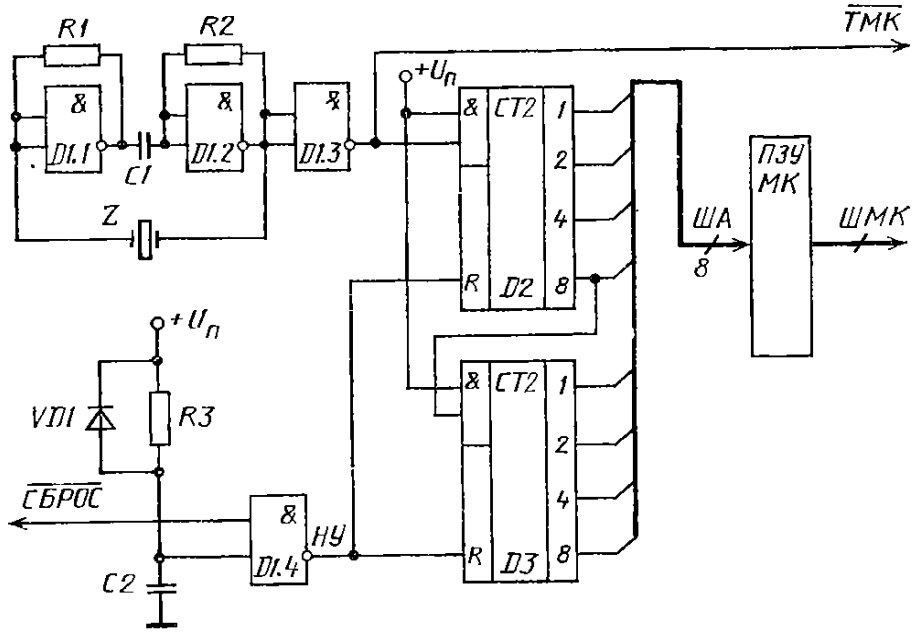


Рис. 4.9. Функциональная схема МПУ

водится сигналом НУ, вырабатываемым элементом D1.1 в момент включения питания, или внешним сигналом СБРОС. Увеличение адреса на единицу происходит по фронту тактового импульса (ТИ), вырабатываемого ГТИ (элементы D1.1, D1.2). Сигнал сопровождения микрокоманды ТМК формируется по срезу ТИ. Выходы счетчиков образуют шину адреса (ША), согласно адресу выбирается микрокоманда из ПЗУ МК.

В ряде случаев перед выполнением программы цифровой фильтрации требуется выполнить ряд программных действий, связанных с установкой начальных значений некоторых переменных (например, обнуление содержимых РОН). С целью обеспечения возможности однократного выполнения программы начальной установки введем в ФА изменения, показанные на рис. 4.10.

С нулевого адреса в ПЗУ МК записывается программа задания начальных условий, выход на которую осуществляется сигналом НУ. Далее в ПЗУ МК располагается основная программа цифровой фильтрации. При достижении конца основной программы счетчик вновь устанавливается в нулевое состояние, однако вырабатываемый на выходе переноса P счетчика D2 короткий импульс загружает счетчики D2, D3 адресом начала основной программы с шины начального адреса (ШНА).

Рассмотрим вопросы программного обеспечения РЦФ на примере полосового звена второго порядка (см. рис. 2.8). Вычисление сигнала на выходе данного звена с учетом особенностей системы команд БИС АУ К588ВС2 целесообразно выполнить согласно блок-схеме алгоритма, изображенной на рис. 4.11. Распределение РОН для хранения значений x, y, u, z_1 и z_2 приведено в табл. 4.14. Действия, связанные с предварительным обнулением значений z_i и z_2, производятся однократно в программе начальной установки

и могут быть заданы следующей последовательностью команд:

```
CLR   A;
MOV   A, R1;
MOV   A, R2.
```

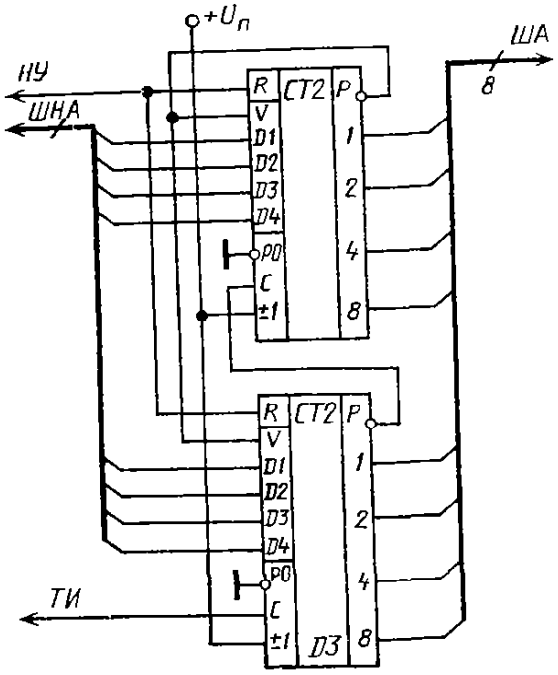


Рис. 4.10. Функциональная схема формирователя адреса с режимом начальной установки

Таблица 4.14

Регистр	Переменная
R0	u
R2	z_1
R2	z_2
R3	x
R4	y

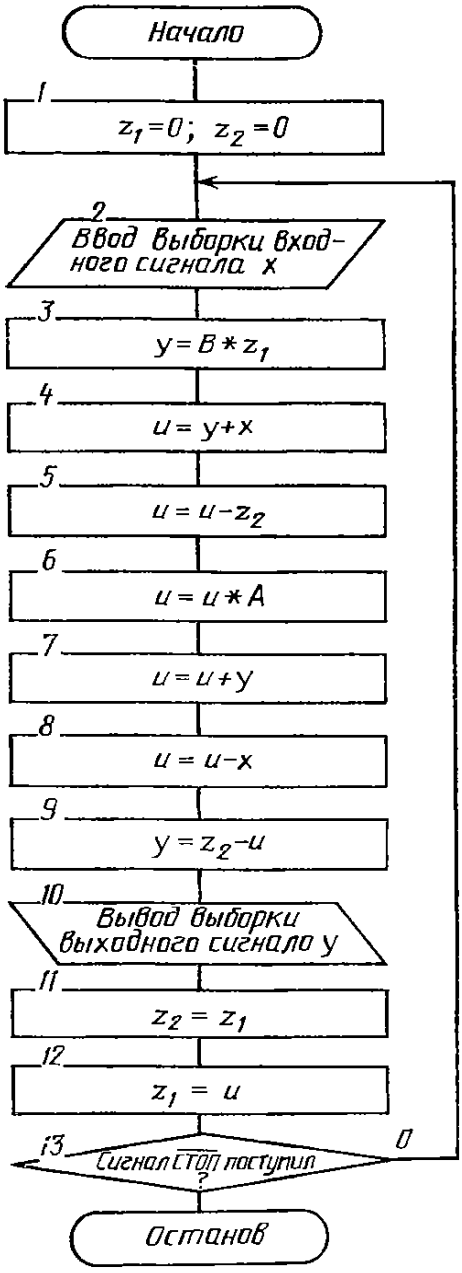


Рис. 4.11. Блок-схема алгоритма работы полосового звена второго порядка

Основная программа, описывающая рассматриваемый алгоритм, приведена в табл. 4.15. Команды MUL R0, A и MUL R1, B предусматривают умножение содержимого регистров R0 и R1 на коэффициенты A и B и запись результата в аккмулятор. Операция умножения реализуется программным путем согласно рассмотренной ранее методике.

Объем вычислений для нахождения сигнала на выходе данного звена практически равен объему вычислений для всех рассматриваемых в гл. 2 структур звеньев второго порядка. Время, затраченное на полную обработку одной выборки входного сигнала, можно представить так

$$t_{обр}=n_y t_y+n_{сп}t_{сп}, \qquad (4.1)$$

где n_y — число операций умножения; t_y — время выполнения опе-

Таблица 4.15

Мнемокод команды	Содержание операции
MOV PrX, R3	Ввод значения выборки входного сигнала
MUL R1, B MOV A, R4	$y=B*z_1$

MOV A, R0
MOV R3, A
ADD A, R0
	$u=y+x$

MOV R2, A SUB A, R0	$u=u-z_2$
MUL R0, A MOV A, R0	$u=u*A$
MOV R4, A ADD A, R0	$u=u+y$
MOV R3, A SUB A, R0	$u=u-x$

MOV R0, A
SUB R2, A
MOV A, R4
	$y=z_2-u$

MOV R4, PrY	Вывод значения выборки выходного сигнала
MOV R1, A MOV A, R2	$z_2=z_1$
MOV R0, A MOV A, R1	$z_1=u$

рации умножения; $n_{сп}$ — число операций сложения и пересылок данных между регистрами; $t_{сп}$ — время выполнения операции сложения или пересылки.

Для рассматриваемых типов звеньев $n_у=2$, $n_{сп}=20$, $t_{сп}=t_ц=1{,}2$ мкс, а $t_у$ определяется построением процессора ЦФ. Рассмотренная выше реализация при разрядности $l_k=16$ обеспечивает в среднем $t_у=30$ мкс. Тогда общее время обработки сигнала одним звеном составит $t_{обр}=84$ мкс. Максимальная частота дискретизации сигнала $f_{д\,max}=11{,}9$ кГц.

Алгоритм работы цифрового звена второго порядка, определяемый соответствующей системой разностных уравнений, предусматривает наличие двух регистров для хранения задержанных на один такт значений сигналов, двух регистров для хранения входных и выходных данных и двух регистров для оперативного хранения значений промежуточных вычислений. При каскадной

реализации РЦФ хранение отсчетов сигналов на выходе и входе звена и результатов промежуточных вычислений могут выполнять для любого звена одни и те же регистры. В связи с этим легко определить, что без применения внешней оперативной памяти, используя лишь РОН АУ, можно реализовать РЦФ, состоящий из шести звеньев второго порядка. При этом время вычисления отсчета на выходе всего РЦФ $t_{РЦФ}=500$ мкс и потребуется ПЗУ емкостью 440 слов.

При аппаратурной реализации РЦФ на базе МПК К588 основным энергопотребляющим узлом является ПЗУ МК. Следовательно, снижение потребляемой ПЗУ МК мощности приводит к снижению энергопотребления всего РЦФ в целом. Этого можно добиться, уменьшив объем ПЗУ МК (потребляемая ПЗУ мощность практически пропорциональна его объему) и применив импульсное питание микросхем [19]. Объем ПЗУ МК, в свою очередь, зависит от количества слов (длины программы) и разрядности кода микрокоманды (разрядности ШМК).

Основной объем программы цифровой фильтрации занимает «линейная» запись операции умножения. С целью снижения объема ПЗУ МК целесообразно выделить программу умножения в отдельную подпрограмму, что влечет за собой изменение БОД и устройства МПУ.

Умножение в двоичном коде числа на коэффициент, значение которого не является постоянной величиной, предусматривает последовательную проверку разрядов коэффициента, начиная с младшего, выполнение операции сложения, если в результате проверки был выявлен единичный разряд, и арифметического сдвига вправо результата сложения. В этой связи БОД должен обладать возможностью выполнения команды условного сложения. Функциональная схема БОД, обладающего такой возможностью, приведена на рис. 4.12.

Выполнение умножения двоичного числа, записанного в регистре R_i, на коэффициент, двоичное представление которого хранится в регистре R_j, производится следующим образом. Вначале командой CLR A осуществляется обнуление аккумулятора, в который в дальнейшем будет помещен результат умножения. Затем командой TSR R_j производится запись в ТР младшего разряда коэффициента. Последующая команда сложения ADD R_i, A будет выполнена лишь в том случае, если ТР=1. Если же ТР=0, то при $\overline{РЗПР}=0$ (данный сигнал сопровождает команду ADD R_i, A при выполнении программы умножения и может быть получен за счет введения в код микрокоманды дополнительного разряда) элементами D1, D2 запрещается формирование импульса $\overline{СБОД}$, а следовательно, и выполнение операции сложения. Затем последовательностью команд TSL A, TSR A, TSR A производится арифметический сдвиг вправо содержимого аккумулятора, после чего анализируется следующий разряд R_j, и описанная процедура повторяется до тех пор, пока знак коэффициента не поступит в млад-

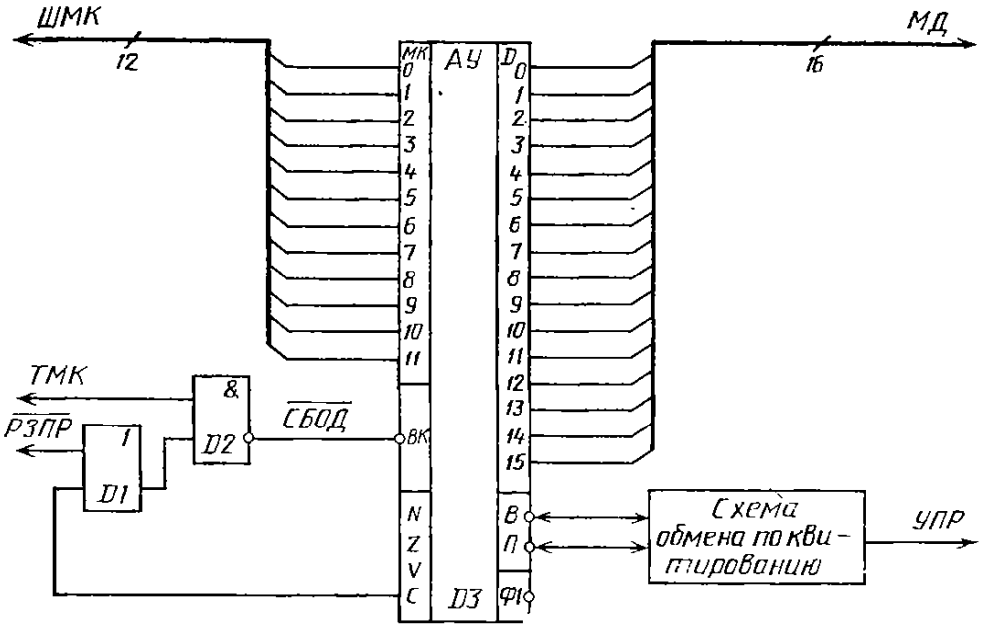


Рис. 4.12. Функциональная схема БОД, реализующего возможность условного пропуска микрокоманды

ший разряд R_j, Если предполагается выполнять операцию умножения только на положительные коэффициенты, то на этом процедура умножения может быть закончена. В противном случае необходимо, записав знак числа в ТР, в последующих тактах при $\overline{\text{РЗПР}}=0$ подать на АЛУ следующую последовательность команд:

MOV A, R_j;
MOV R_i, *A*;
SUB R_j, *A*.

Данные команды будут выполнены лишь для отрицательных коэффициентов (т. е. при ТР=1). Такая организация операции умножения для получения результата требует $5l_k$ тактов. При $l_k=16$ минимальное время выполнения операции умножения $t_y=$ $=96$ мкс.

Уменьшение времени выполнения операции умножения может быть достигнуто путем введения в БОД дополнительного универсального регистра сдвига (рис. 4.13). Значение коэффициента вводится в регистр сдвига из МД с приходом импульса ЗАГР, который формируется перед выполнением операции умножения, например, одновременно с командой CLR A. Если младший разряд кода коэффициента будет иметь нулевое значение, то элементы D1 и D2 (при наличии сигнала $\overline{\text{РЗПР}}$, свидетельствующего о выполнении операции сложения) запретят формирование импульса $\overline{\text{СБОД}}$ и команда сложения не будет выполнена. В момент выполнения арифметического сдвига результата сложе-

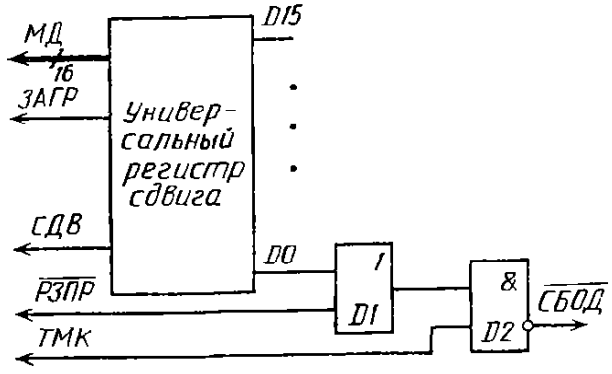


Рис. 4.13. Реализация ускорениого умножеиия

ния формируется импульс СДВ, осуществляющий сдвиг содержимого регистра сдвига на один разряд вправо. Сигналы ЗАГР, $\overline{\text{РЗПР}}$ и СДВ могут быть получены либо схемой дешифрации, либо за счет введения в код микрокоманды дополнительных разрядов.

Введение в БОД дополнительного регистра сдвига, который может быть выполнен на четырех элементах К564ИР9, позволит выполнить подпрограмму умножения за 2 (l_k+2) такта, а время умножения на 16-разрядный коэффициент $t_y=43$ мкс.

Для реализации возможности обращения к подпрограммам воспользуемся известным решением, применяемым в большинстве ЭВМ. Для этого необходимо выделить два РОН в качестве счетчика команд (СтК) и указателя стека (УС). Выбор информации из ПЗУ МК осуществляется согласно адресу, который на предшествующем шаге заносится в некоторый регистр адреса (РА) по МД из СтК. Если не нарушается естественный ход выполнения программы, т. е. следующей должна быть выполнена команда, не содержащая переход или обращение к подпрограмме, предварительно необходимо увеличить содержимое СтК на единицу. В противном случае в СК заносится адрес команды, в которой осуществляется переход, либо адрес начала подпрограммы.

Адрес возврата из подпрограммы при уровне вложенности, равном единице (что для программы цифровой фильтрации практически всегда выполняется), может быть внесен непосредственно в УС. При выполнении команды выхода из подпрограммы содержимое УС заносится в СтК. Устройство МПУ в этом случае может быть построено на базе СК 588ВГ1, управляющего выбором микрокоманды из ПЗУ МК в цикле ввода микрокоманды и обменом данными с ВУ в цикле ввода-вывода данных.

Такое построение устройства МПУ требует перед командой, относящейся непосредственно к программе цифровой фильтрации, выполнять формирование и выдачу ее адреса, что приводит к существенному (почти в три раза) сокращению быстродействия.

Поскольку реальные программы цифровой фильтрации не содержат подпрограмм большого уровня вложенности и диапазон переходов в них невелик, описанные выше возможности можно реализовать с помощью МПУ, изображенного на рис. 4.14. В основе данного устройства лежит рассмотренный ранее ФА (см. рис. 4.10). Он может быть принудительно установлен в состояние, определяемое кодом на ШНА. Адрес загружается при поступлении импульса ЗАГР, который формируется либо в момент окончания программы фильтрации схемой определения конца программы (СОКП), либо в момент входа или выхода из подпрограммы. В последнем случае импульс ЗАГР вырабатывается по сигналу ПМ, формируемому дешифратором микрокоманд (ДМК). В качестве загружаемого адреса используются адрес начала основной программы (АНП), начальный адрес подпрограммы умножения (АПУ) или адрес команды, вызвавшей переход. Выбор информации, поступающей на ШНА, осуществляет мультиплексор согласно состоянию разрядов УПР1 и УПР2, вырабатываемых дешифратором микрокоманд.

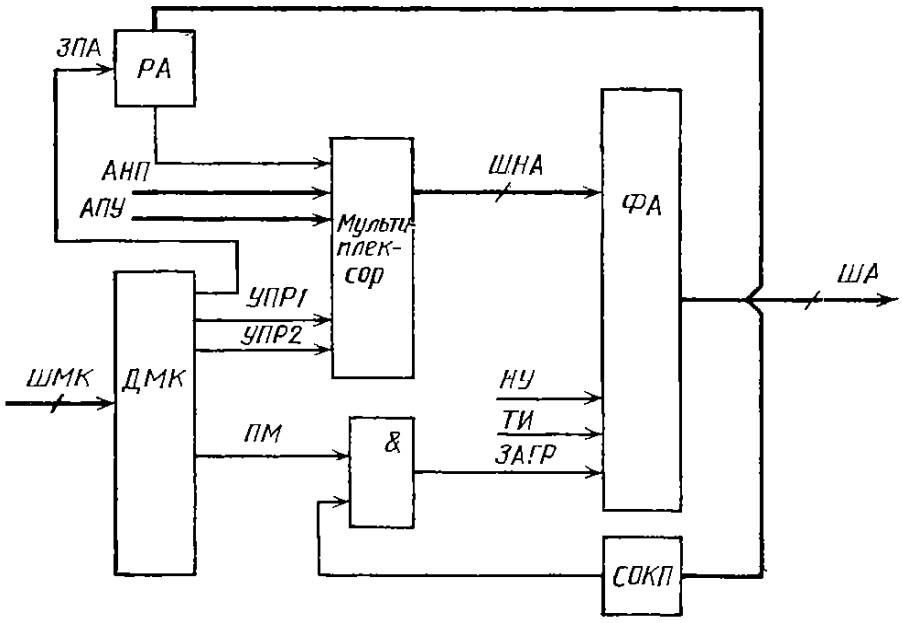


Рис. 4.14. Устройство микропрограммного управления с возможностью организации команд перехода и обращения к подпрограммам

В момент поступления команды обращения к подпрограмме импульсом ЗПА текущий адрес с ША загружается в РА, а ФА устанавливается в состояние, определяемое кодом АПУ. Подпрограмма умножения должна заканчиваться командой возврата из подпрограммы. Данная команда инициирует загрузку ФА адресом микрокоманды, вызвавшей обращение к подпрограмме, который будет увеличен на единицу тактовым импульсом ТИ.

Оформление операции умножения в виде подпрограммы позволяет уменьшить объем памяти, отводимой для хранения программы цифровой фильтрации. Однако при этом возрастает время ее выполнения. Одновременное сокращение этих параметров может быть достигнуто за счет введения в схему РЦФ умножителя К588ВР2. Возрастающий при этом объем регистров ВУ требует усложнения контроллера ВУ. Для обеспечения обмена данными между АУ и ВУ целесообразно применить БИС СК К588ВГ1 и СА К588ВТ1.

Структурная схема РЦФ с внешним умножителем приведена на рис. 4.15. Устройство МПУ вырабатывает код микрокоманды, поступающий по ШМК на АУ и СК. В режиме передачи данных из АУ по МД вначале передается адрес регистра ВУ. Селектор адреса, выбрав требуемый регистр, производит в последующем такте запись данных. При считывании данных вначале также требуется передача адреса ВУ. Если адресам ВУ присвоить значения, приведенные в табл. 4.16, то процедура формирования адреса получается довольно простой. Применительно к рассмотренной ранее реализации звена ЦФ (см. рис. 2.8) в программу, описывающую его работу (см. табл. 4.15), необходимо ввести следующие операции. Выделяя в качестве адресного регистра R5, производим его очистку перед вводом данных из РгХ. Увеличивая далее

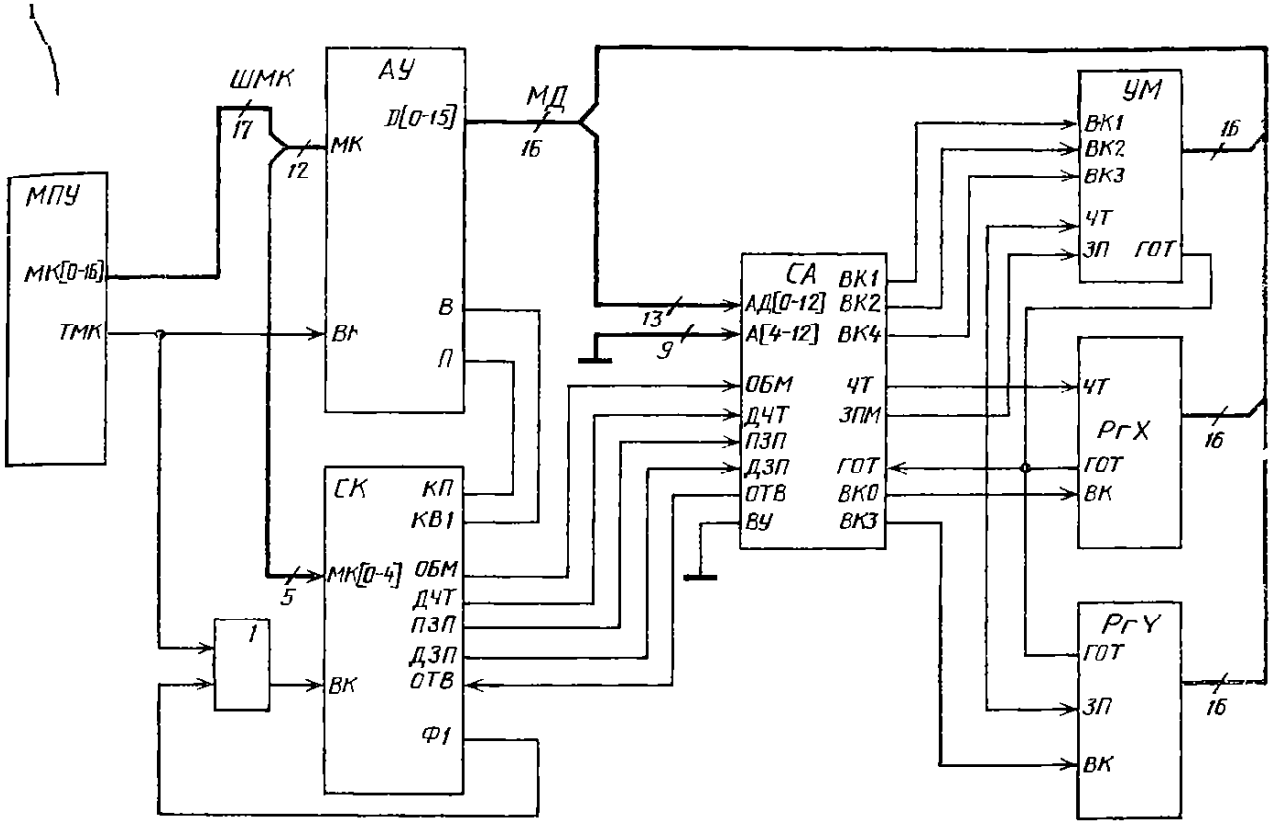


Рис. 4.15. Структурная схема РЦФ с внешним умножителем

его содержимое на единицу командой INC R5, вводим в РгА УМ значение коэффициента В, а после этого, увеличивая адрес на единицу, записываем в РгВ УМ содержимое R1 и производим прием старшей части результата умножения из РгП2, выполняя тем самым команду MUL R1, B. Перед следующим умножением содержимое R5 уменьшаем на два двукратным выполнением команды DEC R5 и производим ввод значения коэффициента А, содержимого R0 в РгА и РгВ и прием результата из РгП2 аналогично предыдущей операции, выполняя тем самым команду MUL R0, A. Формирование адреса РгУ после этого будет заключаться в увеличении содержимого R5 на единицу. Значения коэффициентов формируются в аккумуляторе микрокомандами MOV # X, A_i. Пересылка адреса по МД увеличивает время обработки сигнала РЦФ.

На рис. 4.16 приведен вариант построения контроллера ВУ, позволяющего повысить быстродействие процессора РЦФ. Для управления контроллером ВУ используются три старших разряда ШМК, причем разряды МК13 и МК14 определяют адрес регистра ВУ (см. табл. 4.16), а состояние МК12 — направление передачи данных. Чтение данных происходит при состоянии МК12, соответствующем уровню лог. 1. При этом элемент D1.1 вырабатывает импульс $\overline{\text{ЧТ}}$. Выставив данные, ВУ сообща-

Таблица 4.16

Регистр ВУ	Адрес
РгХ	00
РгА	01
РгВ (РгП2)	10
РгУ	11

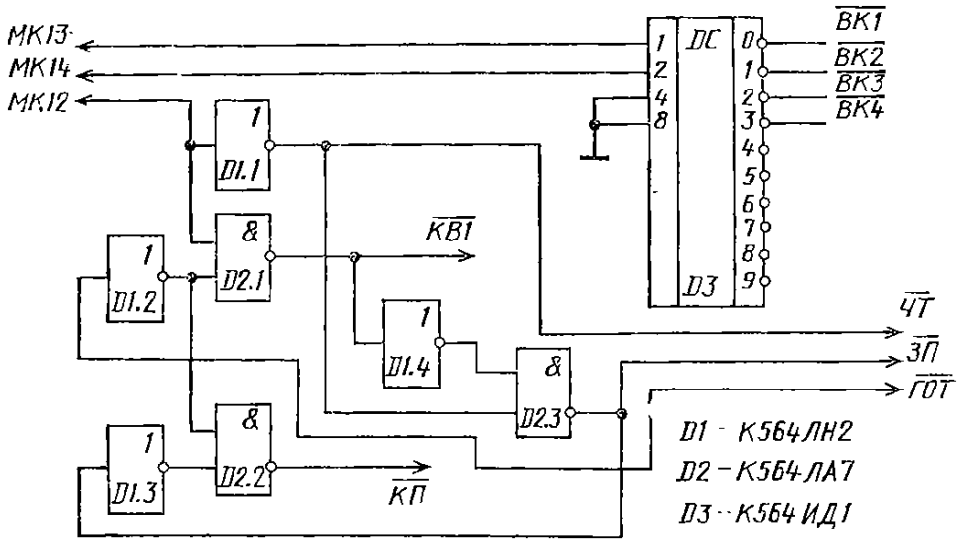


Рис. 4.16. Функциональная схема контроллера ВУ

ет об этом сигналом $\overline{\text{ГОТ}}$, в результате чего элемент D2.1 вырабатывает импульс $\overline{\text{КВ1}}$, разрешающий АУ принять данные. При поступлении следующей микрокоманды с МК12=0 снимаются сигналы $\overline{\text{ЧТ}}$ и $\overline{\text{ГОТ}}$. Если при этом микрокоманды предусматривают выдачу данных из АУ, последнее выставляет сигнал $\overline{\text{КВ1}}$ и элемент D2.3 формирует импульс $\overline{\text{ЗП}}$. Приняв данные, ВУ отвечает сигналом $\overline{\text{ГОТ}}$, что вызывает формирование элементом D2.2 импульса $\overline{\text{КП}}$ для АУ, завершаюшего обмен данными. Выбор регистра ВУ осуществляет дешифратор D3 посредством сигналов ВК [1—4].

Таблица 4.17

Мнемокод команды АУ	Разряды управления ВУ			Мнемокод команды АУ	Разряды управления ВУ		
	МК12	МК13	МК14		МК12	МК13	МК14
MOV PrX, R3	1	0	0	MOV#X, A_3	0	X	X
MOV#X, A_1	0	X	X	MOV#X, A_4	0	X	X
MOV#X, A_2	0	X	X	MOV A, R5	0	X	X
MOV#X, A_3	0	X	X	MOV R5, PrA	0	0	1
MOV#X, A_4	0	X	X	MOV R0, PrB	0	1	0
MOV A, R5	0	X	X	NOP	0	X	X
MOV R5, PrA	0	0	1	MOV PrП2, R0	1	1	0
MOV R1, PrB	0	1	0	MOV R4, A	0	X	X
NOP	0	X	X	ADD A, R0	0	X	X
MOV PrП2, R4	1	1	0	MOV R3, A	0	X	X
MOV R4, A	0	X	X	SUB A, R0	0	X	X
MOV A, R0	0	X	X	MOV R0, A	0	X	X
MOV R3, A	0	X	X	SUB, R2, A	0	X	X
ADD A, R0	0	X	X	MOV R, PrY	0	1	1
MOV A, R2	0	X	X	MOV R1, A	0	X	X
SUB A, R0	0	X	X	MOV A, R2	0	X	X
MOV#X, A_1	0	X	X	MOV R0, A	0	X	X
MOV#X, A_2	0	X	X	MOV A, R1	0	X	X

Введение адреса ВУ непосредственно в микрокоманду обеспечивает более высокое быстродействие. В табл. 4.17 приведена программа, описывающая работу полосового звена ЦФ согласно рассмотренному ранее алгоритму (см. рис. 4.11). Основу примененной системы команд составляют микрокоманды табл. 4.13, код которых увеличен на три разряда с целью управления ВУ. Программа занимает объем памяти 36 15-разрядных слов. Время выполнения программы составляет 43 мкс.

4.3. РЕАЛИЗАЦИЯ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОГО ПОРЯДКА

Аппаратурная реализация ЦФ высокого порядка в отличие от рассмотренных в § 4.2 устройств требует применения внешней оперативной памяти. Основное назначение внешнего ОЗУ (в дальнейшем просто ОЗУ) — хранение задержанных на такт отсчетов сигнала. Результаты промежуточных расчетов и выборки входного и выходного сигналов, т. е. величины, наиболее часто используемые при вычислениях, целесообразно хранить в РОН АУ, доступ к которым осуществляется наиболее просто и быстро.

Большой объем вычислений, требуемых для получения значения отсчета сигнала на выходе РЦФ высокого порядка, предусматривает в большинстве случаев применение аппаратного умножителя. Таким образом, с учетом входного и выходного регистров данных АУ должно производить обмен с четырьмя ВУ. Кроме того, обмен с УМ требует обращения к двум регистрам. Ячейки ОЗУ можно рассматривать также как совокупность некоторого числа регистров, что обусловливает применение более развитой системы адресации и усложнение схемы контроллера ВУ. Последний может быть реализован по принципу, использованному в схеме рис. 4.16. Такое техническое решение обладает наибольшим быстродействием, поскольку обращение к любому из регистров ВУ, как и к одному из РОН, выполняется за один такт. Однако при этом усложняется схема дешифратора и увеличивается разрядность ШМК, а следовательно, и объем ПЗУ МК.

Сокращение разрядности ШМК может быть получено в результате объединения адресной шины ВУ с МД. Другими словами, адрес ВУ передается по МД подобно тому, как это было сделано в § 4.2. Контроллер ВУ при этом может быть простроен на базе БИС СК, СА и КЗУ. Управление УМ, РгХ, РгУ осуществляет СА аналогично рассмотренному ранее (см. рис. 4.16). Для организации обмена данными между АУ и модулем ОЗУ по МД под управлением СК применен КЗУ К588ВГ2 (рис. 4.17).

Выбор ячейки памяти ОЗУ, участвующей в обмене информацией с АУ, производится предварительной подачей ее адреса по МД. Три старших разряда АД [13—15] служат для выбора модуля ОЗУ, что позволяет подключать к МД восемь идентичных модулей. Адрес модуля ОЗУ А [13—15] может быть установлен произвольно. Однако при этом следует принять во внимание сле-

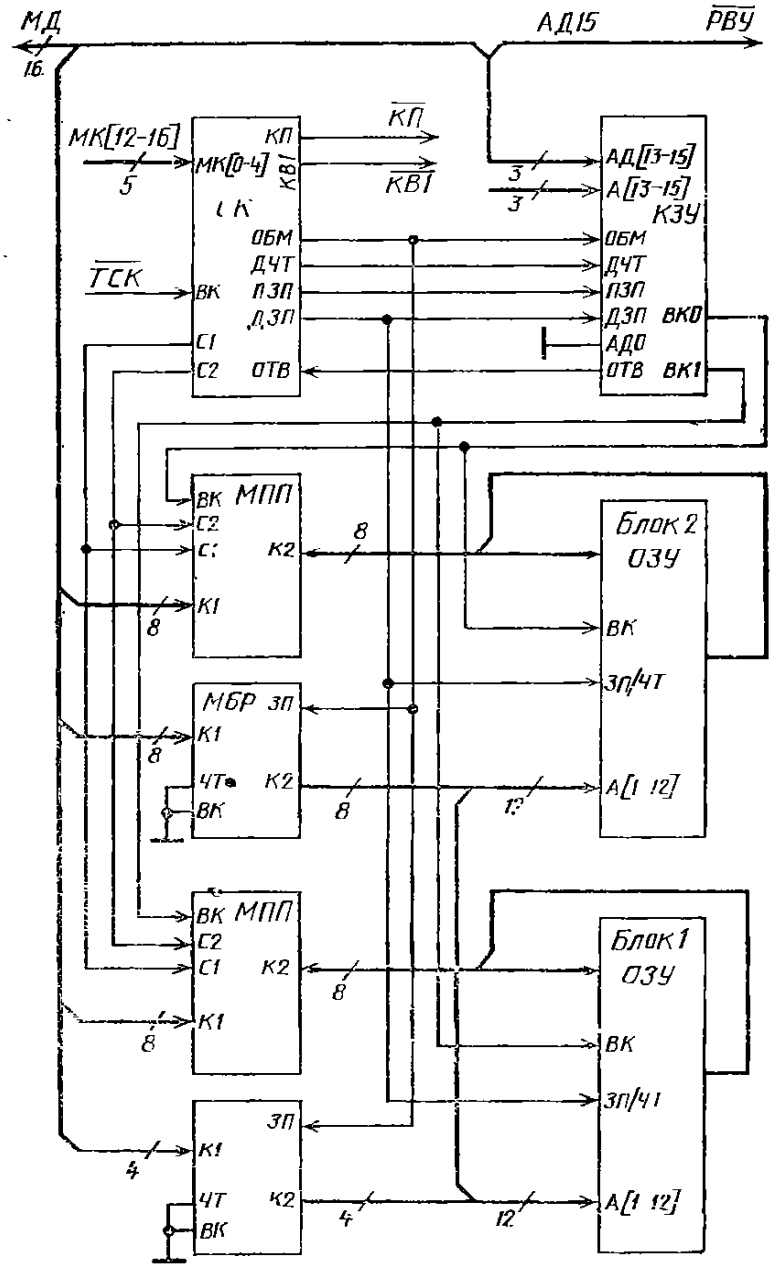


Рис. 4.17. Функциональная схема модуля ОЗУ со схемой управления

дующий факт. Селектор адреса, управляющий работой УМ и регистров ввода-вывода (рис. 4.15), будет при некоторых адресах подключать к МД одно из устройств одновременно с некоторой ячейкой ОЗУ. При передаче данных от ВУ к АУ этот эффект недопустим, поскольку происходит искажение передаваемой информации. Наиболее простым выходом из сложившейся ситуации является отключение вывода ВУ селектора адреса от общей шины и подача на него уровня лог. 0 лишь при обращении к регистрам УМ, РгХ или РгУ. С этой целью вырабатывается сигнал $\overline{\text{РВУ}}$, в качестве которого может быть использовано состояние старшего разряда АД15. Обращение к ОЗУ будет производиться в случае АД15=1, а состояние лог. 0 данного разряда соответствует обращению к другим ВУ.

Обмен данными между ВУ (в том числе и модулем ОЗУ) начинается с цикла передачи адреса по МД, в СК появляется сигнал ОБМ=0. Данный сигнал производит запись адреса в МБР, который затем выдается через канал К2 на адресную шину модуля ОЗУ, после чего начинается непосредственно цикл ввода-вывода информации. При этом КЗУ, зафиксировав обращение к данному модулю ОЗУ, выставляет сигналы ВК0, ВК1, осуществляющие выбор кристаллов блоков ОЗУ. Одновременно с этим данные сигналы организуют связь между шиной данных блоков и МД через МПП. Направление передачи задает комбинации сигналов на входах С1, С2 МПП. При наличии сигнала ДЗП=0 произво-

дится запись данных в ОЗУ, в противном случае — их чтение. Время обмена определяют параметры RC-цепей, подключенных к соответствующим выводам КЗУ и БИС СК.

Применение ОЗУ для хранения задержанных на такт отсчетов позволяет высвободить большинство РОН. Отсюда существует возможность задействовать два РОН для хранения и формирования адресов ВУ, причем один из регистров используется для хранения адресов ячеек памяти ОЗУ, а другой — для хранения адресов регистров УМ, РгХ и РгУ.

При рассмотрении программы, по которой вычисление значения выборки сигнала на выходе полосового звена второго порядка (см. табл. 4.17) можно заметить большой удельный вес в процедуре задания значений коэффициентов посредством MOV#X, A_i. Наличие ОЗУ позволяет записать коэффициенты в свободных ячейках на этапе выполнения программы начальной установки и осуществлять их выборку как обычных регистров ВУ.

В РЦФ обращение ко всем регистрам ВУ происходит в строго заданной последовательности. Это позволяет при формировании адреса ВУ использовать простые операции инкремента и декремента. Подобный способ формирования адреса подробно был рассмотрен выше. Он предусматривает выполнение значительного объема вычислений при формировании адреса, которые не относятся непосредственно к алгоритму цифровой фильтрации, что естественно приводит к уменьшению быстродействия. В этой ситуации при наличии незадействованных ячеек памяти можно использовать косвенное обращение к регистрам ВУ. С этой целью в ранее зарезервированные ячейки ОЗУ на этапе выполнения программы начальной установки заносятся адреса ВУ. Порядок размещения адресов соответствует порядку обращения к соответствующим регистрам ВУ. Суть построения такой таблицы легко уяснить при рассмотрении табл. 4.18, составленной для полосового звена второго порядка (см. рис. 2.8). Данные из таблицы адресов выбираются перед обращением к ВУ по адресу, хранящемуся в одном из РОН в цикле ввода данных по МД. Этот регистр в дальнейшем будем называть индексным. Формирование адреса в индексном регистре осуществляется достаточно просто и заключается в увеличении на единицу его содержимого перед выбором нового значения из таблицы адресов. Считанная по МД информация может быть

Таблица 4.18

Косвенный адрес	Регистр ВУ	Косвенный адрес	Регистр ВУ
0 0 0 0	Ячейка z_1	0 1 1 0	Коэффициент A
0 0 0 1	Ячейка z_2	0 1 1 1	РгА УМ
0 0 1 0	РгХ	1 0 0 0	РгВ (РгП2) УМ
0 0 1 1	Коэффициент B	1 0 1 0	Ячейка z_2
0 1 0 0	РгА УМ	1 0 1 1	Ячейка z_1
0 1 0 1	РгВ (РгП2) УМ		

занесена в один из РОН и в дальнейшем использована в качестве адреса при обращении к конкретному ВУ. Применение косвенной адресации позволяет сократить время формирования адреса ВУ и тем самым повысить быстродействие ЦФ в целом. Однако несмотря на некоторое сокращение времени вычисления выборки выходного сигнала при высоком порядке фильтра диапазон рабочих частот ЦФ все еще остается достаточно узким. Так, при порядке фильтра $N=20$ максимальная частота дискретизации $f_{д\,max}=500$ Гц, что обеспечивает обработку сигналов с частотой не выше 150... 200 Гц.

Ранее был использован прием повышения быстродействия процессора ЦФ, связанный с отказом от программной реализации ряда выполняемых им функций и переходом к их аппаратурной реализации (см. рис. 4.13). Применительно к РЦФ высоких порядков на аппаратурную часть может быть возложена функция формирования адреса ВУ. При небольшом объеме ОЗУ адрес регистра ВУ, участвующего в обмене данными, может быть введен в код микрокоманды за счет увеличения разрядности ШМК. Однако такой подход не всегда оправдан ввиду увеличения объема ПЗУ МК. Поэтому целесообразнее не вводить адрес ВУ в микрокоманду, а формировать его аппаратным путем. Рассмотрим варианты реализации формирователя адреса ВУ, являющиеся аппаратурными аналогами прямого и косвенного методов адресации.

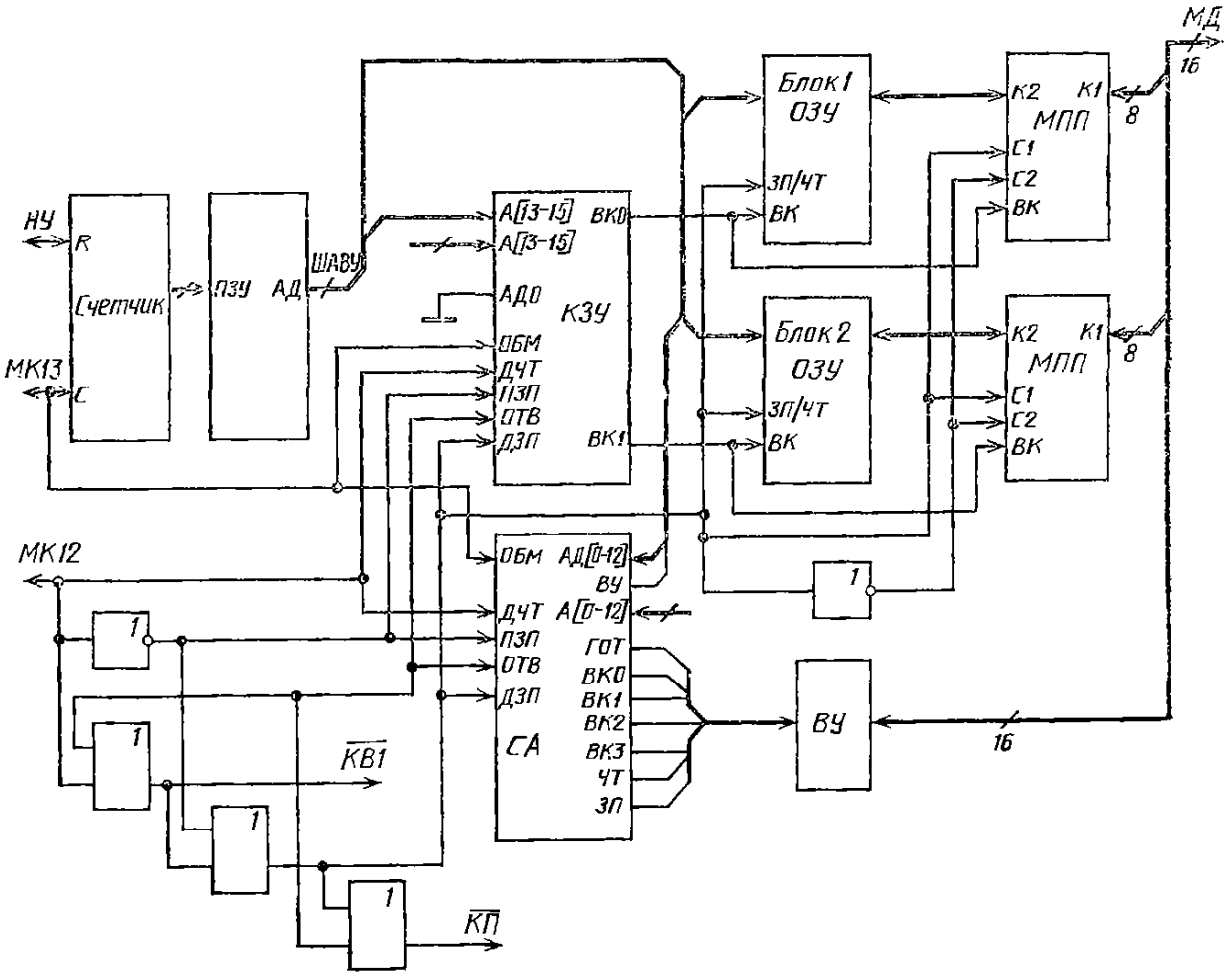


Рис. 4.18. Структурная схема контроллера ВУ, реализующего косвеиный метод адресации

Наиболее просто может быть организован контроллер ВУ с спользованием косвенного метода адресации (рис. 4.18). Роль таблицы адресов в этом случае выполняет ПЗУ адресов ВУ (ПЗУ АД), выходы которого образуют адресную шину ВУ (ШАВУ). Выбор информации из ПЗУ АД происходит согласно адресу, поступающему с двоичного счетчика, коэффициент пересчета которого равен числу обращений к регистрам ВУ в интервале вычислений одного отсчета на выходе ЦФ. Таким образом, счетчик выполняет роль индексного регистра. Для управления контроллером ВУ используются два старших разряда кода микрокоманды МК [12, 13]. Состояние разряда МК12 задает направление обмена данными. При МК12=0 происходит передача данных от ВУ к АУ, а МК12=1 определяет запись данных в один из регистров ВУ. Обмен данными сопровождается появлением на выходе старшего разряда микрокоманды МК13 уровня лог. 0. Данный сигнал устанавливает режим обмена данными для КЗУ и СА (ОБМ=0). Если при этом установлен режим считывания данных из ВУ (ДЧТ=0), то происходит подключение к МД выбранного регистра ВУ. После того, как информация будет выставлена на МД, КЗУ или СА формирует сигнал ОТВ=0, который, в свою очередь, вызывает формирование импульса КВ1, поступающего на АУ. При записи информации в регистр ВУ импульс КВ1 выставляет АУ. Если при этом МК12=1, то формируется импульс ДЗП=0 и происходит запись данных в выбранный регистр, по окончании которой формируются сигналы ОТВ=0 и КП=0, завершая обмен данными по квитированию. Окончание действия микрокоманды, предусматривающей обмен данными между АУ и ВУ, сопровождается восстановлением на выводе МК13 уровня лог. 1. По фронту данного сигнала происходит приращение состояния счетчика на единицу, что вызывает появление на ШАВУ адреса регистра ВУ, участвующего в следующем обмене.

По сравнению со схемой, приведенной на рис. 4.17, рассмотренная реализация обладает более высоким быстродействием и требует меньшего объема ПЗУ МК за счет сокращения числа микрокоманд, необходимых для реализации алгоритма цифровой фильтрации, и уменьшения разрядности кода микрокоманды

Прямой метод адресации в отличие от косвенного не нуждается в табличной записи адресов, а следовательно, в дополнительном ПЗУ. Данный метод требует при формировании следующего адреса выполнять операции приращения текущего адреса, а также его уменьшения. Если приращение или уменьшение адреса происходит на единицу, адрес может формироваться с помощью реверсивного счетчика. При этом возможно лишь раздельное формирование адреса для модуля ОЗУ и других ВУ (регистров УМ, РгХ, РгУ). Адрес регистров УМ, РгХ и РгУ целесообразно включить непосредственно в код микрокоманды. Схема контроллера, управляющего их работой, приведена на рис. 4.16. Рассмотрим контроллер модуля ОЗУ, реализующий прямой метод адресации.

При каскадной реализации РЦФ алгоритм работы звена второго порядка требует двукратного приращения на единицу некоторого стартового адреса с целью ввода в РОН содержимого двух ячеек ОЗУ, осуществляющих хранение задержанных на такт отсчетов сигнала. При окончании вычисления значения сигнала на выходе звена происходит запись из РОН в ячейку ОЗУ. Адреса ячеек при этом получаются вычитанием единицы из значения текущего адреса. После этого необходимо сформировать стартовый адрес для ячеек ОЗУ следующего звена. Это можно сделать, вновь увеличив на два значения текущего адреса. Таким образом, значение адреса модуля ОЗУ должно увеличиваться на единицу при чтении из него данных и уменьшаться на единицу перед их записью.

Данный принцип формирования адреса использован при построении контроллера модуля ОЗУ, изображенного на рис. 4.19. В основе данного устройства лежит двоичный реверсивный счетчик (СТ), который может быть выполнен, например, на микросхеме К564ИЕ11. Контроллер предназначен для совместной работы с устройством, схема которого приведена на рис. 4.16. Однако для исключения возможности срабатывания контроллера ВУ при обращении к модулю ОЗУ старшие входные разряды дешифратора D3 необходимо отключить от общей шины и подать на них инвертированный сигнал МК15. Тогда в случае МК15=0 происходит обращение только к модулю ОЗУ. Если при этом МК12=1, что соответствует режиму считывания данных из ОЗУ, состояние счетчика, формирующего адрес, увеличивается на единицу. При записи данных предварительно уменьшается адрес ячейки ОЗУ. Выход на стартовый адрес для следующего звена происходит в случае выполнения псевдоопераций чтения данных из ОЗУ в любой незадействованный РОН АУ.

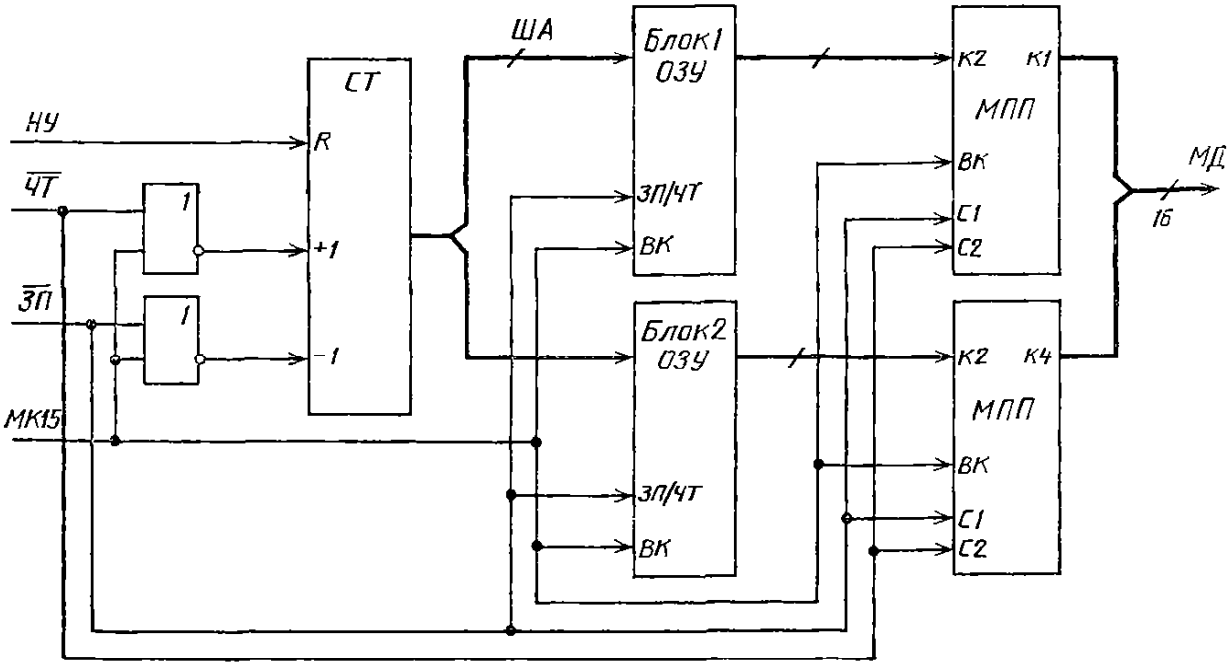


Рис. 4.19. Структурная схема контроллера модуля ОЗУ, реализующего прямой метод адресации

Рассмотренная реализация контроллера ВУ при расчете выборки сигнала на выходе одного звена второго порядка требует выполнить на две операции больше по сравнению с реализацией, использующей косвенный метод адресации (рис. 4.18). В то же время прямой метод адресации позволяет избежать применения дополнительного ПЗУ, однако при этом требуется увеличить на два разряда код микрокоманды. В этой ситуации выбор того или иного способа реализации можно сделать в зависимости от применяемой элементной базы.

На практике часто требуется реализовать РЦФ, состоящий из каскадного включения N однотипных звеньев. В этом случае имеется возможность существенного сокращения объема ПЗУ МК. Это может быть достигнуто, например, за счет оформления фрагмента программы вычисления сигнала на выходе i-го звена в виде подпрограммы. При построении процессора ЦФ, обладающего возможностью обращения к подпрограмме, в качестве БОД можно использовать схему, приведенную на рис. 4.14, а контроллер ВУ реализовать по одной из рассмотренных в данном параграфе схем.

Наличие внешнего ОЗУ позволяет применить рекуррентный алгоритм (рис. 2.23) и добиться при этом сокращения аппаратурных затрат по сравнению с реализацией, использующей обращение к подпрограмме. Блок-схема алгоритма обработки сигнала i-м звеном ЦФ приведена на рис. 4.20. Нетрудно видеть, что для выполнения вычислений по данному алгоритму требуется выполнение команд условного перехода (условного пропуска) и определение номера звена, производящего обработку сигнала в данный момент.

Структурная схема процессора ЦФ, предназначенного для работы по рекуррентному алгоритму, приведена на рис. 4.21. Ре-

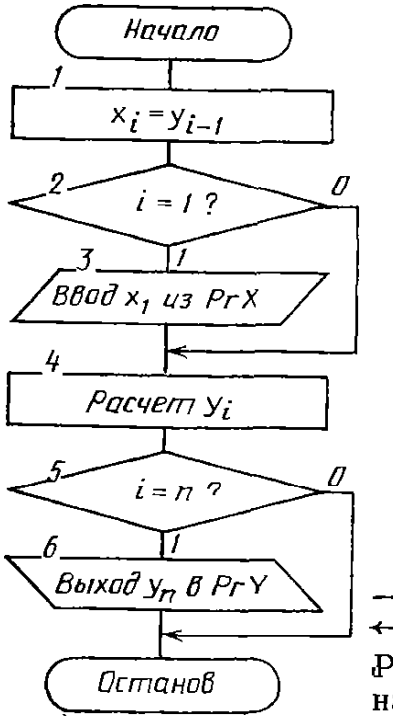


Рис. 4.20. Блок-схема алгоритма обработки сигнала звеном ЦФ

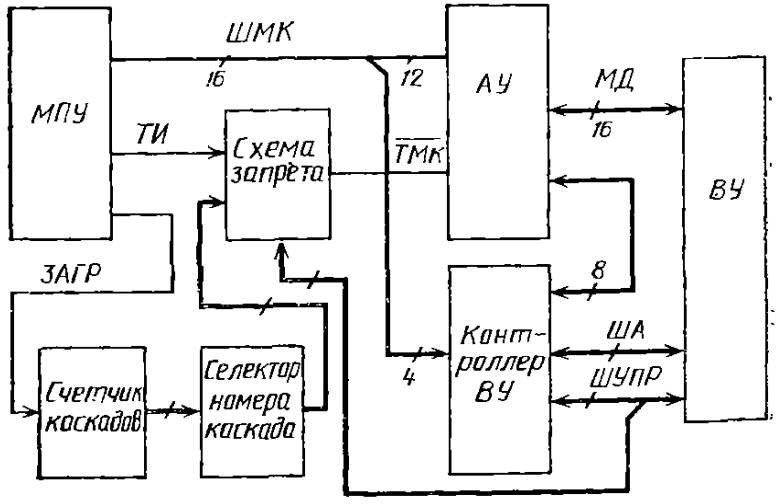


Рис. 4.21. Структурная схема процессора ЦФ, реализующего рекуррентный алгоритм

ализация МПУ, АУ и контроллера ВУ была рассмотрена ранее, поэтому остановимся на вопросе практического исполнения схемы, осуществляющей условный пропуск команд обмена с РгХ и РгУ. Данная схема включает счетчик с коэффициентом пересчета, равным числу звеньев, селектор номера звена и схему запрета формирования импульса $\overline{\text{ТМК}}$, сопровождающего микрокоманду для АУ. Управление работой схемы условного пропуска команд обмена осуществляется сигналами контроллера ВУ, поступающими по шине управления (ШУПР). На рис. 4.22 изображена функциональная схема рассматриваемого устройства для реализации РЦФ, содержащего шестнадцать каскадов.

Схему запрета формирования импульса $\overline{\text{ТМК}}$ образуют элементы D3.2, D4, D5. Импульсы $\overline{\text{ТМК}}$ формируются элементом D4.4 по приходу тактовых импульсов ТИ, поступающих с МПУ, при наличии на выходе элемента D3.2 уровня лог. 1. Данный уровень обеспечивает элемент D4.1 в случае поступления микрокоманд, не требующих обмена с РгХ или РгУ. При этом на выходах ВК0 и ВК3 контроллера ВУ (см. рис. 4.19) отсутствуют уровни лог. 0, и на один из входов D3.2 поступает уровень лог. 0. Появление одного из сигналов ВК0 или ВК3 запрещает формирование сигнала разрешения от элемента D4.1. Разрешение формирования импульса $\overline{\text{ТМК}}$ может быть получено теперь лишь при выполнении некоторых условий. В момент прихода импульса НУ, поступающего с устройства МПУ, на всех выходах счетчика D1 устанавливаются уровни лог. 0. Данное состояние счетчика соответствует моменту вычисления сигнала на выходе первого каскада. На выходе дешифратора D2, D5.1 появляется уровень лог. 0. Если при этом встречается команда, предусматривающая ввод данных из РгХ (импульс $\overline{\text{ВК0}}$ поступил), элементы D5.2 и D4.2 обеспечивают формирование сигнала разрешения на выходе D3.2.

По окончании программы СОКП МПУ (см. рис. 4.10) форми-

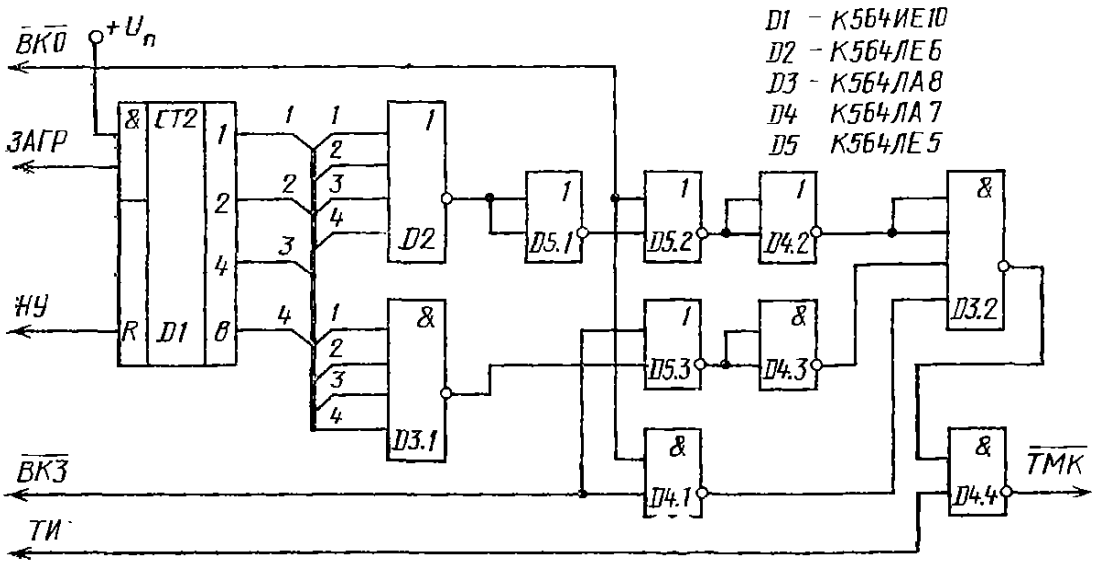


Рис. 4.22. Функциональная схема устройства условного пропуска команд обмена

рует импульс ЗАГР, по фронту которого происходит приращение состояния счетчика на единицу. В случае обработки сигнала промежуточными звеньями будет запрещен обмен данными с РгХ и РгУ даже при поступлении соответствующих команд. Формирование $\overline{\text{ТМК}}$ будет вновь разрешено, когда все выходы счетчика будут установлены в состояние лог. 1, т. е. при выполнении расчетов для последнего звена. В этом случае на выходе D3.1 будет присутствовать уровень лог. 0 и при поступлении сигнала $\overline{\text{ВКЗ}}$ элементы D5.3, D4.3 обеспечивают разрешение формирования импульса $\overline{\text{ТМК}}$. Рассмотренная схема РЦФ позволяет реализовать фильтры с $f_{д\,max} = 18/N$, где $f_{д\,max}$, кГц.

4.4. РЕАЛИЗАЦИЯ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫХ И УНИВЕРСАЛЬНЫХ ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ

Наиболее просто с точки зрения аппаратурной реализации может быть выполнена масштабная перестройка ЦФ за счет изменения частоты дискретизации. Если при этом для любых двух соседних значений ω_{i+1} и ω_i некоторой граничной частоты выполняется соотношение $\omega_{i+1}/\omega_i = k$, где k — целое число, можно использовать один тактовый генератор, применив делитель частоты следования его импульсов. Если $k = 2^l$, формирователь тактовых импульсов ТИ для МПУ может быть реализован, как показано на рис. 4.23. Импульсы ТГ, вырабатываемые тактовым генератором, поступают на вход счетчика D1, который осуществляет деление частоты их следования. Мультиплексор D2 выбирает в качестве ТИ результат деления с одного из выходов счетчика согласно коду заданных частот среза ПР [0—2]. Если k может принимать любое целое положительное значение, в качестве формирователя ТИ целесообразно применить делитель с переменным коэффициентом деления, использовать для этой цели микросхему К155ИЕ8 [14].

Помимо масштабной перестройки изменением частоты дискретизации можно осуществить и полумасштабную перестройку. Очевидно, что полумасштабную перестройку РЦФ, реализованного на одном процессоре, невозможно выполнить путем изменения частоты следования ТИ, поскольку при этом часть фильтра должна работать с постоянной частотой дискретизации. Данный вид перестройки можно осуществить, применив селектор выборок сигнала (рис. 2.24). В качестве процессора ЦФ (в зависимости от сложности проектируемого фильтра) может быть выбрана одна из рассмотренных выше реализаций, в схему которой необходимо

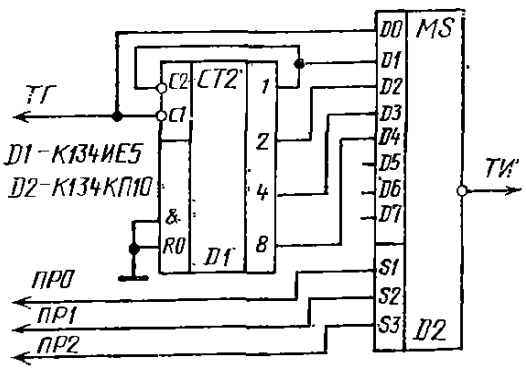


Рис. 4.23. Функциональная схема формирователя тактовых импульсов

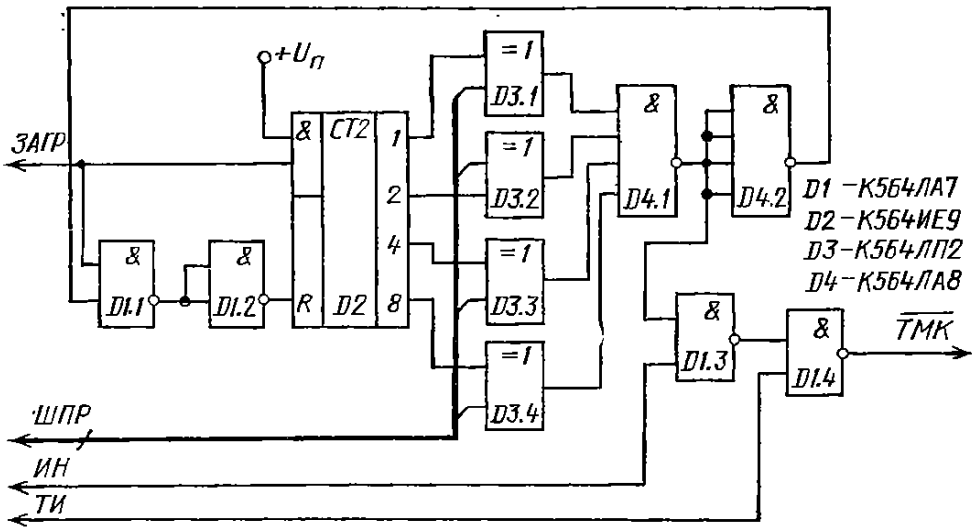


Рис. 4.24. Селектор выборок сигнала

ввести устройство условного пропуска микрокоманд. Схема такого устройства приведена на рис. 4.24. Импульсы $\overline{\text{ТМК}}$, поступающие на АУ, вырабатываются непрерывно при работе звеньев фильтра, формирующих фиксированную частоту среза. При этом сигнал инициализации ИН соответствует уровню лог. 0. Микрокоманды, относящиеся к программе обработки сигнала звеньями фильтра, формирующими регулируемую частоту среза, сопровождаются сигналом ИН=1.

Формирование $\overline{\text{ТМК}}$ будет происходить теперь лишь при наличии уровня лог. 0 на выходе элемента D4.1, т. е. при совпадении кода требуемой частоты среза, поступающего по шине ШПР, и кода на выходе счетчика. Счетчик с коэффициентом пересчета, равным k, выполнен на элементах D1.1, D1.2, D2 и D4.2. Он подсчитывает импульсы ЗАГР, поступающие с СОКП устройства МПУ. Совпадение кодов будет наблюдаться по поступлению каждого k-го импульса. Изменение кода на ШПР вызывает изменение коэффициента k, а следовательно, и одной из частот среза.

Рассмотрим далее аппаратурную реализацию перестраиваемых РЦФ, использующих принцип управления частотными характеристиками за счет изменения значений коэффициентов передаточной функции. Предположим, что значения коэффициентов, соответствующие различным частотам среза, заранее вычислены и записаны в ПЗУ в двоичном коде. Код адреса поступает на ПЗУ коэффициентов по двум шинам (рис. 4.25). В качестве старших разрядов адреса используется код требуемых частот среза, а младшие разряды определяют один из коэффициентов A_i, B_i фильтра. Этот адрес может быть сформирован на ШАВУ одним из описанных ранее способов. Если при решении разностных уравнений умножение на каждый коэффициент выполняется за период

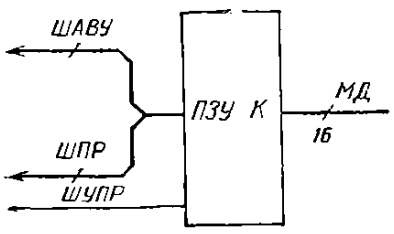


Рис. 4.25. Организация адресации для ПЗУ коэффициентов

квантования только один раз, то младшие разряды адреса ПЗУ могут быть легко сформированы с помощью прямого метода адресации аппаратурными средствами. Действительно, в этом случае значения коэффициентов выбираются из ПЗУ строго последовательно и код младшей части адреса может быть получен на выходе обычного двоичного счетчика, осуществляющего подсчет обращений к ПЗУ коэффициентов. Коэффициент пересчета счетчика устанавливается равным общему числу коэффициентов РЦФ.

Для управления ПЗУ коэффициентов можно применить контроллер ВУ (см. рис. 4.16), введя в него некоторые дополнения. Дешифратор D3 должен формировать дополнительно сигнал выбора ПЗУ коэффициентов $\overline{\text{ВК4}}$. С этой целью необходимо ввести в микрокоманду еще один дополнительный разряд.

Шина управления ПЗУ коэффициентов включает в себя сигналы $\overline{\text{ВК4}}$, $\overline{\text{ЧТ}}$ и $\overline{\text{ГОТ}}$. По сигналу $\overline{\text{ВК4}}$ происходит подключение выходов ПЗУ к МД, информация на которую выдается в момент прихода сигнала $\overline{\text{ЧТ}}$. Окончив передачу, ПЗУ коэффициентов формирует сигнал $\overline{\text{ГОТ}}$.

Расширение функциональных возможностей процессора ЦФ за счет организации обмена с ПЗУ коэффициентов позволяет реализовать на его основе РЦФ практически с любым видом частотных характеристик. В связи с этим при обработке сигнала по рекуррентному алгоритму (см. § 2.3) имеется возможность записи в ПЗУ МК универсальной программы, удовлетворяющей различным типам РЦФ.

Изображенную на рис. 2.6,*ж* структуру ЦФ можно использовать для построения как ФНЧ, так и ФВЧ. Переход от одного типа фильтра к другому осуществляется заменой операции сложения операцией вычитания. Учтем тот факт, что вычитание из некоторого числа x числа y эквивалентно суммированию x с дополнительным кодом y. Отсюда смена вида частотных характеристик возможна за счет организации условного пропуска микрокоманды дополнения, входящей в состав системы команд АУ. Другими словами, микрокоманда дополнения, предшествующая команде сложения, должна быть выполнена лишь при реализации ВЧ-звена. Принципы организации условного пропуска микрокоманды были подробно изложены в предыдущих параграфах.

Более широкими возможностями обладает реализация универсального звена с коммутируемыми входами или выходами. С точки зрения аппаратурной реализации структуры с многомерными входом и выходом (см. рис. 2.14) практически идентичны. Поэтому рассмотрим вопросы реализации РЦФ, построенного в виде каскадного соединения универсальных звеньев со структурной схемой, изображенной на рис. 2.21,*е*. Блок-схема алгоритма его работы приведена на рис. 4.26. Он предусматривает использование команд условного пропуска ввода-вывода данных и команды

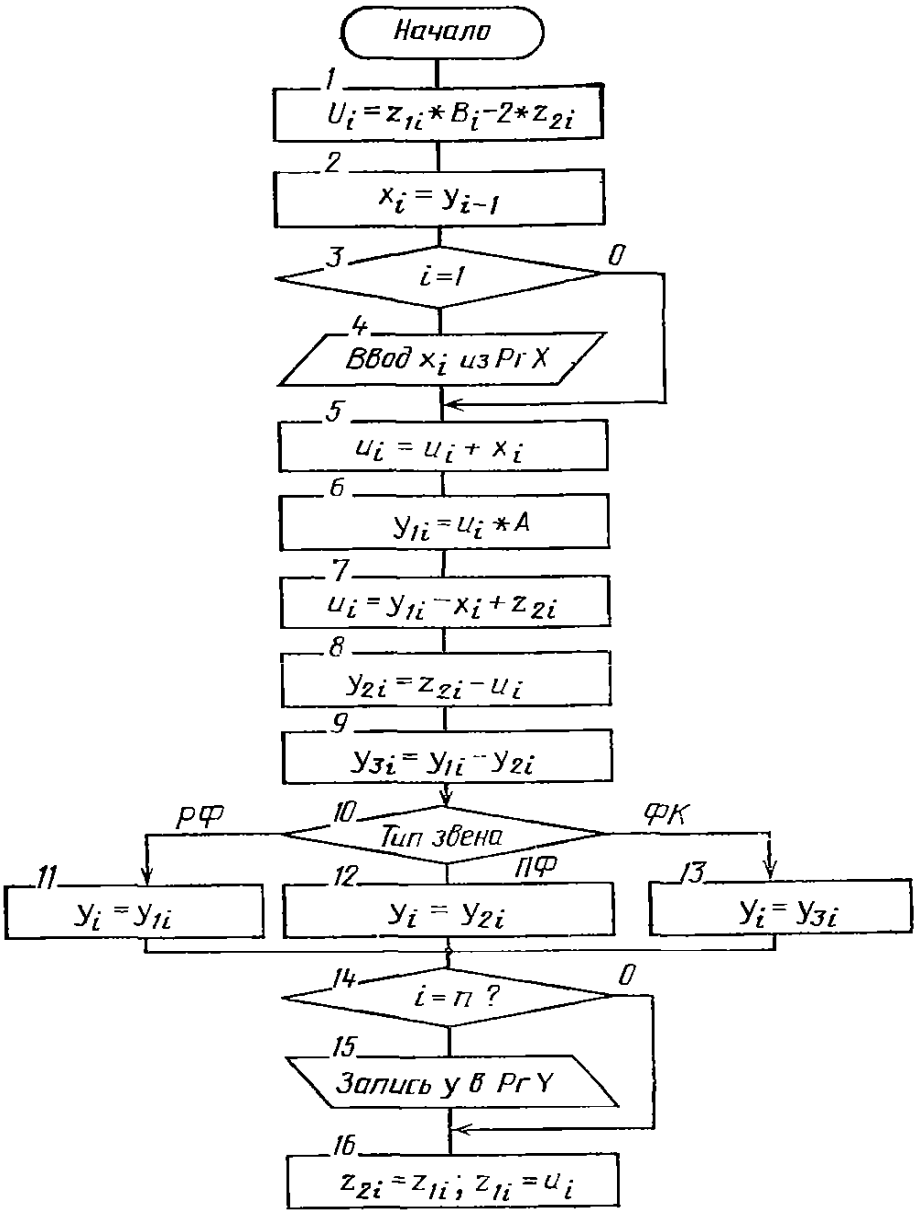


Рис. 4.26. Блок-схема алгоритма работы универсального звена

условного присвоения. Реализация пропуска команд ввода из РгX и вывода в РгY в зависимости от номера, обрабатывающего сигнал звена, приведена на рис. 4.21.

Команда условного присвоения осуществляется набором команд условного пропуска, этапы 11—13 алгоритма (рис. 4.26) — последовательностью команд

MOV R_j, A;
MOV R_k, A;
MOV R_l, A.

Тогда этап 10, связанный с условным выполнением одной из этих команд, можно заменить условным пропуском двух других. Схема устройства, выполняющего данную функцию, показана на рис. 4.27.

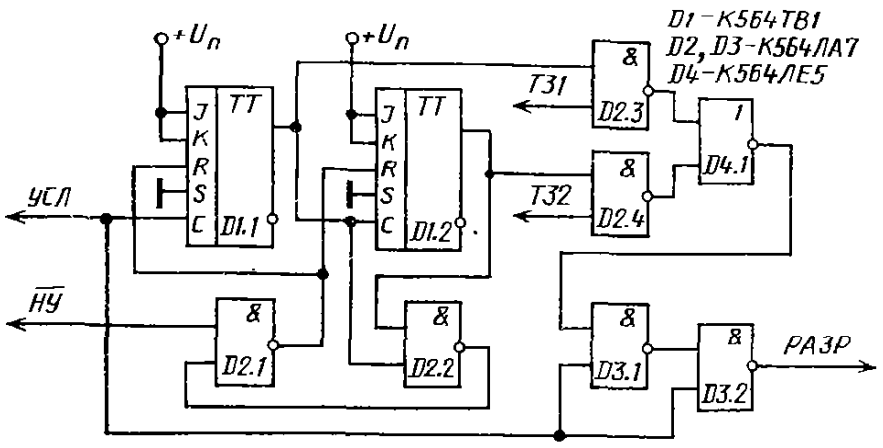


Рис. 4.27. Устройство условного пропуска команд присвоения

Уровень лог. 0 на выводе УСЛ обеспечивает формирование элементом D3.2 сигнала разрешения РАЗР выполнения микрокоманды. Микрокоманды условного пропуска операции присвоения сопровождаются сигналом УСЛ=1. Схема, выполненная на элементах D2.3, D2.4, D4.1, сравнивает код типа звена (T31, T32) с кодом на выходе счетчика D1, D2.1, D2.2. При их совпадении на выходе элемента D3.1 появляется уровень лог. 0, разрешая элементу D3.2 сформировать сигнал РАЗР. Тем самым обеспечивается выполнение требуемой микрокоманды присвоения. При по-

Таблица 4.19

Мнемокод микрокоманды	Пояснение	Мнемокод микрокоманды	Пояснение
MOV M_{2i-1}, R1	Ввод z_{1i} из ОЗУ	SUB A, R0	
MOV M_{2i}, R2	Ввод z_{2i} из ОЗУ	MOV R2,A	
MOV РгЗ1, R15	Ввод B_i из ПЗУ коэффициентов	ADD A, R0	
		MOV R2, A	
MOV R1, РгА	Выполиение операции умножения	MOV A, R12	
MOV R15, РгВ		MOV R0, A	
MOV R2, A		SUB 4, R12	
MOV РгП2, R0		MOV R11, A	
SUB A, R0		MOV A, R13	
MOV R4, A		MOV R12, A	
MOV A, R3		SUB A, R13	
MOV РгХ, R3	Условный ввод	MOV R11, A	Условное присвоение
MOV R3, A		NOP	
ADD A, R0		MOV R12, A	То же
MOV Рг32, R15	Ввод A_i из ПЗУ коэффициентов	NOP	
MOV R15, РгВ		MOV R13, A	—»—
MOV R15, РгА	Выполнение операции умножения	MOV A, R4	
NOP		MOV R4, РгУ	Условный вывод
MOV РгП2, R11		MOV R1, M_{2i-1}	Запись z_{1i} в ОЗУ
MOV R11, A		MOV R0, M_{2i}	Запись z_{2i} в ОЗУ
MOV A, R0		MOV M_i, R5	Псевдооперация
MOV R2, A			

ступлении следующей микрокоманды срез сигнала УСЛ переводит счетчик в следующее состояние. В качестве УСЛ может быть использован дополнительный разряд кода микрокоманды. Если РЦФ состоит из различных типов звеньев, то код ТЗ1, ТЗ2 для каждого звена может быть записан в ПЗУ емкостью N 2-разрядных слов (N — число звеньев). Выбор кода типа звена из ПЗУ происходит согласно адресу, поступающему с выхода счетчика. Данный счетчик подсчитывает импульсы ЗАГР, поступающие с СОКП устройства МПУ. Его роль может выполнять счетчик числа звеньев (рис. 4.22).

В табл. 4.19 приведена программа, реализующая алгоритм универсального звена (см. рис. 4.26). Она может быть выполнена за 50 мкс, что обеспечивает $f_д = 20$ кГц.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Альбац М. Е.** Справочник по расчету фильтров и линий задержки. — М.: Эиергия, 1963. — 200 с.
2. **Аитонью А.** Цифровые фильтры. Анализ и проектирование. — М.: Радио и связь, 1983. — 320 с.
3. **Батищев Д. И.** Методы оптимального проектирования: Учебиое пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1984. — 248 с.
4. **Бобков В. А.** Микромощные микропроцессорные БИС серии К588 на дополняющих МДП-транзисторах//Электронная промышленность. — 1979. — Вып. 10. — С. 311—316.
5. **Быков В. В.** Цифровое моделирование в статической радиотехнике. — М.: Сов. радио, 1971. — 328 с.
6. **Валуев А. А.** Свойства дискретных эквивалентов, основанных на формулах численного интегрирования//Тр. МЭИ. — 1985. — Вып. 516. — С. 58—62.
7. **Введение в цифровую фильтрацию:** Пер. с англ./Под ред. Р. Богнера и А. Константинидиса. — М.: Мир, 1976. — 216 с.
8. **Верешкин А. Е., Катковник В. Я.** Линейные цифровые фильтры и методы их реализации. Анализ ошибок квантования по уровню. — М.: Сов. радио, 1973. — 152 с.
9. **Гилл Ф., Мюррей У., Райт И.** Практическая оптимизация: Пер. с англ. — М.: Мир, 1985. — 509 с.
10. **Голд Б., Рейдер И.** Цифровая обработка сигналов. — М.: Сов. радио, 1973. — 367 с.
11. **Гольденберг Л. М., Бутыльский Ю. Т., Поляк М. Н.** Цифровые устройства на интегральных схемах в технике связи. — М.: Связь, 1979. — 231 с.
12. **Гольденберг Л. М., Матюшкин Б. Д., Поляк М. Н.** Цифровая обработка сигналов: Справочник. — М.: Радио и связь, 1985. — 312 с.
13. **Зыков А. А.** Теория конечных графов. — Новосибирск: Наука, 1969. — 543 с.
14. **Интегральные** микросхемы: Справочник/Б. В. Тарабрин, Л. Ф. Лунин, Ю. Н. Смирнов и др.; Под ред. Б. В. Тарабрина. — М.: Радио и связь, 1984. — 528 с.
15. **Карманов В. Г.** Математическое программирование. — М.: Наука, 1980. — 256 с.
16. **Карцев М. А.** Арифметика цифровых машин. — М.: Наука, 1969. — 575 с.
17. **Каппелини В., Константинидис А. Дж., Эмилиани П.** Цифровые фильтры и их применение: Пер. с англ. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 360 с.
18. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике. — М.: Наука, 1973. — 832 с.
19. **Косарев Ю. А., Виноградов С. В.** Электрически измеияемые ПЗУ. — М.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1985. — 80 с.
20. **Коча В. М., Ланнэ А. А.** Аппаратурная реализация цифровых фильтров// Зарубежная радиоэлектроника. — 1979. — № 9. — С. 49—67.
21. **Лаинэ А. А.** Оптимальный синтез лииейных электрических цеией. — М.: Связь, 1969. — 293 с.
22. **Ланнэ А. А.** Оптимальный синтез линейных электроиных схем. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Связь, 1978. — 336 с.
23. **Лем Г.** Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация: Пер. с англ./Под ред. И. Н. Теплюка. — М.: Мир, 1982. — 592 с.

24. **Мизин И. А., Матвеев А. А.** Цифровые фильтры. Анализ, синтез, реализация с использованием ЭВМ. — М.: Связь, 1979. — 240 с.
25. **Мик Дж., Брик Дж.** Проектирование микропроцессорных устройств с разрядно-модульной организацией: В 2 кн.: Пер. с англ. — М.: Мир, 1984. — Кн. 1. — 253 с., Кн. 2. — 223 с.
26. **Микропроцессорные** комплекты интегральных схем. Состав и структура: Справочник/В. С. Борисов, А. А. Васенков, Б. М. Малашевич и др.; Под ред. А. А. Васенкова, В. А. Шахнова. — М.: Радио и связь, 1982. — 192 с.
27. **Мингазин А. Т.** Вопросы аппаратурной реализации цифровых фильтров без операции явного умножения//Радиотехника. — 1981. — № 4. — С. 49—51.
28. **Мошиц Г., Хорн П.** Проектирование активных фильтров: Пер. с англ. — М.: Мир, 1984. — 320 с.
29. **Остапенко А. Г.** Анализ и синтез линейных радиоэлектронных цепей с помощью графов. Аналоговые и цифровые фильтры. — М.: Радио и связь, 1985. — 280 с.
30. **Пелед А., Лиу Б.** Цифровая обработка сигналов. Теория, проектирование, реализация: Пер. с англ./Под ред. А. И. Петренко. — Киев: Вища школа, 1979. — 263 с.
31. **Петренко А. И., Бублик С. А.** Построение устройств цифровой обработки сигналов на микропроцессорах//Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника. — 1981. — Т. 24, № 6. — С. 4—15.
32. **Проектирование** цифровых систем на комплектах микропрограммируемых БИС/С. С. Булгаков, В. М. Мещеряков, В. В. Новоселов, Л. А. Шумилов; Под ред. В. Г. Колесникова. — М.: Радио и связь, 1984. — 240 с.
33. **Рабинер Л., Гоулд Б.** Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1978. — 848 с.
34. **Смит Д. М.** Математическое и цифровое моделирование для инженеров и исследователей: Пер. с англ./Под ред. О. А. Чембровского. — М.: Машиностроение, 1980. — 271 с.
35. **Справочник** по расчету и проектированию *ARC*-схем/С. А. Букашин, В. П. Власов, Б. Ф. Змий и др.; Под ред. А. А. Ланнэ. — М.: Радио и связь, 1984. — 368 с.
36. **Христиаи Э., Эйдеимаи.** Таблицы и графики по расчету фильтров: Справочник/Пер. с англ. под ред. А. Ф. Белецкого. — М.: Связь, 1975. — 408 с.
37. **Цифровые** фильтры в электросвязи и радиотехнике/А. В. Брунченко, Ю. Т. Бутыльский, Л. М. Гольденберг и др.; Под ред. Л. М. Гольденберга. — М.: Радио и связь, 1982. — 224 с.
38. **Цифровые** фильтры и устройства обработки сигналов на интегральных микросхемах: Справочное пособие/Ф. Б. Высоцкий, В. И. Алексеев, В. Н. Пачин и др.; Под ред. Б. Ф. Высоцкого. — М.: Радио и связь, 1984. — 216 с.
39. **Цыпкин А. З.** Теория линейных импульсных систем. — М.: Физматгиз, 1963. — 966 с.
40. **Antoniou A., Charalambous C., Motamedi Z.** Two methods for the reduction of quantization effects in recursive digital filters//IEEE Trans. — 1983. — Vol. CAS-30, N 3. — P. 160—167.
41. **Hwang S. Y.** On optimization of cascade fixed-point digital filter//IEEE Trans. — 1974. — Vol. CAS-21, N 3. — P. 163—166.
42. **Liu B., Peled A.** Heuristic optimization of the cascade realisations of fixed-point digital filters//IEEE Trans. — 1975. — Vol. ASSP-23, N 5. — P. 464—473.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие 3

Глава 1. *Аппроксимация частотных характеристик цифровых фильтров* 5

1.1. Основы аппроксимации характеристик цифровых фильтров . . 5
1.2. Передаточные функции рекурсивных цифровых фильтров 14
1.3. Учет особенностей микропроцессорной реализации фильтров на этапе аппроксимации 31

Глава 2. *Синтез алгоритмов цифровой фильтрации* 38

2.1. Методы синтеза алгоритмов рекурсивных цифровых фильтров . 38
2.2. Синтез алгоритмов цифровых звеньев второго порядка . . . 46
2.3. Синтез алгоритмов цифровых фильтров высокого порядка . . . 56
2.4. Автоматизация синтеза алгоритмов цифровой фильтрации . . . 59

Глава 3. *Реализация цифровых фильтров на секционированных микропроцессорах* 61

3.1. Общие вопросы аппаратурной реализации рекурсивных цифровых фильтров 61
3.2. Структурные схемы процессоров рекурсивных цифровых фильтров на микропроцессорном комплекте серии К1804 62
3.3. Программирование процессоров рекурсивных цифровых фильтров на микропроцессорном комплекте серии К1804 75

Глава 4. *Реализация цифровых фильтров на микромощных микропроцессорах* 89

4.1. Состав, назначение и система команд микропроцессорного комплекта серии К588 89
4.2. Реализация неперестраиваемых цифровых фильтров 98
4.3. Реализация цифровых фильтров высокого порядка 111
4.4. Реализация перестраиваемых и универсальных цифровых фильтров 119

Список литературы 125

Производственное издание

Остапенко Александр Григорьевич, Сушков Анатолий Борисович,
Бутенко Василий Васильевич, Акимов Валерий Иванович,
Завадовский Анатолий Захарович

РЕКУРСИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ НА МИКРОПРОЦЕССОРАХ

Заведующий редакцией *Ю. Н. Рысев.* Редактор *И. П. Леонтьева.*
Художественный редактор *Н. С. Шеин.* Обложка художника *А. С. Дзуцева.*
Технический редактор *Т. Н. Зыкина.* Корректор *Т. В. Дземидович*

ИБ № 1511

Сдано в набор 11.12.87 Подписано в печать 24.03.88
Т-08671 Формат 60×90$^{1}/_{16}$ Бумага типограф. № 1 Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 8,0 Усл. кр.-отт. 8,25 Уч.-изд. л. 8,56 Тираж 27 000 экз.
Изд. № 21771 Зак. № 3 Цена 45 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693

Московская типография № 5 ВГО «Союзучетиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40