

Ю.А. Евсеев С.С. Крылов

**СИМИСТОРЫ
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ
В БЫТОВОЙ
ЭЛЕКТРОАППАРАТУРЕ**



**МОСКВА
ЭНЕРГОАТОМИЗДАТ
1990**

ББК 32.852

E25

УДК 621.316.54: 621.382

Рецензент канд. техн. наук Ю.С. Забродин

Евсеев Ю.А., Крылов С.С.

E25 Симисторы и их применение в бытовой электроаппаратуре. — М.: Энергоатомиздат, 1990. — 120 с.: ил.

ISBN 5-283-00553-4

Рассмотрены свойства, параметры и характеристики симисторов — ключевых элементов, используемых в качестве переключателей и регуляторов переменного тока в бытовой электроаппаратуре. Приведены практические схемы устройств освещения, электрообогрева, электроинструмента, в которых применяются симисторы.

Приводятся справочные данные симисторов, применяемых в электробытовой аппаратуре.

Для любителей и широкого круга читателей, интересующихся бытовой электроаппаратурой и применением полупроводниковых приборов.

E 2302030300-070 224-89
051 (01) -90

ББК 32.852

ISBN 5-283-00553-4

© Авторы, 1990,

ПРЕДИСЛОВИЕ

Симисторы (триаки по терминологии, принятой в США) — это ключевые полупроводниковые элементы, проводящие ток в обоих направлениях. В настоящее время они широко применяются в различных областях техники. Рост производства и потребления этих приборов был достаточно стремительным, и их выпуск во всем мире достиг десятков миллионов штук. Симистор, представляющий собой прежде всего ключ-регулятор переменного тока, в некоторых случаях вытеснил применяемые ранее для этих целей устройства, состоящие из двух встречно-параллельных тиристоров. Рост потребления симисторов обусловлен в основном тем, что они оказались очень удобными и экономически эффективными (в отличие от тиристоров) для применения в бытовой технике. Это вполне понятно, так как передача и потребление энергии в устройствах бытовой техники связаны преимущественно с переменным электрическим током. Создание универсального полупроводникового прибора, выполняющего функции переключателя и регулятора переменного тока и обладающего всей совокупностью достоинств, присущих полупроводниковым приборам, — высокий КПД, исключительно малые габаритные размеры, отсутствие движущихся частей, высокая надежность и т.д., — обеспечило широкие возможности применения симисторов в бытовой технике.

Мы не оговорились, применив слово "возможности". Дело в том, что симисторы помимо достоинств с точки зрения применения в бытовой технике имеют и недостатки. Это несколько большее по сравнению с электромеханическими традиционными переключателями падение напряжения, достигающее 1 В и приводящее к дополнительным потерям электроэнергии, а также более высокая стоимость устройств на симисторах. Казалось бы, эти два недостатка должны были полностью закрыть дорогу симисторам в бытовую технику, но этого не произошло. Почему? На этот вопрос может ответить опыт использования светорегуляторов на основе симисторов, выполняющих функцию ключа и регулятора тока ламп накаливания. При большей стоимости и потерях энергии по сравнению с обычными переключателями они оказываются тем не менее экономичными. Экономия достигается главным образом за счет возможности регулировать степень освещенности в зависимости от внешних условий: времени суток, погоды, времени года, наличия светильников на рабочем месте или месте отдыха и т.д. С учетом этих особенностей электроосветительные приборы ошутимую часть време-

ни работают не на полную мощность, следовательно, снижается потребление энергии, увеличивается их срок службы.

Есть и еще один фактор, который становится определяющим в бытовой технике, — надежность компонентов. Вполне оправдано спросить: "А причем здесь надежность?" Ведь бытовая техника — не космическая. Случилась поломка — вызвал мастера или отвез агрегат в мастерскую, и вопрос решен. Один раз в год это не составит труда. Ну а если мы эксплуатируем не один прибор, а несколько. Несколько поломок в год — это много. Сегодня уровень электрификации быта начинает уже определять не номенклатура электробытовых товаров, а их надежность, гарантия того, что нам не надо будет справляться с массой поломок, возникающих пропорционально числу электробытовых устройств. С этой точки зрения становится понятным успех внедрения симисторов в бытовую технику.

Следует подчеркнуть, что пока спрос на симисторы превышает их предложение. В целях ликвидации этой диспропорции предприятия, производящие полупроводниковые приборы, планируют существенным образом (в некоторых случаях в несколько раз) увеличить производство симисторов, причем основная доля прироста будет осуществлена за счет освоения производства симисторов, предназначенных специально для бытовой техники. Отличительными особенностями их являются: недорогой пластмассовый корпус, более простая конструкция полупроводниковой структуры и технология массового производства, приводящие к существенному снижению цены на эти приборы. Все это позволяет полагать, что устройства на основе симисторов заменят в нашей квартире выключатели и прочие коммутационные устройства и регуляторы тока. Если учесть также, что симисторы являются полупроводниковыми приборами — своеобразной твердотельной интегральной схемой, выполняющей функции ключа и регулятора переменного тока, то становится очевидной важность понимания основных принципов работы этих приборов, знание характеристик, особенностей применения и некоторых схем на основе этого прибора. С одной стороны, это облегчит эксплуатацию устройств на симисторах, а с другой, позволит самостоятельно реализовать некоторые устройства на их основе.

Наряду с этим предлагаемый материал представляет интерес и для специалистов по проектированию электробытовой аппаратуры, во-первых, благодаря оригинальному подходу и рассмотрению принципа действия симистора и, во-вторых, благодаря впервые публикуемым данным (см. приложения) о характеристиках симисторов средней мощности нового поколения.

Настоящая книга представляет собой попытку ответить на поставленные вопросы, и как первая в этой области, разумеется, не свободна от некоторых недостатков. Поэтому авторы с признательностью примут все критические замечания, которые просят направлять по адресу: 113114 Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10. Энергоатомиздат.

Авторы

1. ОБЩИЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ О ТИРИСТОРЕ И СИМИСТОРЕ

Тиристором называется управляемый трехэлектродный полупроводниковый прибор, который может быть переключен из закрытого состояния в открытое под действием сигнала управления и, наоборот, из открытого в закрытое при изменении полярности напряжения на основных электродах. Условное обозначение и внешний вид тиристора представлены на рис. 1. Основные электроды тиристора обозначаются *K* (катод) и *A* (анод). Управляющий электрод выводится в одну сторону с катодом. Анод тиристора является основанием прибора *1*, которое выполнено в виде шестигранника и шпильки с резьбой *2* для присоединения прибора к охладителю или корпусу сборки. Катодный вывод *3* и управляющий вывод *4* изолированы от основания.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ), а вернее, семейство характеристик при различных токах управления прибора изображено на рис. 2. Обратная ветвь ВАХ соответствует такой полярности напряжения, когда к аноду прикладывается отрицательное относительно катода напряжение. При разомкнутой цепи управления или отсутствии в ней тока обратная характеристика тиристора аналогична обратной характеристике полупроводникового диода. В рабочем диапазоне напряжений от нуля до максимального рабочего, называемого обратным повторяющимся напряжением $U_{повт}$, обр *тах* (оно составляет несколько сотен вольт), через прибор протекает очень малый, порядка долей миллиампера, ток, т.е. тиристор обладает весьма большим электрическим сопротивлением.

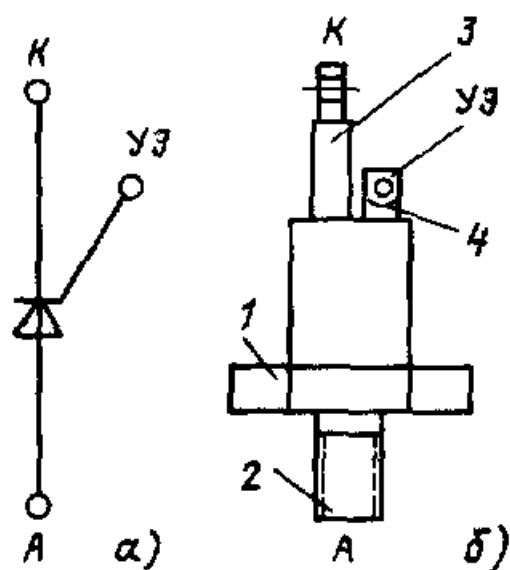
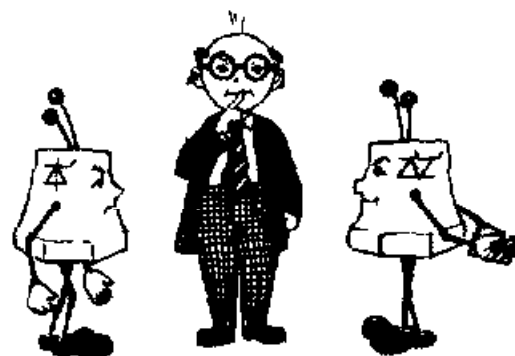


Рис. 1. Условное обозначение (а) и внешний вид (б) тиристора

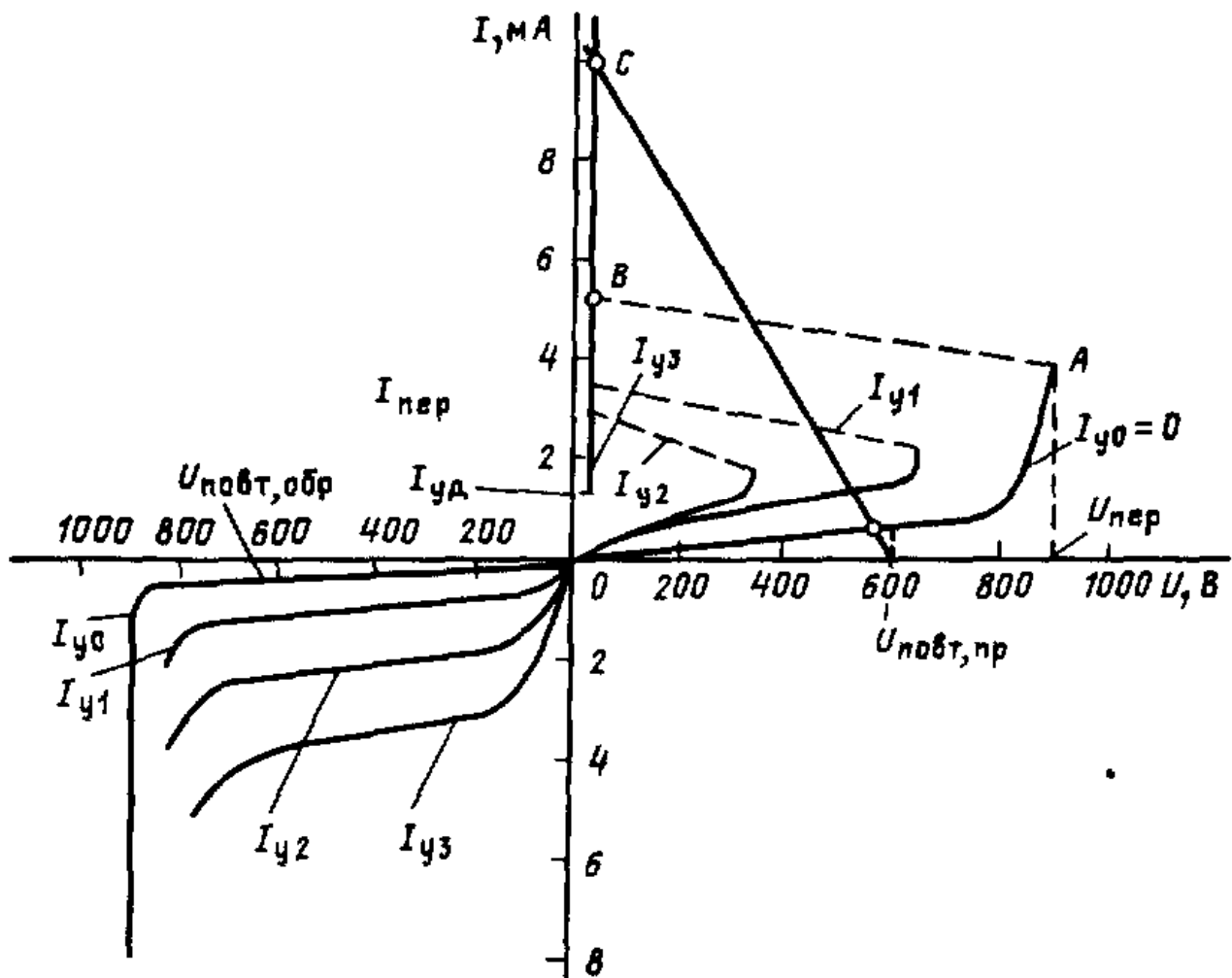


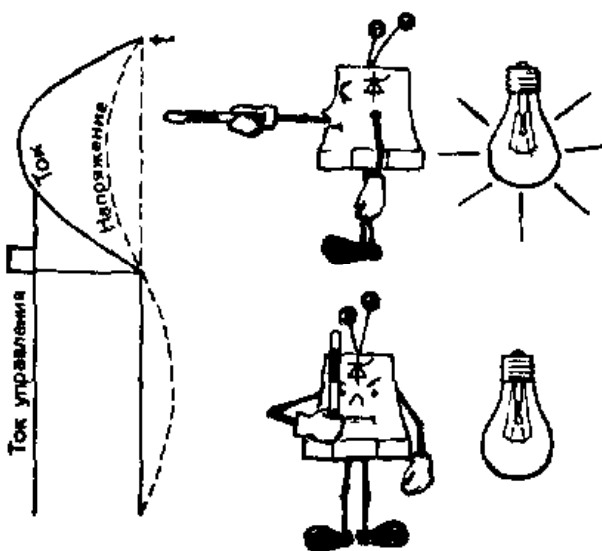
Рис. 2. Семейство вольт-амперных характеристик тиристора

Если к управляющему электроду УЭ приложить положительное относительно катода напряжение, то в цепи управления будет протекать ток I_y , при этом ток в обратном направлении увеличится, хотя и незначительно. По мере увеличения I_y возрастает ток через тиристор. Семейство обратных характеристик тиристора, как следует из рис. 2, очень

похоже на семейство выходных характеристик транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, но с малым коэффициентом передачи тока.

Прямая ветвь тиристора при разомкнутой цепи управления изображена в первом квадранте системы координат. Она соответствует такой полярности напряжения, когда к аноду приложено положительное относительно катода напряжение.

Рабочим диапазоном, как и в случае обратной характеристики, яв-



ляется диапазон от нуля до максимального прямого повторяющегося напряжения $U_{повт, пр\ max}$. Характеристика имеет три области. Первая область — от начала координат до точки A — аналогична обратной ветви ВАХ $p-n$ перехода. Вторая от точки A до точки B — соответствует неустойчивому состоянию, когда тиристор даже при незначительном превышении напряжения, называемом *напряжением переключения* $U_{пер}$, переходит в состояние с малым сопротивлением (точка B). Эта область носит название участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. В отличие от участка характеристики с положительным сопротивлением, на котором увеличение тока сопровождается увеличением напряжения, на участке отрицательного дифференциального сопротивления увеличение тока происходит при снижении напряжения. Третья область характеристики — от точки B до точки C — область высокой проводимости или малого сопротивления, она аналогична прямой ветви характеристики полупроводникового диода. Это состояние называется также открытым или проводящим, а состояние с высоким сопротивлением — закрытым или непроводящим.

Если через цепь управления пропустить ток I_y , то напряжение переключения уменьшается. Если увеличивать ток управления дальше, то, начиная с некоторого значения, называемого *током управления — спрямления*, участок характеристики с отрицательным сопротивлением исчезает, ВАХ спрямляется и становится похожей на прямую характеристику полупроводникового диода. В результате при токе управления, превышающем ток управления — спрямления, прибор всегда обладает малым сопротивлением. Если учесть, что рабочее напряжение выбирается меньше максимального напряжения переключения $U_{пер}$, которое достигается при $I_y = 0$, а ток управления, как правило, значительно больше тока управления — спрямления, то при отсутствии тока управления тиристор находится в закрытом состоянии и прямая и обратная ветви его статической характеристики аналогичны обратной характеристике полупроводникового диода.

Примечательной особенностью тиристора, как и других приборов, с отрицательным обратным сопротивлением, например тиратрионов, является то, что он, переключенный в состояние с малым сопротивлением, будет находиться в этом состоянии сколь угодно долго даже при снятии управляющего сигнала. Это свойство позволяет включать тиристор с помощью коротких импульсов тока и тем самым значительно снизить затраты энергии на управление тиристором. Для того чтобы выключить тиристор, т.е. перевести его из проводящего состояния в закрытое, необходимо путем уменьшения напряжения в цепи нагрузки снизить ток до некоторого малого значения, имеющего порядок тока управления — спрямления и называемого *током удержания* (рис. 2).

Если источником напряжения является генератор переменного напряжения, переключение тиристора из проводящего состояния в непроводящее происходит практически при переходе положительного напря-

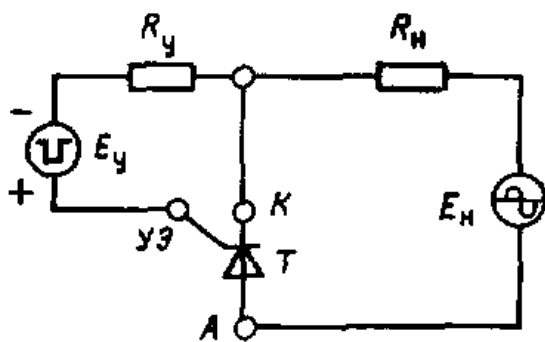


Рис. 3. Схема тиристорного однополупериодного выпрямителя

жения через нуль. На рис. 3 представлена схема однополупериодного выпрямителя на базе тиристора T , работающего на активное сопротивление нагрузки R_N . Источником является генератор синусоидальной ЭДС E_N (рис. 4, а), а управление осуществляется с помощью генератора положительных импульсов ЭДС прямоугольной формы E_Y (рис. 4, б).

В момент t_1 подачи импульса тока в цепь управления (рис. 4, б) амплитуда импульса тока I_Y равна частному от деления амплитуды импульса напряжения генератора E_Y на суммарное сопротивление, которое

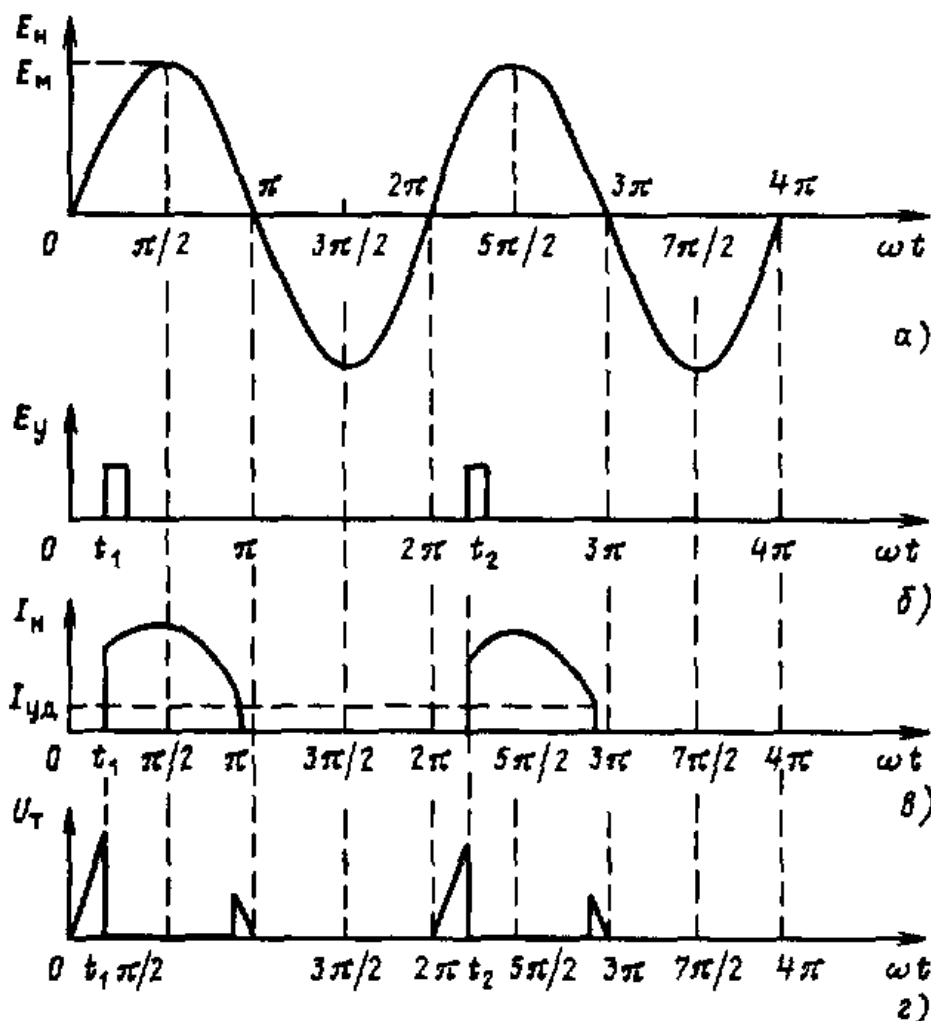


Рис. 4. Осциллограммы тока и напряжений в схеме однополупериодного выпрямления (при малых значениях напряжения в цепи нагрузки)

складывается из внутреннего сопротивления генератора импульсов напряжения R_y и входного сопротивления тиристора; через тиристор начинает протекать ток синусоидальной формы.

В момент времени, приблизительно равный половине периода, ток нагрузки становится меньше тока удержания, и тиристор переходит в запертое состояние. Так как в этот момент $E_T \neq 0$, то все напряжение прикладывается к тиристор, вызывая скачок напряжения на нем (рис. 4, з). Таким образом, через нагрузку в течение первого полупериода протекает ток, имеющий форму, представленную на рис. 4, в в интервале времени от нуля до π .

В отличие от тиристора симистор проводит ток в обоих направлениях. Его можно рассматривать как трехэлектродный полупроводниковый прибор, который может быть переключен из закрытого состояния в открытое и наоборот при любой полярности напряжения на основных электродах. При этом переключение может осуществляться при подаче сигнала управления на управляющий электрод (УЭ), а выключение — путем изменения полярности напряжения на основных электродах. По внешнему виду симистор аналогичен тиристор (рис. 5, а). Но в отличие от тиристора для симистора не применимы понятия катода и анода, поэтому основные электроды условно обозначаются СЭУ — силовой электрод со стороны управляющего электрода 3, и СЭ — силовой электрод со стороны основания прибора 2. Условное обозначение симистора (рис. 5, б) получено в результате совмещения условных обозначений двух встречно-параллельных включенных тиристоров, имеющих общий управляющий электрод.

Семейство ВАХ симистора представлено на рис. 6. Следует отметить, что в зависимости от конструкции полупроводниковой структуры симистор по основной цепи может включаться в проводящее состояние

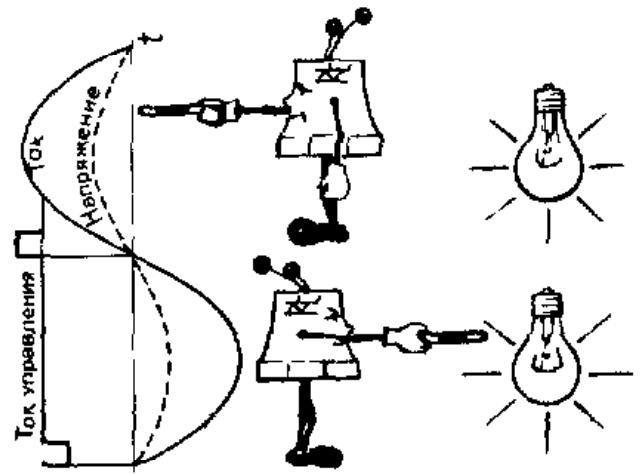
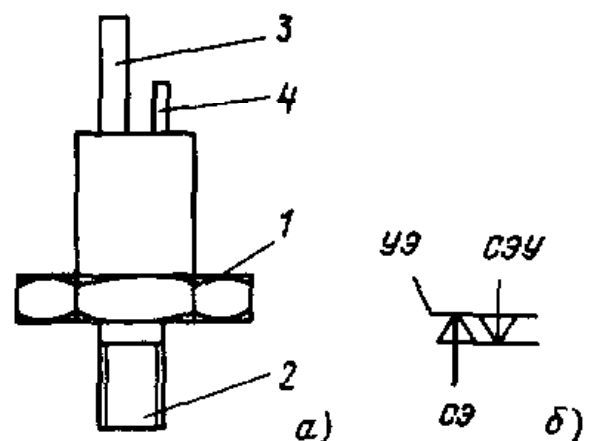


Рис. 5. Условное обозначение (а) и внешний вид (б) симистора:

позиции 1—4 те же, что на рис. 1



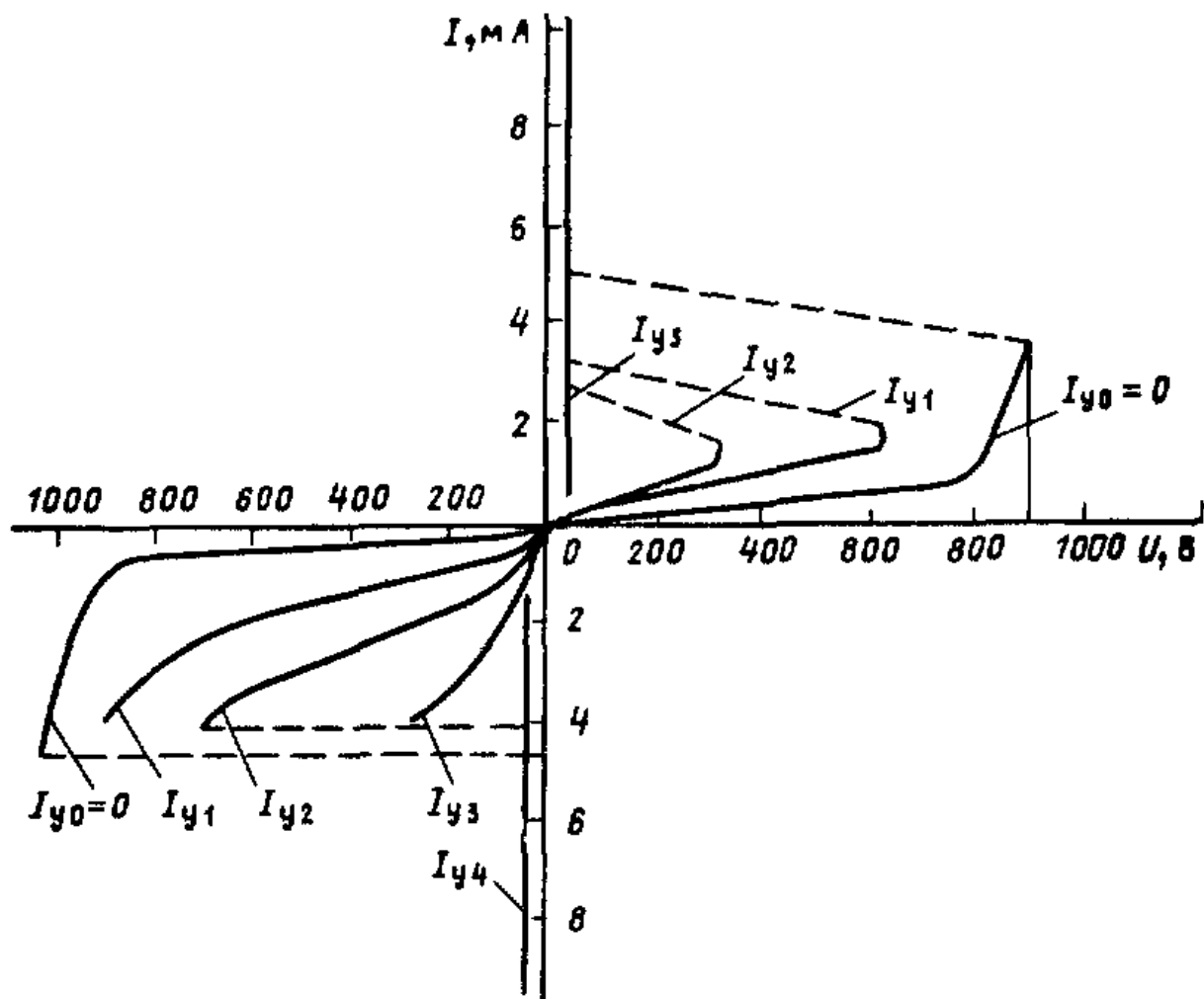


Рис. 6: Семейство вольт-амперных характеристик симистора

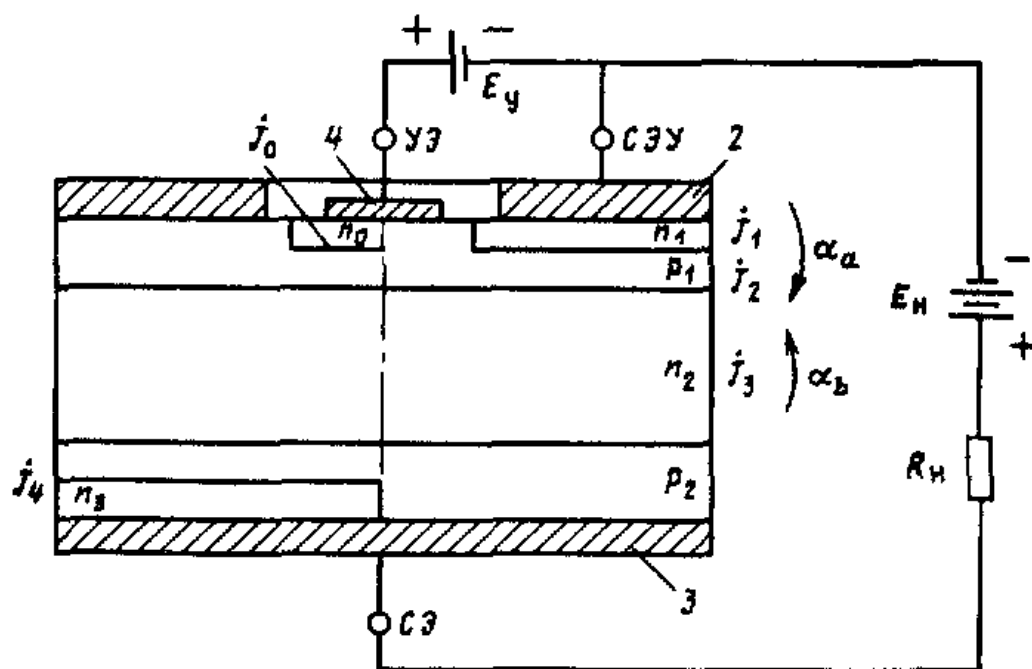
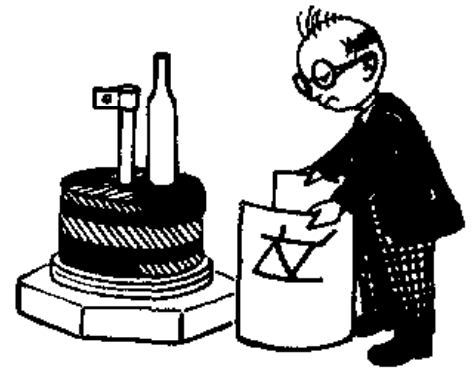
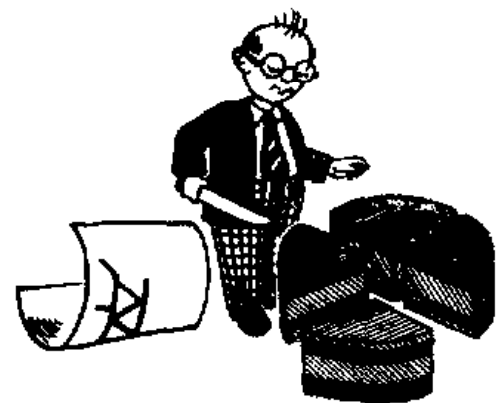


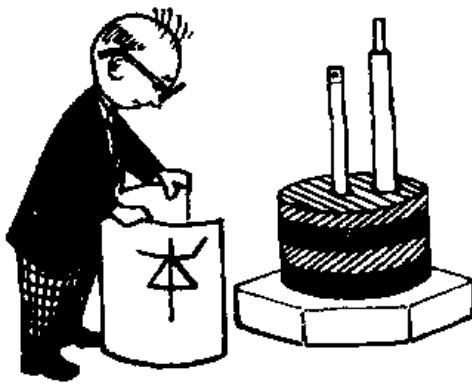
Рис. 7. Полупроводниковая структура симистора, включенного в обратном направлении

при подаче на УЭ либо положительного относительно электрода СЭУ напряжения, либо напряжения обеих (положительной отрицательной) полярностей. Отметим также, что симисторы, рассчитанные на токи от единиц до нескольких десятков ампер и наиболее часто применяемые в бытовой технике, управляются током обеих полярностей, причем наиболее предпочтительным (в целях уменьшения тока управления в прямом направлении) является положительное, а в обратном – отрицательное напряжение на УЭ. Сравнение ВАХ тиристора и симистора показывает, что их прямые ветви идентичны. Это объясняется особенностью полупроводниковой структуры симистора, самый простой вариант которой схематично изображен на рис. 7.



Полупроводниковая структура представляет собой пластину, в которой в процессе изготовления прибора созданы чередующиеся слои с электропроводностями p - и n -типов и контакты управляющего 4 и основных электродов 2, 3. Полупроводниковая структура содержит пять слоев p - и n -типов. Слой n_2 – слой исходного материала, остальные слои получены в процессе изготовления прибора. Верхний слой n -типа состоит из двух участков: участка n_1 под основным контактом и участка n_0 под контактом управляющего электрода. Часть слоя p_1 находится между слоями типов n_1 и n_2 , другая часть выходит под контакт верхнего основного электрода. Слой n -типа, n_3 , выходит к нижнему основному контакту. Слой p_2 частично находится между слоями n_2 и n_3 , частично выходит под контакт нижнего основного электрода СЭ. Полупроводниковая структура в результате имеет пять p - n переходов. p - n переходом называется область между слоями p -типа и n -типа. p - n переход имеет резко нелинейную ВАХ, аналогичную характеристике вакуумного диода; он имеет малое сопротивление в прямом направлении (плюс источника напряжения приложен к p -слою, минус – к n -слою) и большое сопротивление в обратном направлении; p - n переходы, образованные слоями p_1 и p_2 с слоем исходного материала n_2 , обладают хорошими блокирующими или запирающими характеристиками. При включении в обратном направлении, когда к p -слою прикладывается отрицательное, а к n -слою положительное напряжение, они имеют малые, порядка долей миллиампера,





токи утечки. Пробой $p-n$ переходов наступает при напряжениях порядка нескольких сотен и даже тысяч вольт.

Переходы j_0 , j_1 и j_4 , образованные слоями n_0 , n_1 и n_3 со слоями p_1 и p_2 , не отличаются хорошими блокирующими характеристиками.

Рассмотрим включение симистора в прямом направлении. Пусть вначале к СЭУ приложено положительное относительно СЭ напряжение.

В этом случае работает правая половина структуры, переходы j_1 и j_3 включены в прямом направлении, а j_4 и j_2 — в обратном. Не рабочая левая часть структуры находится в выключенном состоянии, так как представляет для тока очень большое сопротивление. Правая часть структуры есть не что иное, как прямовключенная $p-n-p-n$ структура тристора, которая пока находится в закрытом состоянии.

Теперь если к УЭ приложить положительное относительно СЭУ напряжение, то $p-n$ переход j_1 включится в прямом направлении и переведет правую часть в проводящее состояние. Соответственно принцип действия, статические и динамические характеристики симистора при работе в прямом направлении и положительном управляющем сигнале аналогичны соответствующим характеристикам тристора в прямом направлении.

При включении симистора в обратном направлении, когда к СЭУ приложено положительное относительно СЭ напряжение, $p-n$ переходы j_2 и j_4 включены в прямом, а $p-n$ переходы j_1 и j_3 (рис. 8) — в обрат-

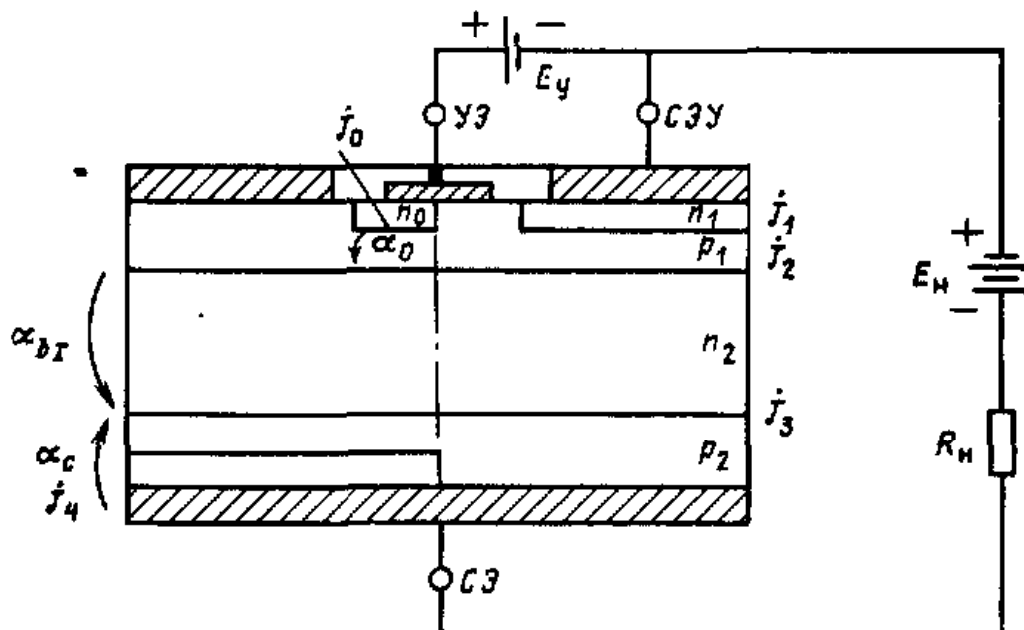
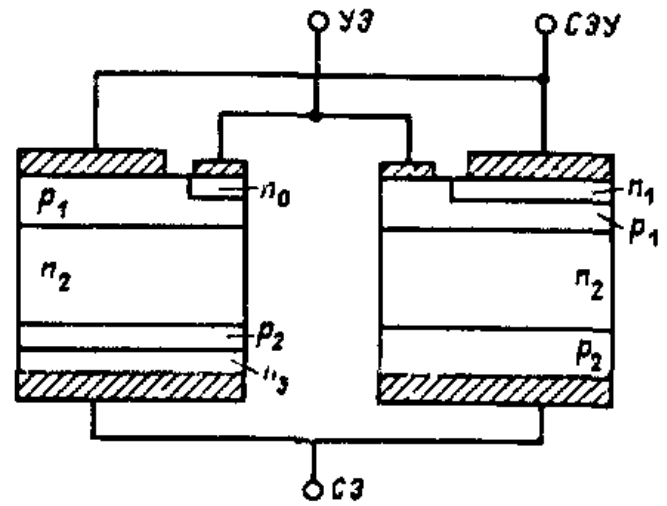


Рис. 8. Полупроводниковая структура симистора, включенного в обратном направлении

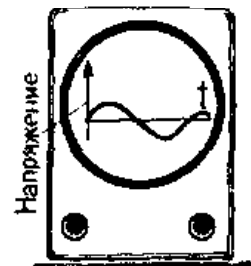
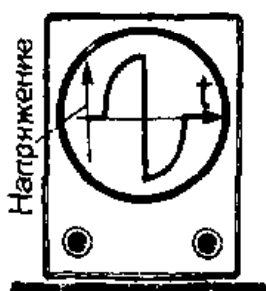
Рис. 9. Эквивалентная схема симистора



ном направлениях. В этом случае правую часть структуры можно рассматривать как структуру тиристора, включенную в обратном направлении и не участвующую в процессе пропускания тока. Работу прибора определяет левая часть структуры, представляющая собой обратноориентированную (по сравнению со структурой обычного тиристора) $p-n-p-n$ структуру, включенную в прямом направлении. Переключение ее в проводящее состояние осуществляется путем подачи на УЭ отрицательного относительно СЭУ напряжения. В этом случае переход j_0 включается в прямом направлении и представляет малое сопротивление для тока. Таким образом, работу прибора в обратном направлении определяет обратноориентированная $p-n-p-n$ структура с дополнительным пятым слоем n_0 , граничащим со слоем p_1 .

Приведенный анализ работы симистора позволяет представить его в виде эквивалентной схемы (рис. 9), состоящей из прямоориентированной $p_2-n_2-p_1-n_1$ структуры с УЭ, присоединенным к p_1 области, и обратноориентированной $p_1-n_2-p_2-n_3$ структуры с УЭ, присоединенным к специально созданному слою n_0 . В дальнейшем будем проводить анализ работы симистора, используя эту эквивалентную схему.

Рассмотренные в этом параграфе особенности симисторов позволяют на их основе изготавливать простые схемы регуляторов переменного тока при работе в основном на активную нагрузку, не содержащую реактивной составляющей (конденсаторы, индуктивности). При такой нагрузке напряжение и ток совпадают по фазе и ток нагрузки небольшой. Такой простой подход не применим, когда симистор работает на индуктивную нагрузку, примером которой может быть обмотка электродвигателя. В этом случае в момент перехода тока через нуль, когда активно развивается процесс выключения — восстановления запираю-



щей способности симистора, возникает напряжение, которое в процессе восстановления запирающей способности резко прикладывается к прибору. В этом случае возможно неконтролируемое включение из одного (например, прямого) проводящего состояния в другое (например, обратное). Этот эффект получил название эффекта коммутационной скорости изменения напряжения $(du/dt)_{\text{ком}}$.

Выше при рассмотрении процесса включения симистора в основу был положен качественный принцип анализа, при этом неявно считалось, что механизм включения в прямом и обратном направлении идентичен и токи управления в обратном направлении идентичны. На самом деле это не так. Механизмы управления в прямом и обратном направлении в принципе отличаются друг от друга, и это прежде всего приводит к различным значениям тока управления. Кроме того, из четырех возможных режимов включения в двух режимах — при включении тока в прямом направлении отрицательным сигналом управления, и в обратном — положительным сигналом — часть тока нагрузки ответвляется в цепь управления. Пренебрежение этими эффектами может приводить либо к неполному отпиранию, либо к запиранью симистора. Чтобы разобраться с этими явлениями, от простейшей модели следует перейти к рассмотрению тирнсторной $p-n-p-n$ структуры как комбинации двух транзисторных $p-n-p$ и $n-p-n$ структур, что в свою очередь потребует от читателя знания основ работы транзисторов, простейших схемных решений на их основе. Этому и посвящен следующий параграф.

2. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ И СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИМИСТОРА ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ В ПРЯМОМ НАПРАВЛЕНИИ

В предыдущем параграфе было показано, что при включении симистора в прямом направлении его работу определяет $p-n-p-n$ структура, включенная в прямом направлении с УЭ, присоединенным к p -области. В несколько модифицированном виде правая часть рис. 9 представлена на рис. 10. Эта структура является основным элементом тирнстора. Она является полупроводниковой пластиной с чередующимися слоями p и n -типов. Четыре слоя (два n -типа и два p -типа) образуют три $p-n$ перехода.

В нейтральном (без приложения напряжения) состоянии в каждом отдельном $p-n$ переходе существует потенциальный барьер, препятствующий протеканию электронов и дырок.

Особенности работы $p-n$ перехода. При приложении к $p-n$ переходу положительного напряжения (плюс источника приложен к p -области, а минус — к n -области) потенциальный барьер понижается, что обеспечивает протекание тока по направлению из p -области в n -область. В результате, через $p-n$ переход может проходить значительный ток. При приложении к $p-n$ переходу отрицательного напряжения потенциальный

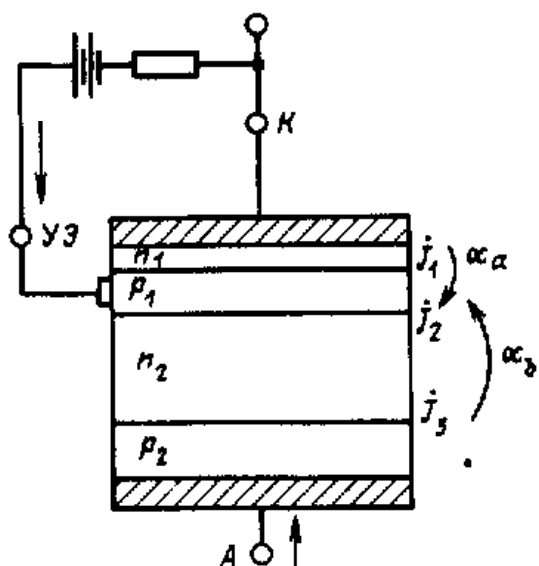


Рис. 10. Структура тиристора—элемент структуры симистора

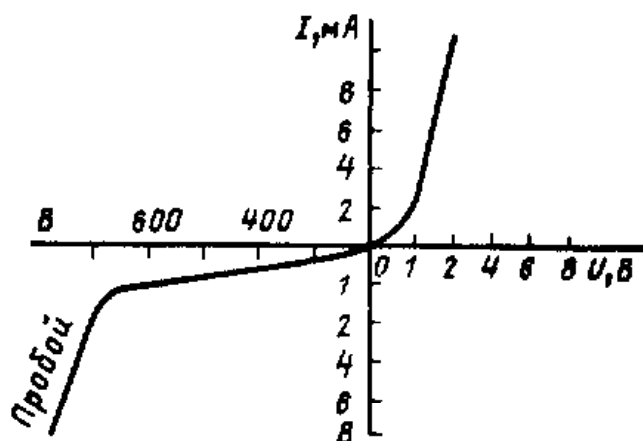


Рис. 11. Входная ВАХ симистора

барьер повышается, препятствуя протеканию тока. Тем не менее ток, хотя и незначительный, через обратный включенный $p-n$ переход протекает.

Таким образом, $p-n$ переход при приложении положительного напряжения (прямое смещение) имеет малое сопротивление, а при приложении отрицательного напряжения (обратное смещение) имеет большое сопротивление. В результате ВАХ имеет вид, представленный на рис. 11. Такая нелинейная характеристика называется вентильной, а ее свойства позволяют использовать $p-n$ переходы в качестве основных элементов полупроводниковых вентилях — диодов. Отметим также, что блокирующие свойства (максимальное обратное повторяющееся напряжение) ограничивается напряжением пробоя $p-n$ перехода, которое зависит от сопротивления исходного полупроводника и отношения степеней легирования примесью слоев с различной проводимостью. Чем выше это сопротивление, тем больше напряжение пробоя. Современные кремниевые выпрямительные диоды имеют напряжение от нескольких сот до нескольких тысяч вольт. Понимание принципа работы $p-n$ перехода позволяет перейти к анализу свойств многослойных структур.

Двухэлектродное включение в обратном направлении. Если к $p-n-p-n$ структуре (см. рис. 10) приложить обратное напряжение (плюс источника напряжения к слою n_1 и минус к слою p_2), то $p-n$ переход j_2 сместится в прямом направлении и будет обладать малым сопротивлением, а переходы j_1 и j_3 будут смещены в обратном направлении и будут обладать высоким сопротивлением. Поскольку переход j_1 имеет малое напряжение пробоя, то он уже при малых напряжениях перейдет в режим пробоя и будет обладать малым сопротивлением. Поэтому влиянием этого $p-n$ перехода на формирование обратной характеристики $p-n-p-n$

структуры можно пренебречь. В результате от $p_2-n_2-p_1-n_1$ структуры можно перейти к рассмотрению $p_2-n_2-p_1$ структуры. Эта структура представляет собой не что иное, как структуру транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, но с разомкнутой базовой цепью. ВАХ такой структуры описывается соотношением

$$I = I_{k0}^{(j_3)} / (1 - a_{bI}), \quad (1)$$

где $I_{k0}^{(j_3)}$ – ток обратносмещенного $p-n$ перехода j_3 ; a_{bI} – коэффициент передачи тока $p-n-p$ транзистора в схеме с общей базой (слой p_1 является эмиттерным слоем, в отличие от рис. 10 такое включение транзистора называется инверсным).

Напряжение пробоя транзистора принципиально меньше напряжения пробоя коллекторного перехода и определяется соотношением

$$U_{п} \approx U_{п0} (1 - a_{bI}), \quad (2)$$

где $U_{п0}$ – напряжение пробоя перехода j_3 .

Однако в связи с тем что базовая область n_2 выполняется, как правило, достаточно широкой $a_{bI} = 0,1 \div 0,3$ и, следовательно, $U_{п} \approx U_{п0}$, фактически напряжение пробоя $p-n-p-n$ структуры близко к напряжению пробоя перехода j_3 . Соответственно [см. формулу (1)] обратный ток $p-n-p-n$ структуры близок к обратному току перехода j_3 . Таким образом, обратная характеристика тиристорных – приборов, в основе которых лежит $p-n-p-n$ структура, аналогична обратной характеристике диодов – приборов на основе $p-n$ структуры.

Двухэлектродное включение в прямом направлении. Рассмотрим особенности характеристики $p-n-p-n$ структуры при включении ее в прямом направлении. При приложении к слою p_1 положительного, а к слою n_1 отрицательного полюса источника напряжения $p-n$ переходы j_1 и j_3 смещаются в прямом (пропускном) направлении, а центральный переход – в обратном (запирающем). Принцип действия $p-n-p-n$ структуры в прямом направлении удобно рассматривать, используя эквивалентную схему $p-n-p-n$ структуры при двухэлектродном включении (рис. 12–14), которая представляет собой комбинацию двух транзисторов $n-p-n$ и $p-n-p$ типов, включенных таким образом, что коллектор одного транзистора связан с базой другого. Допустим, что к $p-n-p-n$ структуре прикладывается прямое напряжение. В этом случае вначале через нее протекает ток обратносмещенного перехода I_{K0} , определяемый обратным напряжением. Этот ток, поступая в базу, например, $n_1-p_1-n_2$ транзистора, будет появляться на его коллекторе, усиленный в β_a или $\alpha_a / (1 - \alpha_a)$ раз (α_a, β_a – коэффициенты передачи и усиления тока $n_1-p_1-n_2$ транзистора в схеме с общей базой, с общим

Рис. 12. Представление $p-n-p-n$ структуры в виде двух транзисторов

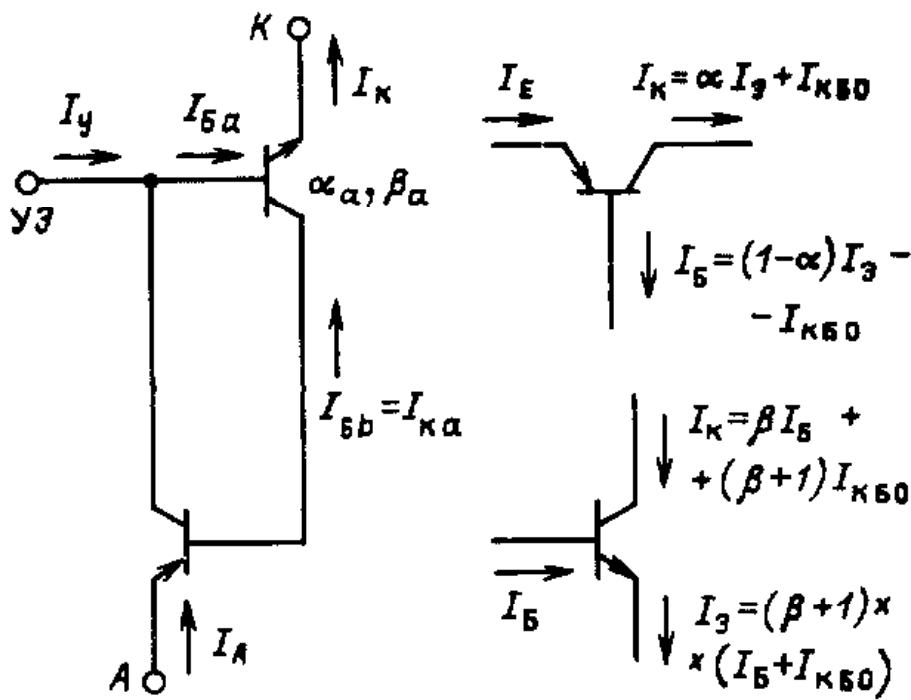
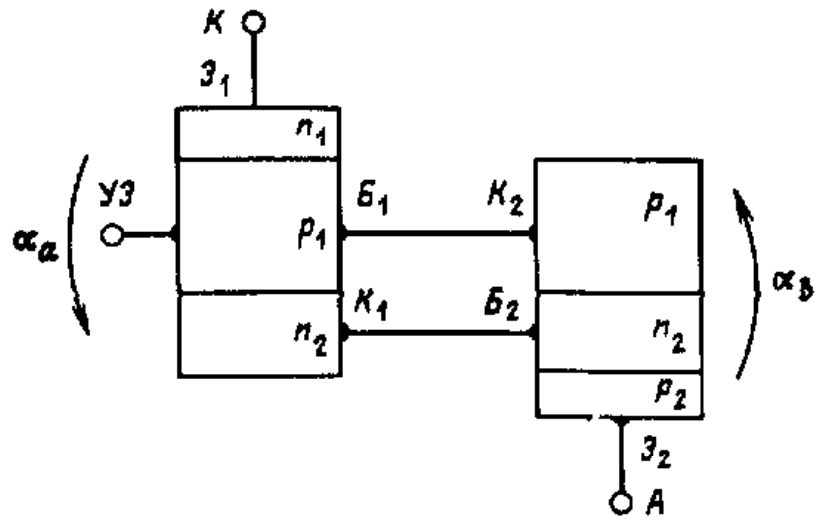
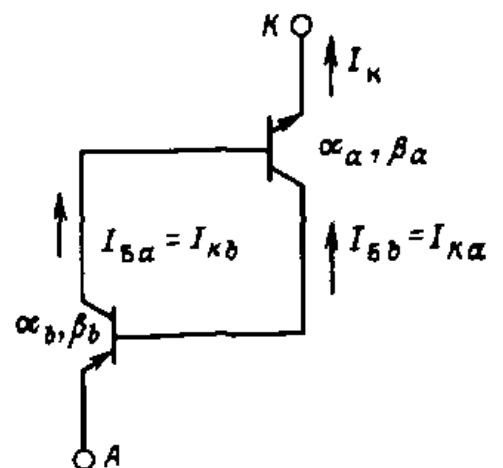


Рис. 13 Эквивалентная схема тиристора

Рис. 14. Эквивалентная схема $p-n-p-n$ структуры (двухэлектродное включение)



эмиттером). В свою очередь этот усиленный $n_1-p_1-n_2$ транзистором ток будет поступать в базу $p_2-n_2-p_1$ транзистора и усиливаться в β_b или $\alpha_b/(1 - \alpha_b)$ раз (α_b, β_b — коэффициенты передачи и усиления тока $p-n-p$ транзистора в схеме с общей базой, с общим эмиттером). Таким образом, суммарный коэффициент усиления

$$K = \beta_a \beta_b = \alpha_a \alpha_b / (1 - \alpha_a)(1 - \alpha_b). \quad (3)$$

Если учесть, что в обычных транзисторах, как правило, α_a и α_b близки к единице, а β_a и β_b во много раз превышают единицу, то приращение тока, обусловленное усилением транзисторов, будет существенно превышать исходный ток I_{K0} . В результате последовательно развивается процесс нарастания тока, который увеличивается до тех пор, пока не будет ограничен внешним сопротивлением нагрузки.

Следовательно, в том случае, когда произведение $\beta_a \beta_b$ при любом значении тока структуры превышает единицу, $p-n-p-n$ структура при смещении в прямом направлении всегда будет находиться в проводящем состоянии. Таким образом, если составные транзисторы обладают хорошими усилительными свойствами, то ВАХ $p-n-p-n$ структуры будет аналогична ВАХ на основе $p-n$ структуры. Для того чтобы получить прямую характеристику, обладающую ключевыми свойствами, в рассматриваемой тиристорной структуре $n-p-n$ транзистор выполняется таким образом, что его коэффициент передачи α_a имеет четко выраженную зависимость от тока эмиттера (рис. 15), а именно при малых токах эмиттера α_a близок к нулю, а начиная с некоторого порогового значения $I_{Эп}$ имеет место рост α_a с последующим переходом в насыщение.

Свойства таких структур рассмотрим на еще более упрощенной модели $p-n-p-n$ структуры. Особенностью модели является то, что коэффициент передачи тока $p-n-p$ транзистора α_b не зависит от тока эмиттера I_3 , а коэффициент $n-p-n$ транзистора α_a имеет ступенчатую зависимость от этого тока, а именно до тех пор, пока ток эмиттера меньше пороговой величины $I_{Эп}$, $\alpha_a = 0$, когда ток эмиттера превышает $I_{Эп}$, $\alpha_a = \text{const}$ (рис. 16). Обычно реальные $p-n-p-n$ структуры проектируются таким образом, что значение $I_{Эп}$ значительно превышает ток утечки. В этом случае по мере увеличения прямого напряжения до пробоя $p-n$ перехода j_2 $n-p-n$ транзистор не обладает усилительными свойствами, а свойства $p-n-p-n$ структуры определяются $p-n-p$ транзистором. Через структуру, таким образом, протекает ток

$$I = I_{K0}^{(j_2)} / (1 - \alpha_b), \quad (4)$$

где $I_{K0}^{(j_2)}$ — ток обратосмещенного коллекторного перехода j_2 ; α_b — коэффициент передачи тока $p-n-p$ транзистора (слой p_2 является эмиттерным слоем).

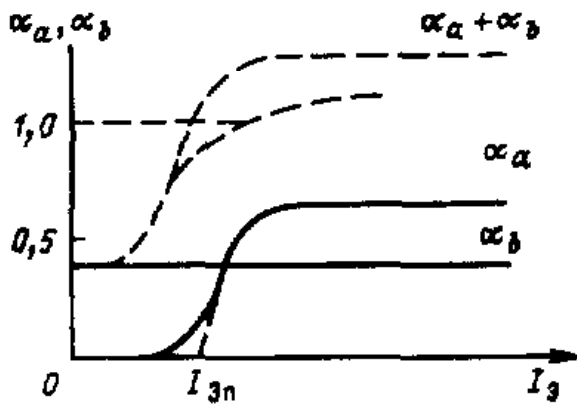


Рис. 15. Зависимость коэффициентов передачи транзисторов от тока

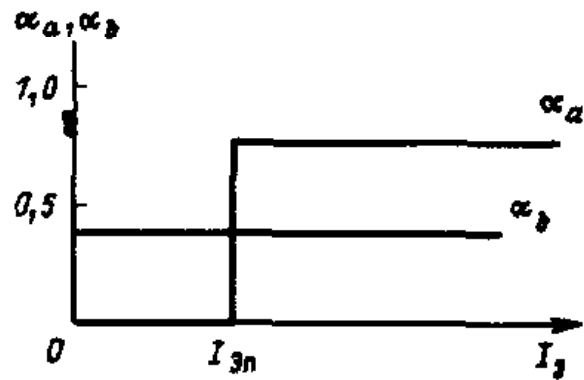


Рис. 16. Упрощенное представление зависимости коэффициентов передачи транзисторов от тока

Поскольку слон p_1 и p_2 в процессе изготовления формируются одновременно путем диффузии одинаковой примеси, то свойства p - n переходов j_2 и j_3 одинаковы. Это приводит к одинаковым электрическим характеристикам p - n - p структуры при приложении как прямого, так и обратного напряжения. Таким образом, $I_{K0}^{(j_2)} = I_{K0}^{(j_3)} = I_{K0}$ и $\alpha_b = \alpha_{b\Gamma}$. Следствием этого является то, что p - n - p - n структура вплоть до напряжения, при котором через нее начинает протекать ток $I = I_{Эп}$, имеет симметричную ВАХ, описываемую формулой

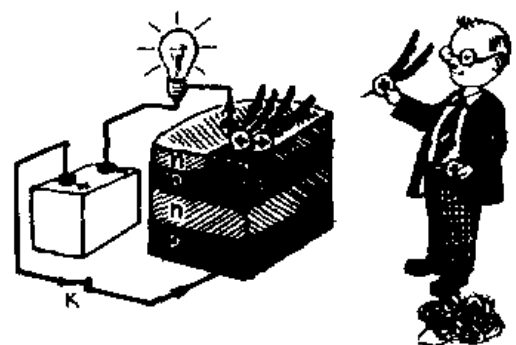
$$I = I_{K0} / (1 - \alpha_b). \quad (5)$$

Как только ток через p - n - p - n структуру достигает значения $I_{Эп}$, p - n транзистор переходит в режим усиления с коэффициентом передачи α_a , произведение коэффициентов усиления n - p - n и p - n - p транзисторов в схеме с общим эмиттером становится больше единицы и p - n - p - n структура переходит в проводящее состояние. В проводящем состоянии ее ВАХ практически аналогична прямой характеристике полупроводникового диода.

Трехэлектродное включение в прямом направлении. Рассмотрим свойства p - n - p - n структуры в трехэлектродном включении, когда к ней прикладывается сигнал управления (см. рис. 10). Если к аноду приложено положительное относительно катода напряжение U_a , то через p - n - p - n структуру протекает ток

$$I(U) = I_{K0}(U_a) / (1 - \alpha_b), \quad (6)$$

где $I_{K0}(U_a)$ — обратный ток перехода j_2 при приложении к нему обратного напряжения U_a .



При подаче сигнала в цепь управления возможно два режима. В первом режиме в цепи управления протекает ток, значение которого меньше значения $I_{Эп} - I(U)$. В этом случае через эмиттерный переход j_1 протекает ток, не превышающий $I_{Эп}$, коэффициент передачи $\alpha_a = 0$, $p-n-p-n$ структура находится в закрытом состоянии и ток через нее практически такой же, как и при отсутствии сигнала управления. Второй режим реализуется тогда, когда ток управления

$$I_{уп} \geq I_{Эп} - I(U). \quad (7)$$

В этом случае через эмиттерный переход протекает ток, равный или превышающий значение $I_{Эп}$, коэффициент передачи $n-p-n$ транзистора $\alpha_a \neq 0$ и $p-n-p-n$ структура переходит в открытое состояние с малым сопротивлением. После того как структура перешла в проводящее состояние, нет необходимости в протекании тока управления для поддержания этого состояния.

Для того чтобы выключить $p-n-p-n$ структуру, необходимо уменьшать ее ток до тех пор, пока он не достигнет значения $I_{Эп}$ ($I_{уп} = 0$). В этом случае $\alpha_a = 0$, положительная обратная связь прерывается и $p-n-p-n$ структура переходит в состояние с большим сопротивлением.

Особенности ВАХ. Для большей наглядности проведенный анализ базировался на допущении о ступенчатой зависимости коэффициента передачи α_a от тока. На самом деле эта зависимость не ступенчатая, а постепенно нарастающая, как показано на рис. 15. Это приводит к тому, что взаимодействие транзисторов имеет место практически при всех значениях тока структуры. При малых значениях тока, когда $\beta_a \beta_b < 1$, или, что то же самое, $\alpha_a + \alpha_b < 1$, структура находится в закрытом состоянии, но через нее протекает ток несколько больший, чем в случае, когда $\alpha = 0$. Этот ток

$$I = I_{К0}^{(ab)} / (1 - \alpha_a - \alpha_b), \quad (8)$$

где $I_{К0}^{(ab)}$ — обратный ток центрального $p-n$ перехода.

Соответственно прямая ВАХ $p-n-p-n$ структуры сместится вверх (штриховая линия на рис. 17). При протекании тока управления соотношение для тока через структуру принимает вид

$$I = (I_{К0}^{ab} + I_y \alpha_a) / (1 - \alpha_a - \alpha_b), \quad (9)$$

а прямая ВАХ переходит в семейство характеристик (параметром которых являются различные токи управления), которое изображено на рис. 18. Здесь в отличие от предыдущего случая включение осуществляется в том случае, когда

$$\alpha_a (I + I_y) + \alpha_b (I_y) = 1. \quad (10)$$

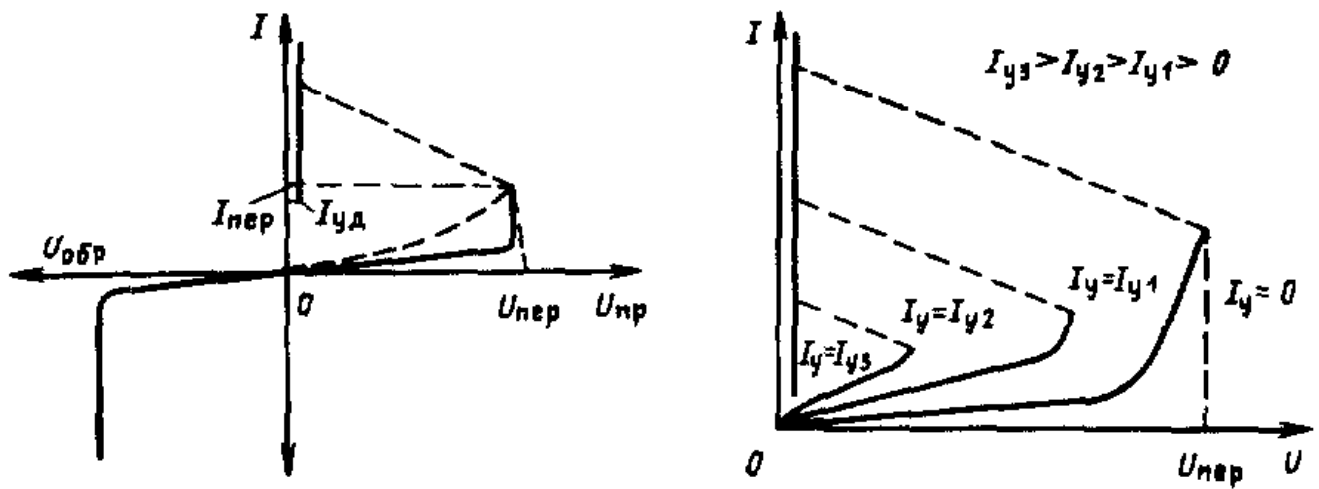


Рис. 17. Вольт-амперная характеристика обратноориентированной *p-n-p-n* структуры—элемента симистора

Рис. 18. Семейство вольт-амперных характеристик обратно ориентированной структуры—элемента симистора

Напряжение переключения монотонно убывает с ростом тока управления, и при некотором значении $I_y = I_{y3}$ ВАХ "спрямляется" — становится похожей на прямую характеристику диода. Зависимость напряжения переключения (нормированного к максимальному напряжению переключения, что имеет место при $I_y = 0$) приведена на рис. 19. Отметим, что существует область токов управления, при которых не наблюдается снижения напряжения переключения. Это объясняется тем, что при малых токах управления коэффициент передачи *p-n-p* транзистора α_a (см рис. 15) практически равен нулю и переключение возможно только за счет увеличения тока всей структуры, т. е. за счет увеличения напряжения переключения. Наличие этой области токов управления является важным фактором, который определяет помехоустойчивость прибора, а именно значение тока помехи, который может протекать в цепи управления, не вызывая неконтролируемое включение прибора.

Отметим также, что ток управления оказывает воздействие на ток *p-n-p-n* структуры, увеличивая его и в том случае, когда структура включена в обратном направлении. Механизм этого воздействия отличается от рассмотренного и обсуждается в следующем параграфе.

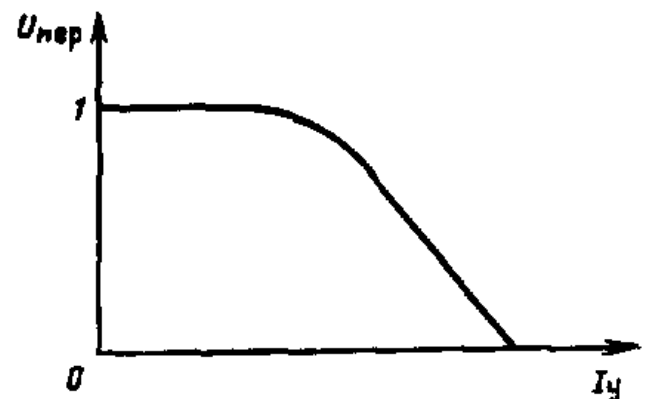


Рис. 19. Зависимость напряжения переключения от тока управления

3. ОСОБЕННОСТИ РАБОТЫ СИМИСТОРА ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ В ОБРАТНОМ НАПРАВЛЕНИИ

Модель включения. При включении симистора в обратном направлении (см. рис. 8) положительный полюс источника напряжения прикладывается к СЭУ, а отрицательный — к СЭ. Электронно-дырочные переходы j_1 и j_3 смещены в обратном направлении, вследствие чего правая часть структуры не может проводить ток и работу прибора определяет левая часть структуры (рис. 20) [1, 2], которая получила название

обратноориентированной $p-n-p-n$ структуры с инжектирующим УЭ. При отсутствии тока управления (цепь управляющего электрода разомкнута) анализируемая структура представляет собой обычную $p-n-p-n$ структуру, находящуюся по сравнению со структурой на рис. 10 в перевернутом положении.

Поскольку в рассматриваемом случае $p-n-p-n$ структура включена в прямом направлении, а свойства ее идентичны со свойствами структуры на рис. 10, ее статическая характеристика не отличается от изображенной на рис. 17. При подаче отрицательного сигнала $p-n$ переход j_0 смещен в прямом направлении, из слоя n_0 в слой p_1 поступают электроны, которые частично исчезают в процессе рекомбинации с дырками, частично

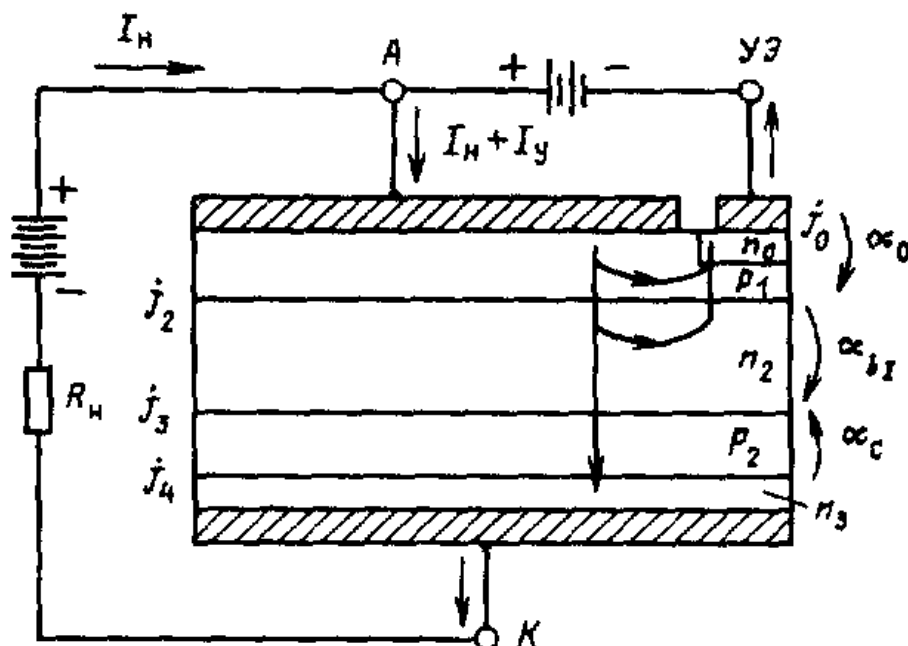
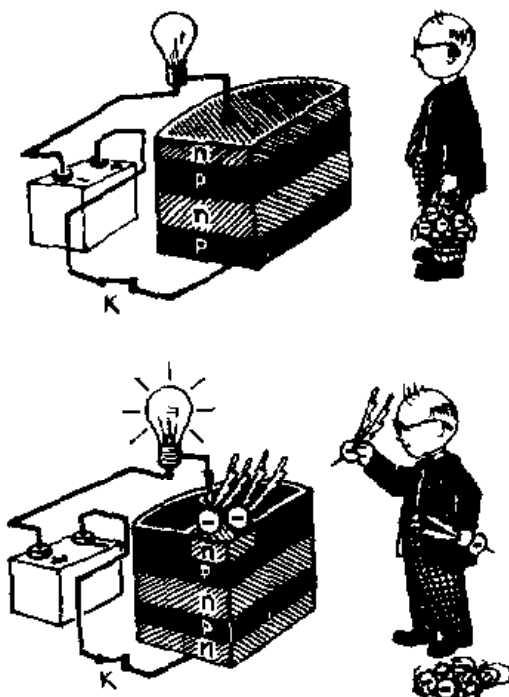


Рис. 20. Обратноориентированная $p-n-p-n$ структура с инжектирующим управляющим электродом

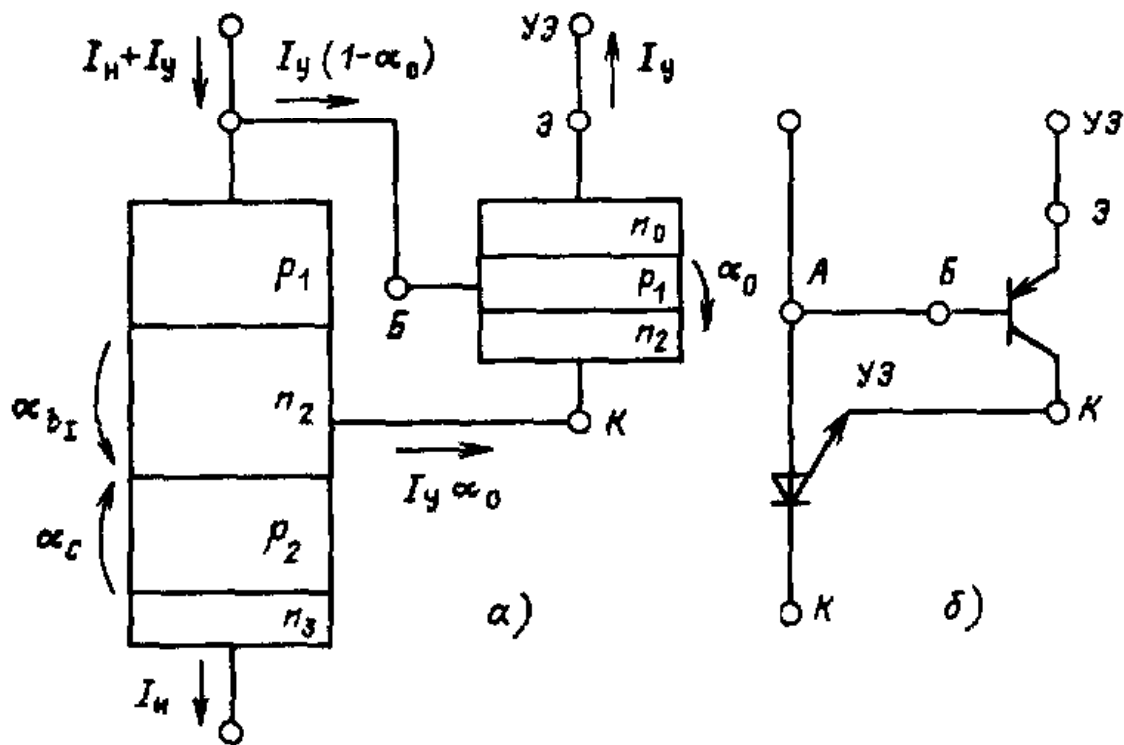


Рис. 21. Эквивалентные схемы обратноориентированной структуры с инжектирующим управляющим электродом

перебрасываются в слой n_2 . Для их компенсации из слоя p_1 в слой n_2 приходят дырки. Этот дырочный ток является током управления p - n - p структуры, но в отличие от рассмотренного в предыдущем параграфе механизма управления он поступает не в p , а в n -базу, а точнее, вытекает из n -базы и при достаточном значении может перевести p - n - p структуру в проводящее состояние. Эквивалентная схема рассматриваемого включения изображена на рис. 21 и представляет собой комбинацию тиристора с УЭ, присоединенным к n -базе, в цепь управления которого по схеме с общей базой включен n - p - n транзистор. С учетом управления по n -базе ток тиристора определяется соотношением, аналогичным (9):

$$I = (I_{K0}^{bc} + I_y^{(b)} a_{bI}) / (1 - a_{bI} - a_c), \quad (11)$$

где $I_y^{(b)}$ — часть тока управления, поступающая в n -базу; $I_{K0}^{(bc)}$ — обратный ток перехода I_3 .

Учитывая, что $I_y^{(b)}$ является током коллектора n - p - n транзистора, включенного по схеме с общей базой

$$I_y^{(b)} = I_y a_0, \quad (12)$$

получаем

$$I = (I_{K0}^{bc} + I_y a_0 a_{bI}) / (1 - a_{bI} - a_c). \quad (13)$$

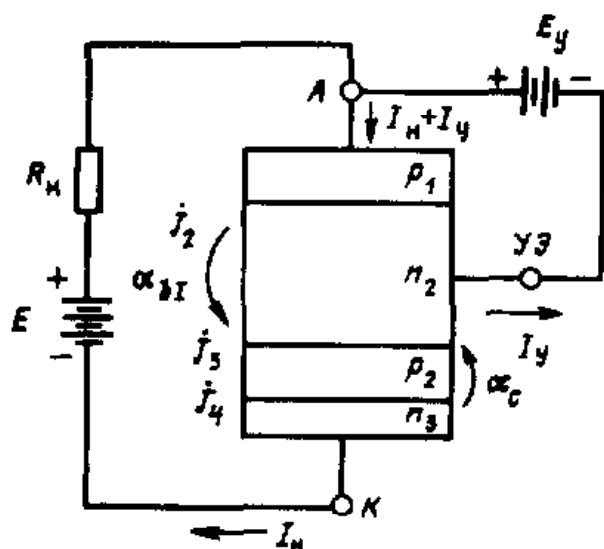


Рис. 22. Обратнoориентированная *p-n-p-n* структура с управлением по *n*-базе

Таким образом, при включении в обратном направлении имеются два существенных отличия в работе симистора: 1) управление осуществляется через *n*-базу; 2) в цепи управления имеется дополнительный элемент *p-n-p-n* транзистор, включенный по схеме с общей базой.

Рассмотрим особенности включения *p-n-p-n* структуры при управлении током *n*-базы (рис. 22). Анализ проведем при допущениях, принятых для *p-n-p-n* структуры с управлением по *p*-базе, полагая, что коэффициент передачи тока *p-n-p* транзистора $\alpha_{бI}$ не зависит от тока эмиттера, а коэффициент передачи *n-p-n* транзистора α_c имеет ступенчатую зависимость, изображенную на рис. 16 для α_c [3]. Прежде всего рассмотрим статические характеристики симистора, изображенные на рис. 6. Из рисунка следует, что прямые характеристики (в этом режиме управление производится по *p*-базе) существенно отличаются от обратных, когда управление осуществляется по *n*-базе. В обратном направлении имеет место более четко выраженный транзисторный эффект. Далее, если для прямой ветви зависимость тока переключения вначале имеет падающий характер с последующим нарастанием при больших токах управления, то на обратной ветви в значительном диапазоне ток переключения практически не зависит от тока управления. Это говорит о том, что для включения *p-n-p-n* структуры необходимо протекание тока нагрузки определенного значения, являющегося своеобразным параметром *p-n-p-n* структуры, так как он, как уже отмечалось, не зависит от тока управления. Указанную особенность можно объяснить, используя модель *p-n-p-n* структуры, на которой базировалось рассмотрение механизма управления с помощью тока *p*-базы. Основные допущения этой модели — независимость коэффициента передачи *p-n-p* транзистора от тока эмиттера и ступенчатая зависимость коэффициента передачи *n-p-n* транзистора от тока эмиттера

$$(\alpha_c = 0 \text{ при } I_{э} < I_{эп} \text{ и } 1 > \alpha_c > 0 \text{ при } I_{у} > I_{эп}).$$

При управлении по *p*-базе *p-n-p-n* структура переводится в состояние переключения с помощью тока управления — тока *p*-базы. В этом случае ток управления превышает пороговый ток эмиттера $I_{эп}$. При управле-

нии током n -базы p - n - p структура переводится в проводящее состояние, когда ток n^+ -эмиттера превысит значение $I_{Эп}$. Но в этом случае ток управления (ток n -базы) не оказывает непосредственного влияния на ток n -эмиттера, так как в p -базу поступает коллекторный ток p - n - p транзистора или усиленный ток n -базы. Условием включения p - n - p структуры при управлении током n -базы в первом приближении можно считать соотношение

$$I_{уп} \beta_{bI} \geq [I_{Эп} - I(U)]. \quad (14)$$

Сравнивая (7) и (14), можно сделать вывод о том, что между током управления по p - и по n -базам существует соотношение

$$I_{ур} = I_{уп} \beta_{bI}. \quad (15)$$

В случае, если $\beta_{bI} = 1$, или, учитывая соотношение

$$\beta_{bI} = a_{bI} / (1 - a_{bI}), \quad (16)$$

$a_{bI} = 0,5$, $I_{ур} = I_{уп}$, т.е. ток управления по n -базе равен току управления по p -базе.

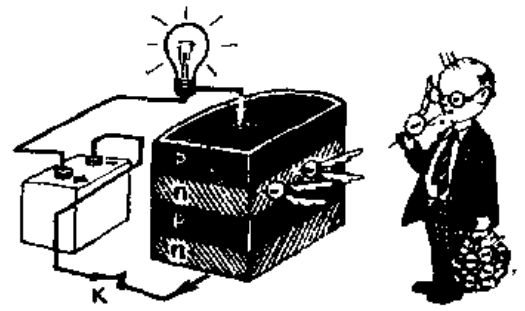
Соотношение (15) можно получить и в общем виде, когда a_b и a_d зависят от тока эмиттера (см. рис. 15). В этом случае соотношение для тока p - n - p структуры (11) с учетом механизма управления по n -базе, полученного на основе упрощенной модели, можно написать, выделив составляющую току p - n - p транзистора, в виде

$$I = I_{K0} + I_{K0} \beta_{bI} + I_{уп} \beta_{bI} + \frac{(I_{K0} + I_{K0} \beta_{bI} + I_{уп} \beta_{bI}) a_c}{1 - a_{bI} - a_c} \equiv \frac{I_{K0} + I_{уп} a_{bI}}{1 - a_{bI} - a_c}. \quad (17)$$

Первые три члена в (17) описывают ток p - n - p транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

$$I_{pnp} = I_{K0} + I_{K0} \beta_{bI} + I_{уп} \beta_{bI} = \frac{I_{K0} + a_{bI} I_{уп}}{1 - a_{bI}}, \quad (18)$$

а последний член отличается от тока p - n - p структуры, управляемой по p -базе током $I_{K0} + I_{K0} \beta_{bI} + I_{уп} \beta_{bI}$ [см. формулу (9)], отсутствием в числителе тока I_{K0} . Если пренебречь в силу ее малости этой добавкой, то соотношение (17) в принципе описывает характер изменения



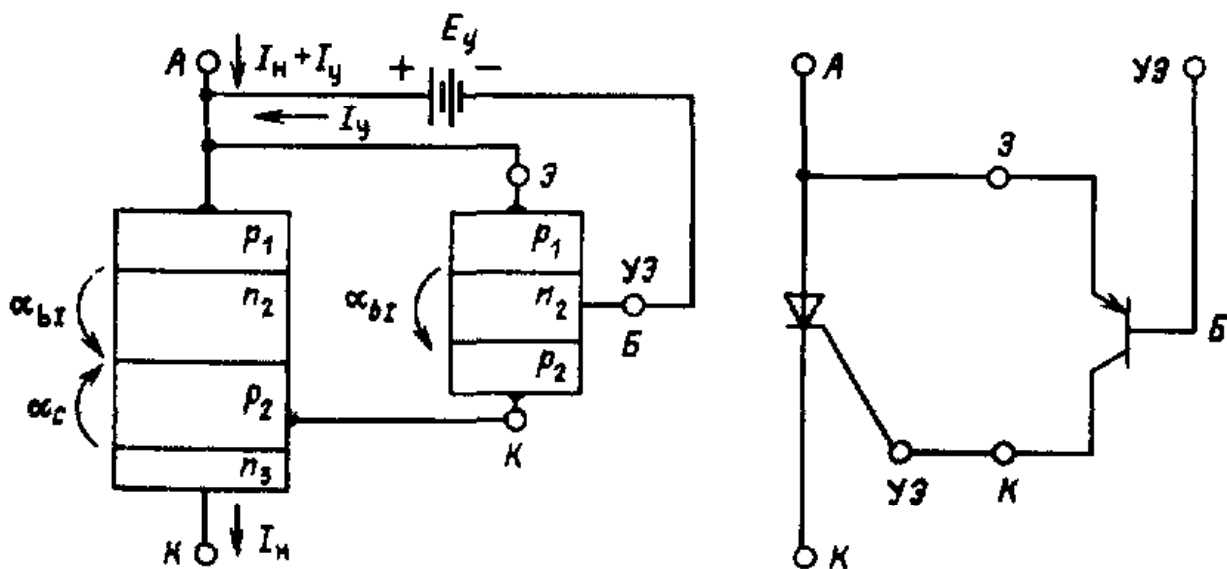


Рис. 23. Эквивалентные схемы $p-n-p-n$ структуры с управлением по n -базе

тока $p-n-p-n$ структуры, в цепи управления которой находится $p-n-p$ транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером.

Ток управления поступает в n -базу $p-n-p$ транзистора. Таким образом, эквивалентная схема $p-n-p-n$ структуры, включаемой током n -базы, может быть представлена в виде тиристора, в цепи управления которого находится $p-n-p$ транзистор, расположенный таким образом, что его эмиттер связан с анодом, а коллектор — с управляющим электродом тиристора (рис. 23).

Соотношение (17) позволяет получить ряд интересных соотношений. В частности, если пренебречь током утечки коллекторного перехода, получим следующую взаимосвязь между токами переключения $p-n-p-n$ структуры при управлении по n -базе $I_{\text{пер}}^{(n)}$ и по p -базе $I_{\text{пер}}^{(p)}$:

$$I_{\text{пер}}^{(n)} = I_{\text{пер}}^{(p)} + I_{\text{уп}} \beta_{bI}. \quad (19)$$

Из (13) можно получить также соотношение между токами управления при управлении по p -базе I_{yp} и по n -базе I_{yn} в виде

$$I_{yp} = I_{yn} \beta_{bI}. \quad (20)$$

Таким образом, мы пришли к (15) на основании рассмотрения общего выражения тока через $p-n-p-n$ структуру. Из (20) следует, что при $\beta_{bI} \geq 1$ ($\alpha_{bI} \geq 0,5$) ток управления по n -базе равен или меньше тока управления по p -базе. Следует отметить, что используемое условие включения (прибор находится в проводящем состоянии при поступлении в p -базу тока, значение которого не меньше тока управления — спрямления $I_{\text{ус}}^{(p)}$) позволяет получить выражение для тока удержания в виде

$$I_{\text{уд}} = I_{\text{ус}}^{(p)} / \alpha_{bI}. \quad (21)$$

Связь параметров при включении в прямом и обратном направлениях.

Результаты анализа *p-n-p-n* структуры, управляемой током *n*-базы, позволяют получить соотношения, связывающие параметры симистора при включении в прямом и обратном направлениях. Возвращаясь к обратноориентированной структуре с инжектирующим управляющим электродом (см. рис. 20) и учитывая, что она может быть представлена в виде *p-n-p-n* структуры, управляемой по *n*-базе, в цепи управления которой находится транзистор, включенный по схеме с общей базой, а также соотношение (15), получаем выражение тока симистора при включении его в обратном направлении в виде

$$I = I_{K0} + I_{K0}\beta_{bI} + I_y a_0 \beta_{bI} = \frac{(I_{K0} + I_{K0}\beta_{bI} + I_y \beta_{bI} a_0) a_c}{1 - a_c - a_{bI}} \quad (22)$$

Соответственно эквивалентная схема рассматриваемой структуры может быть изображена так, как показано на рис. 24. Она состоит из трех элементов — тиристора и двух транзисторов, включенных по схеме с общим эмиттером (ОЭ) и общей базой (ОБ). По аналогии с (15) и (16) и с учетом (12) получим взаимосвязь между параметрами тока управления симистора при включении в прямом и обратном направлениях:

$$I_{\text{пер}}^{--} = I_{\text{пер}}^{++} + I_y^- \beta_{bI} a_0; \quad (23)$$

$$I_y^{++} = I_y^{--} \beta_{bI} a_0, \quad (24)$$

где $I_{\text{пер}}^{++}$, I_y^{++} , $I_{\text{пер}}^{--}$, I_y^- — токи переключения и управления соответственно в прямом направлении при управлении положительным сигналом

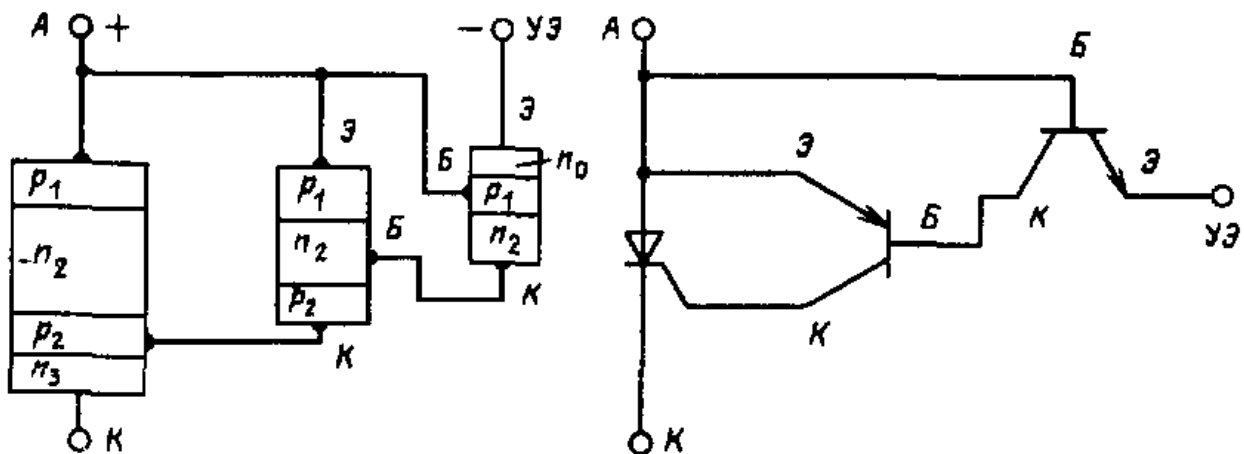


Рис. 24. Эквивалентные схемы обратноориентированной *p-n-p-n* структуры с инжектирующим управляющим электродом

управления и в обратном при управлении отрицательным сигналом управления.

Условием одинаковых токов управления в прямом и обратном направлениях является

$$\beta_{bI} \alpha_0 = 1. \quad (25)$$

Учитывая то, что в структурах реальных симисторов $\alpha_0 = 0,7 \div 0,9$, получаем $\beta_{bI} = 1,11 \div 1,43$. Следует отметить, что требование (20) накладывает ограничение на блокирующие свойства $p-n-p$ структуры, а следовательно, и симистора в целом по сравнению с тиристором. Действительно, напряжение пробоя описывается выражением (2). Тиристор проектируется таким образом, что $\beta_{bI} \gg 1$ или $\alpha_{bI} \approx 0$. Таким образом, напряжение пробоя равно напряжению пробоя центрального перехода. В симисторе при условии выполнения равенства токов управления в прямом и обратном направлениях $\beta_{bI} > 1$ или $\alpha_{bI} > 0,5$, и, следовательно, напряжение пробоя ниже напряжения пробоя центрального перехода.

Более сложный механизм включения $p-n-p-n$ структуры в обратном направлении приводит к различию прямых и обратных импульсных характеристик включения симистора. Осциллограммы тока симистора при включении в прямом и обратном направлениях представлены на рис. 25.

Как следует из этого рисунка, кривая тока в прямом и обратном направлениях, если не учитывать ступеньку тока на этапе задержки в обратном направлении, имеет одинаковый вид. Что касается задержки, то этот этап в обратном направлении гораздо протяженнее. Это обус-

ловлено более сложным механизмом включения. Если обозначить время задержки включения в обратном направлении t_3^{--} , а в прямом t_3^{++} , то различие между ними можно определить так:

$$t_3^{--} - t_3^{++} = t_{3(об)}^{(0)} + t_{3(оз)}^{(b)}, \quad (26)$$

где $t_{3(об)}$ — время задержки $n_0-p_1-n_2$ транзистора, включенного по схеме

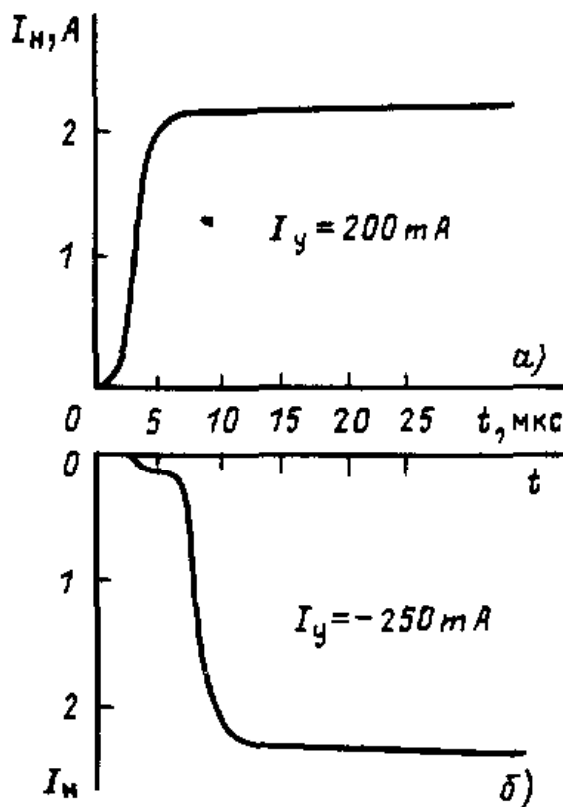


Рис. 25. Осциллограммы тока нагрузки симистора TC112-10 при включении в прямом (а) и обратном (б) направлениях током управления положительной и отрицательной полярности

с ОБ; $t_3^{(b)}$ (ОЭ) — время задержки $p_1-n_2-p_2$ транзистора, включенного по схеме с ОЭ.

Для большинства симисторов, применяемых на практике, значение $t_3^- - t_3^+$ не превышает нескольких микросекунд, поэтому в случае использования симисторов на промышленных частотах можно считать, что переходные характеристики симисторов при включении в прямом направлении положительным сигналом и в обратном отрицательным практически одинаковы.

4. ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИМИСТОРА

Рассмотренные в двух предыдущих параграфах основные режимы отпирания симистора характеризуются однополярностью управляющего и основного сигналов, а именно в прямом (положительном) направлении включение осуществляется положительным сигналом управления, а в обратном (отрицательном) — отрицательным управляющим сигналом. В принципе возможно управление и при разнополярном соотношении напряжения на основных и управляющем электродах. При этом управление в прямом направлении отрицательным сигналом является свойством рассмотренной структуры симистора (см. рис. 7). Для осуществления же управления в обратном направлении

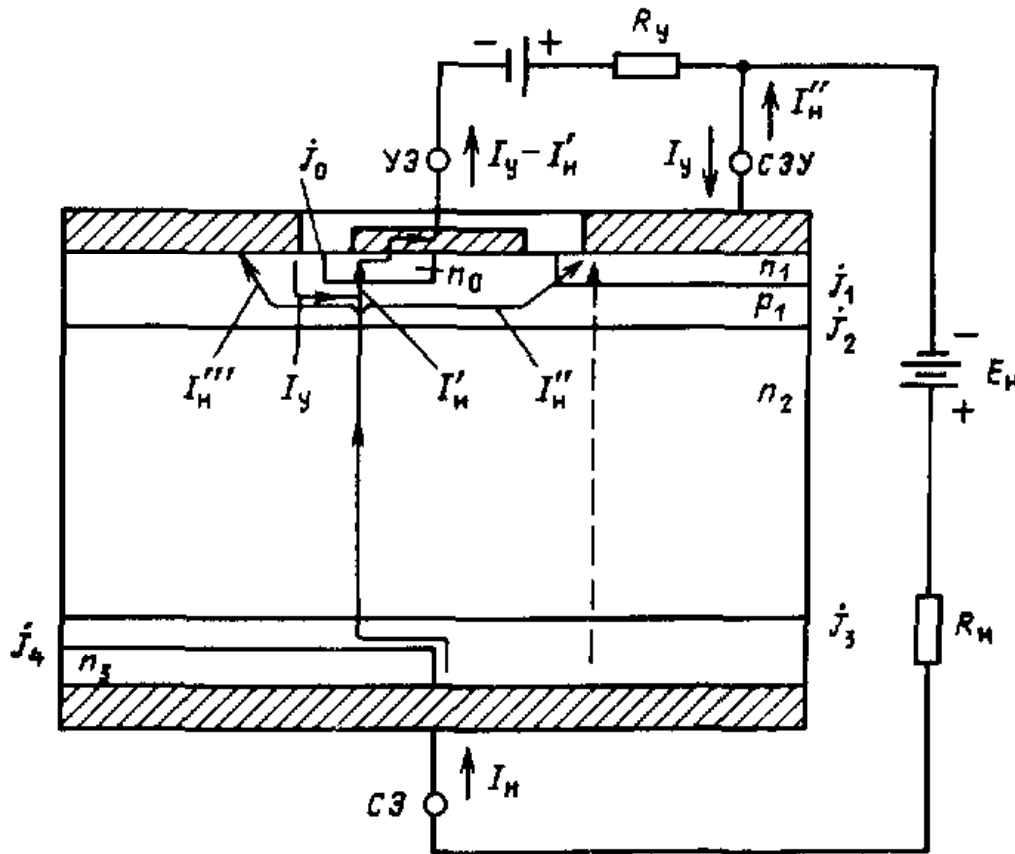


Рис. 26. Включение симистора в прямом направлении током управления отрицательной полярности

положительным управляющим сигналом необходимо дополнительное усложнение конструкции прибора.

Рассмотрим включение симистора в прямом направлении отрицательным управляющим сигналом (рис. 26). При приложении к СЭУ отрицательного относительно СЭ напряжения p - n переходы j_1 и j_3 смещены в прямом, а p - n переходы j_2 и j_4 — в обратном направлении. Левая часть структуры представляет собой p - n - p - n структуру, смещенную в обратном направлении, и может не учитываться при анализе процесса включения. Правая часть, p - n - p - n структура, смещенная в прямом направлении, при отсутствии сигнала управления находится в закрытом состоянии. При подаче на УЭ отрицательного относительно СЭУ напряжения p - n переход j_1 в части, прилегающей к УЭ, смещается в обратном направлении, а p - n переход j_0 — в прямом направлении. В результате p - n переход j_0 своей левой частью инжектирует электроны в область p_1 , и в итоге структура n_0 - p_1 - n_2 - p_2 переключается в проводящее состояние. На первом этапе ток в основном (составляющая I'_H) протекает по цепи СЭ — слой p_2 — УЭ — R_y и R_H . Незначительная часть тока ответвляется влево (ток I''_H) и вправо (ток I'''_H). Как только падение напряжения на сопротивлении R_y , обусловленное протеканием тока I'_H , превысит E_y , то p - n переход j_1 в своей левой части перейдет в режим прямого смещения, начнет инжектировать носители и структура n_1 - p_1 - n_2 - p_2 переключится в проводящее состояние. Процесс включения симистора для рассматриваемого режима, таким образом, можно моделировать с помощью двух тиристоров (рис. 27), один из которых — T_1 — представляет p - n - p - n структуру под УЭ, а второй — T_2 — p - n - p - n структуру под СЭ.

Двухступенчатый механизм включения находит свое отражение на ВАХ, которая изображена на рис. 28. Особенностью ее является наличие дополнительного участка с отрицательным сопротивлением,

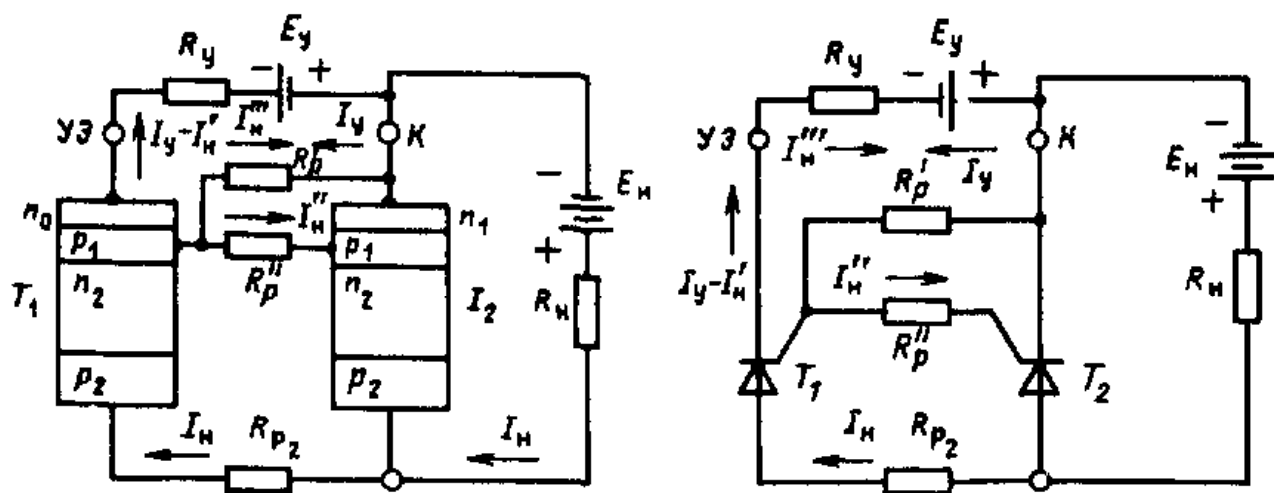


Рис. 27. Эквивалентные схемы симистора, включаемого в прямом направлении отрицательным током управления

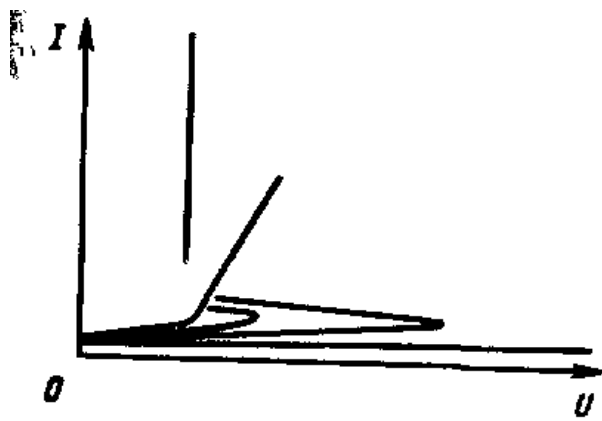


Рис. 28. Прямая ВАХ симистора, управляемого отрицательным током

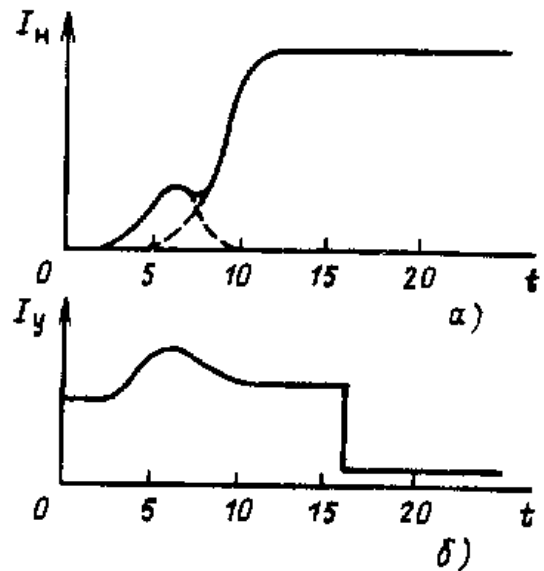
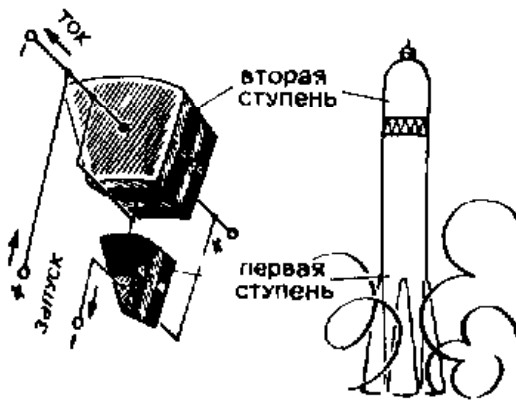


Рис. 29. Осциллограммы включения симистора в прямом направлении отрицательным управляющим током

который сохраняется при любых токах управления (основной участок, как и в случае обычного тиристора, исчезает при управляющем токе, равном току управления—спрямления). Наклон ВАХ в области дополнительного участка в основном определяется сопротивлением, представляющим собой последовательное соединение сопротивления слоя p_2 , R_{p2} , и внешнего сопротивления цепи управления R_y , при этом сопротивлением $n_0-p_1-n_2-p_2$ структуры, находящийся в открытом состоянии, из-за его малости можно пренебречь. Следует отметить, что при малых токах нагрузки может иметь место такой режим работы, когда основная часть прибора так и не включится, а ток нагрузки будет протекать через цепь УЭ.

Двухступенчатый механизм включения отчетливо проявляется на характеристике включения симистора (рис. 29, а), которая имеет четко выраженную ступень, обусловленную включением участка структуры под УЭ или тиристора T_1 на рис. 27. На этом этапе ток нагрузки в основном протекает через цепь управления, и на осциллограмме тока управления (рис. 29, б) наблюдается всплеск тока. Как только начинает включаться основная часть прибора (тиристор T_2), напряжение на ней начинает уменьшаться, что приводит к снижению тока в цепи тиристора T_1 вплоть до значения, приблизительно равного $I_y + E_H / (R_H + R_y + R_{p2})$. При снятии импульса управления через цепь управления протекает часть тока нагрузки, равная $E_H / (R_H + R_y + R_{p2})$, конечно, если это значение превышает ток удержания тиристора T_1 .

Таким образом, особенностью режима включения симистора в прямом направлении отрицательным управляющим сигналом является ответвление на этапе включения в цепь управления довольно ощутимой части тока нагрузки, которая при завершении процесса включения сни-



жается до пренебрежимо малого значения. Другой особенностью включения являются увеличенные времена задержки включения основной части структуры. Следует отметить, что при малых токах нагрузки (порядка тока управления) основная часть структуры, включаемая током вспомогательной $p-n-p-n$ структуры, может так и не включиться

(задержка включения равна бесконечности). В этом случае в цепи нагрузки включено сопротивление $R_y + R_n + R_{p2} \gg R_n$. Эффективность работы симистора (КПД полезного действия) в таком режиме невелика. Таким образом, в тех случаях, когда включение в прямом направлении симистора необходимо осуществлять при малых токах нагрузки, режим управления отрицательным током нежелателен.

В случае, если протяженности областей управления симистора при включении в прямом направлении положительным управляющим сигналом и в прямом направлении отрицательным управляющим сигналом одинаковы, токи управления для этих двух режимов практически одинаковы.

Рассмотрим следующий пример разнополярного управления: включение симистора в обратном направлении положительным управляющим сигналом. Следует отметить, что этот режим не может быть реализован в рассмотренной наиболее простой конструкции симистора. Он реализуется в тех случаях, когда в структуре симистора имеется интегрально встроенная обратноориентированная $p-n-p-n$ структура с омическим УЭ, представленная на рис. 30.

Особенностью этой структуры является наличие дополнительного слоя n_4 , расположенного возле УЭ и частично заходящего под основной анодный контакт. Рассмотрим включение тиристора в прямом направлении в случае, когда к аноду A приложено положительное относительно катода K напряжение. В этом случае структура $p_1-n_2-p_2-n_3$ смещена в прямом направлении, т.е. ее эмиттерные переходы j_2 и j_4 смещены в прямом, а центральный коллекторный переход j_3 — в обратном направлениях. Переход j_5 смещен в обратном направлении и не оказывает влияния на процесс включения. При подаче управляющего сигнала (к УЭ прикладывается положительное относительно анода напряжение), правая часть перехода j_5 , прилежащая к УЭ, смещается в прямом направлении и начинает инжектировать электроны в область p_1 . Часть электронов рекомбинирует в области p_1 (ток I'_y), другая часть (ток I''_y) попадает в область n_2 , выполняя тем самым функцию внешнего тока, поставляемого в n -базу, или тока управления.

Таким образом, для участка $p-n-p-n$ структуры, расположенного под УЭ и представляющей собой не что иное, как обратноориентирован-

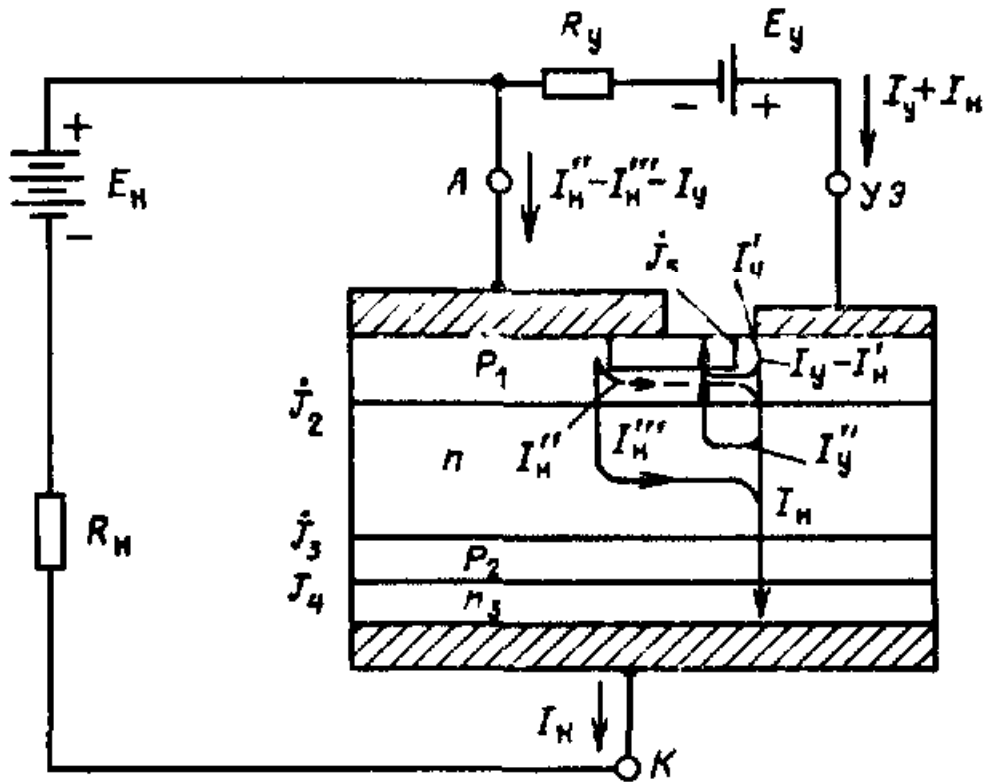


Рис. 30. Обратнориснтрированная p-n p-n структура с омическим управляющим электродом

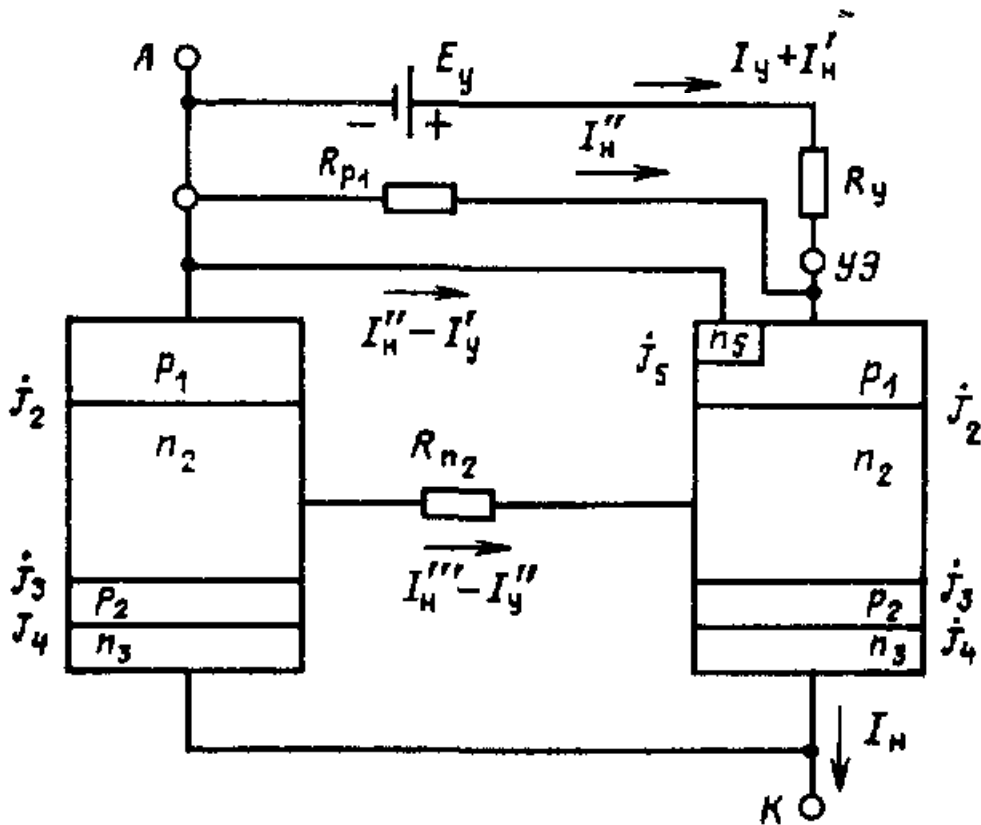


Рис. 31. Эквивалентная схема обратнориснтрированной структуры с омическим управляющим электродом

ную $p-n-p-n$ структуру с инжектирующим управляющим эмиттером, изображенную на рис. 20 и рассмотренную в § 3, реализуются условия включения. При этом ток нагрузки в толще полупроводниковой структуры разделяется на три составляющие. Первая I_H' протекает через УЭ, вторая I_H'' течет вдоль слоя p_1 , третья I_H''' ответвляется по базе n_2 и выполняет функцию управляющего тока для основной части структуры. Как только ток I_H''' превышает значение, необходимое для включения для этой части структуры, происходит включение основной части структуры. Таким образом, механизм включения, как и в предыдущем случае, имеет двухступенчатый характер. Поскольку участок структуры, определяющий включение прибора на первом этапе, как уже отмечалось, представляет собой обратноориентированную $p-n-p-n$ структуру с инжектирующим УЭ, то структуру, изображенную на рис. 30, можно анализировать с помощью эквивалентной схемы на рис. 31, состоящей из обратноориентированной $p-n-p-n$ структуры с инжектирующим управляющим электродом и обратноориентированной $p-n-p-n$ структуры, n -базы которых электрически связаны.

Начальный участок ВАХ обратноориентированной $p-n-p-n$ структуры с омическим УЭ изображен на рис. 32. Здесь, как и в предыдущем случае, имеется дополнительный участок с отрицательным сопротивлением, отражающий двухступенчатый механизм включения. Отличие заключается в ярко выраженном транзисторном эффекте (наличии смещения ВАХ, увеличивающегося с ростом тока управления). Эта особенность обусловлена особенностью включения $p-n-p-n$ структуры током управления n -базы. Наклон дополнительного участка с отрицательным сопротивлением, как следует из рис. 31, определяется сопротивлением, представляющим собой параллельное соединение трех сопротивлений: внешнего сопротивления цепи управления R_y , сопротивления слоя

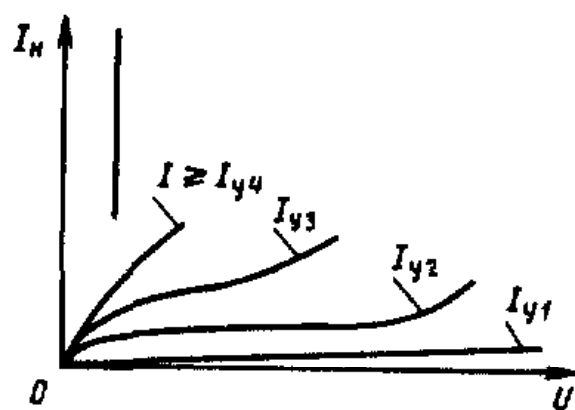
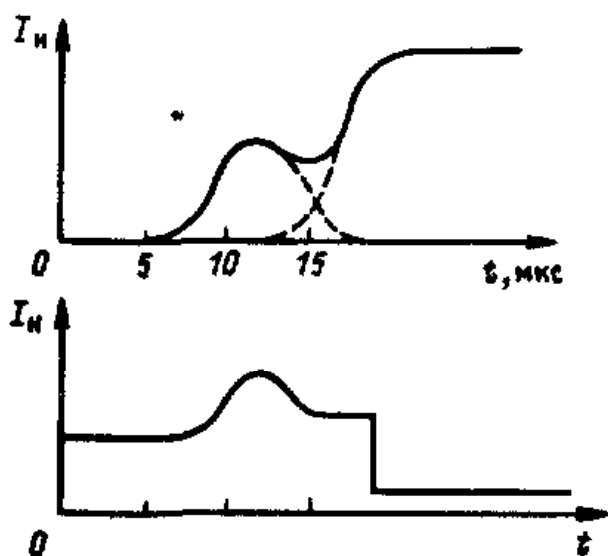


Рис. 32. Семейство ВАХ обратноориентированной структуры с омическим управляющим электродом

Рис. 33. Осциллограммы тока включения обратноориентированной $p-n-p-n$ структуры с омическим управляющим электродом

$p_1 R_{p1}$ и сопротивления слоя $n_2 R_{n2}$. При этом сопротивлением $p_1-n_2-p_2-n_3$ структуры, находящийся в открытом состоянии под УЭ, из-за его малости можно пренебречь. При снятии сигнала управления через цепь управления протекает часть тока нагрузки, равная $E_H / (R_y \parallel R_{p1} \parallel R_{n2}) + R_H$.

Таким образом, особенностью рассмотренной структуры симистора, управляемого в обратном направлении током положительной полярности, является, как и в предыдущем случае, ответвление на этапе включения в цепь управления довольно значительной части тока нагрузки, которая при завершении процесса включения снижается до незначительной величины по сравнению с током нагрузки.

Что касается времени задержки (рис. 33), то оно для вспомогательной структуры в области УЭ определяется свойствами обратноориентированной структуры, изображенной на рис. 20. Кривая нарастания тока аналогична кривой тока нагрузки симистора, включаемого отрицательным током управления (см. рис. 25, б). Ток основной структуры, включаемой током вспомогательной структуры, включается через задержку времени, равную задержке включения $p-n-p-n$ структуры, управляемой током n -базы (см. рис. 22).

5. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИМИСТОРА

При рассмотрении принципа действия симистора, в предыдущих параграфах было уделено внимание особенностям переходного процесса включения (см. § 3 и 4). Помимо переходного процесса включения к динамическим процессам относятся переходный процесс выключения, эффект di/dt — эффект разрушения структуры при резком нарастании тока нагрузки, эффект du/dt — эффект произвольного включения многослойной структуры при резком изменении (увеличении или уменьшении) напряжения на основных электродах прибора, эффект $du/dt_{ком}$ — эффект самопроизвольного включения симистора в противоположном направлении при резкой коммутации (изменение направления) напряжения на основных электродах прибора.

Эффект di/dt . До сих пор свойства симистора и тиристора рассматривались в одиомерном приближении. Это означало, что ток управления равномерно распределен по площади структуры и она включается равномерно по всей площади. Однако опыт работы с мощными транзисторами, анализ включения $p-n-p-n$ структуры большой площади говорят о том, что наличие конечного значения сопротивления растекания базового слоя p_2 , к которому присоединен УЭ, приводит к неравномерному распределению тока инжекции по площади структуры с понижением плотности инжектированного тока по мере удаления от УЭ. Следствием такого распределения является то, что $p-n-p-n$ структура сначала включается в малой (размером порядка 0,2–0,3 мм) области, называемой областью первоначального включения (ОПВ).

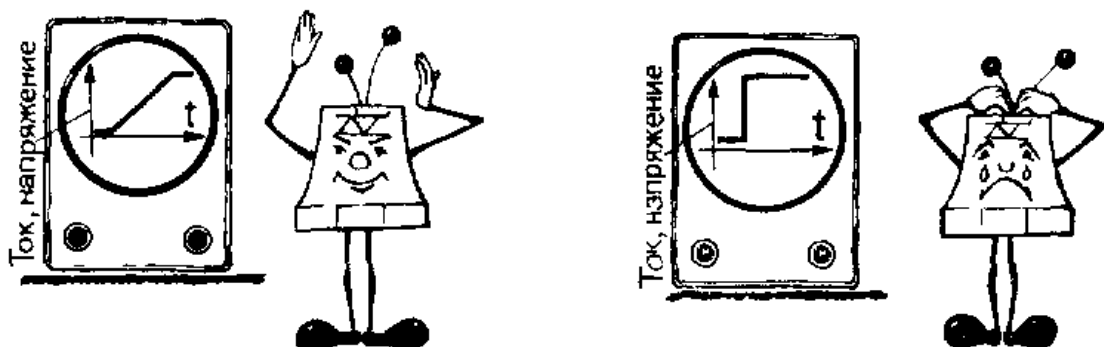
ОПВ зависит от продольного сопротивления базового слоя, которое в свою очередь определяется удельным сопротивлением и толщиной базовой области. В связи с тем что включение в прямом направлении осуществляется по p -базе, а в обратном — по n -базе (а параметры базовых слоев в общем случае отличаются), площади областей первоначального включения в прямом и обратном направлениях отличаются друг от друга. Соотношения между площадями ОПВ симистора, управляемого в прямом направлении положительным, а в обратном отрицательным управляющим сигналом, имеет вид

$$\frac{S_0^+}{S_0^-} = \sqrt{\frac{w_{p1}}{\rho_{p1}} \frac{\rho_{n2}}{w_{n2}} \frac{1-a_{bI}}{a_{bI}a_0}},$$

где w_{p1} , w_{n1} — толщины; ρ_{p1} , ρ_{n2} — удельные сопротивления базовых областей n - и p -типов.

Расчет, проведенный для наиболее распространенных конструкций симисторов, показывает, что ОПВ в прямом направлении в 1,5–2,5 раза превышает ОПВ в обратном направлении. ОПВ непосредственно влияет на предельные значения di/dt — скорости нарастания тока нагрузки. Чем протяженнее ОПВ, тем большее значение di/dt может выдержать прибор. Соответственно в симисторе значение di/dt (при одинаковой протяженности n - и p -областей управления) в прямом направлении в 1,5–2,5 раза превышает значение в обратном направлении. Одним из путей выравнивания значений в прямом и обратном направлениях является увеличение в 1,5–2,5 раза периметра n -области управления по сравнению с p -областью. Но это приводит к соответствующему увеличению тока управления.

Эффект du/dt . Эффект du/dt — произвольное (без подачи управляющего сигнала) включение p - n - p -структуры в проводящее состояние при приложении быстроизменяющегося напряжения на основные электроды — обусловлен протеканием емкостного тока центрального перехода. Механизм этого эффекта ясен из рис. 34, на котором изображена p - n - p -структура с отдельно вынесенной емкостью коллекторного перехода. Емкостный ток i_{C_K} — результат изменения напряжения на



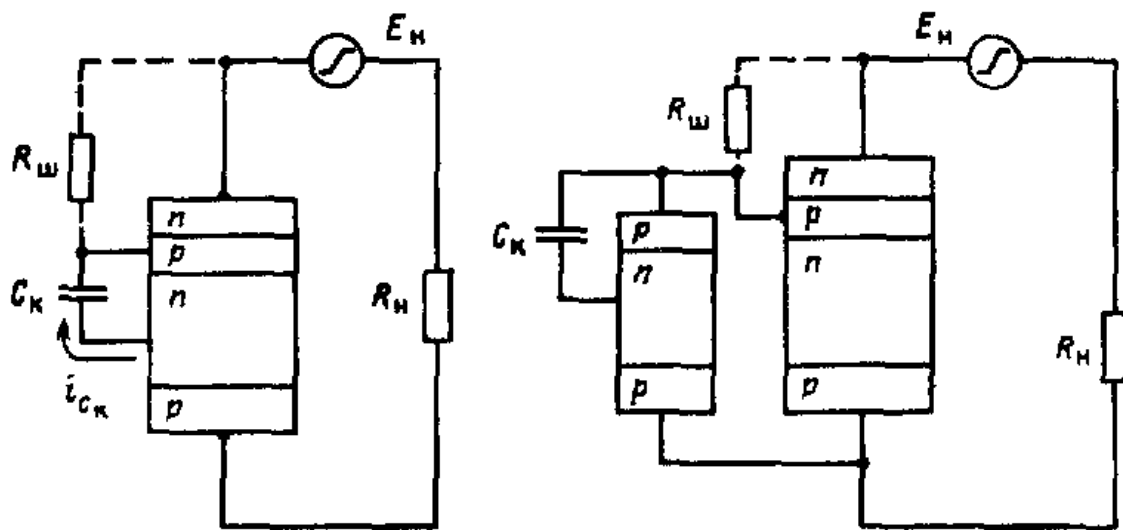


Рис. 34. Эквивалентные схемы $p-n-p-n$ структуры, включаемой быстроизменяющимся анодным напряжением (эффект du/dt)

C_K — воздействует на обе базовые области. Он втекает в p -базу и вытекает из n -базы, обеспечивая тем самым управление переключением по двум базам. Включение произойдет, когда в p -базе будет накоплен критический заряд. Накопление заряда будет обусловлено, во-первых, поступлением тока i_{C_K} непосредственно в p -базу, во-вторых, током $p-n-p$ структуры i_{pnp} , в n -базу которой поступает ток i_{C_K} (рис. 35, б, в).

Ток i_{pnp} в отличие от i_{C_K} поступает в p -базу через время задержки $t_{з(pnp)}$. В результате ток, представляющий реакцию $p-n-p-n$ структуры на изменение напряжения на основных электродах, имеет форму, изображенную на рис. 35, г. Как только заряд в p -базе, обусловленный протеканием этого тока, достигнет критического значения, $p-n-p-n$ структура переключится в проводящее состояние (штриховая линия на рис. 35, г).

Эффект du/dt является нежелательным эффектом, поэтому обычно предпринимаются меры для повышения значения du/dt , при котором происходит неконтролируемое включение $p-n-p-n$ структуры. Эти меры в основном сводятся к повышению критической плотности тока или критического заряда, при котором происходит включение $p-n-p-n$ структуры. Наиболее эффективным методом повышения стойкости приборов к высоким скоростям изменения напряжения на основных электродах является распределенное шунтирование эмиттерного $n-p$ перехода. Участок $p-n-p-n$ структуры с распределенной шунтировкой $n-p$ эмиттера изображен на рис. 36. Разумеется, это мероприятие приводит к увеличению тока управления. Следует отметить, что распределенную шунтировку эмиттера можно применять не для всех областей структуры симистора. Так, введение распределенной шунтировки всего n_3-p_2 эмиттера для структуры симистора, например, на рис. 7

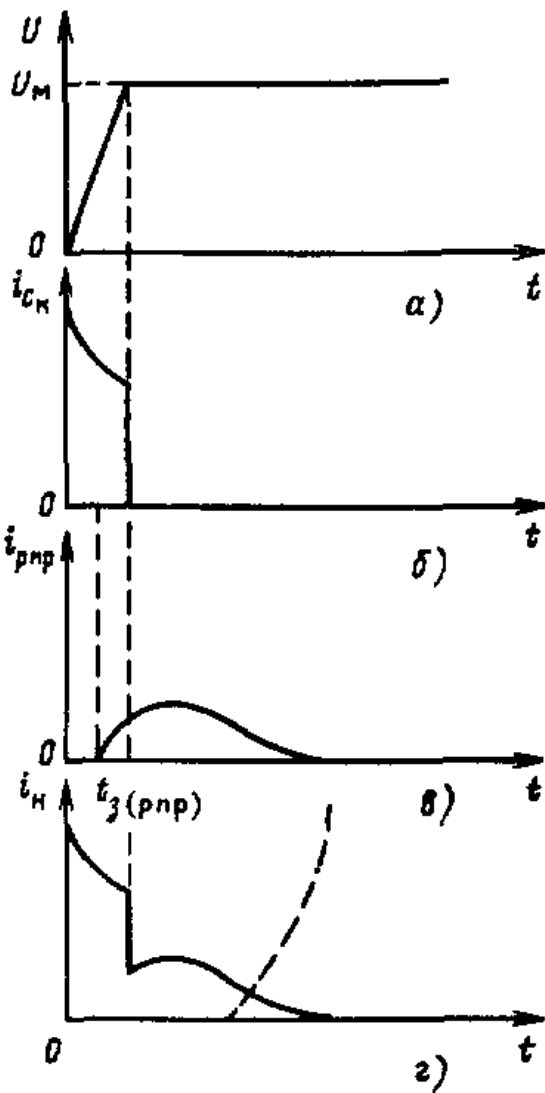


Рис. 35. Осциллограммы тока в элементах эквивалентной схемы $p-n-p-n$ структуры

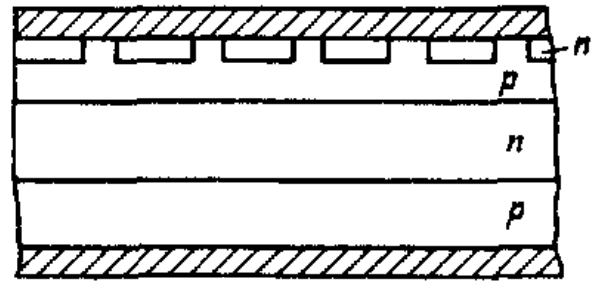


Рис. 36. $p-n-p-n$ структура с распределенным шунтированием эмиттерного перехода

приведет к тому, что эффективность n_3-p_2 эмиттера в области управляющего электрода снизится, что вызовет резкое увеличение тока управления в обратном направлении. Поэтому, как правило, n_3-p_2 эмиттер в области управления не шунтируется. Следствием этого являются более низкие значения du/dt для обратного направления. Если учесть, что критический заряд, так же как и ток управления, зависит от напряжения и от температуры прибора, то значение du/dt будет зависеть от конечного значения напряжения, которое будет достигнуто к моменту изменения напряжения. Это означает, что чем выше значение напряжения U_M (см. рис. 35, а) и температура структуры, тем ниже значение du/dt .

Выключение симистора и эффект $(du/dt)_{ком}$. Выключение симистора, как и тиристора, осуществляется приложением напряжения с полярностью, обратной той, при которой было произведено включение.

При рассмотрении процесса выключения следует исходить из двух наиболее характерных частей структуры. Первая из них изображена на рис. 37, а. Ее особенностью является то, что условные $p-n-p-n$ структуры удалены друг от друга так, что между ними имеется трехслойный участок $p_1-n_2-p_2$. В этом случае, когда ток проводит левая часть структуры, практически весь избыточный заряд сосредоточен в левой части. Протяженность трехслойного участка выбирается такой, что не имеет места взаимодействие между условными $p-n-p-n$ структурами.

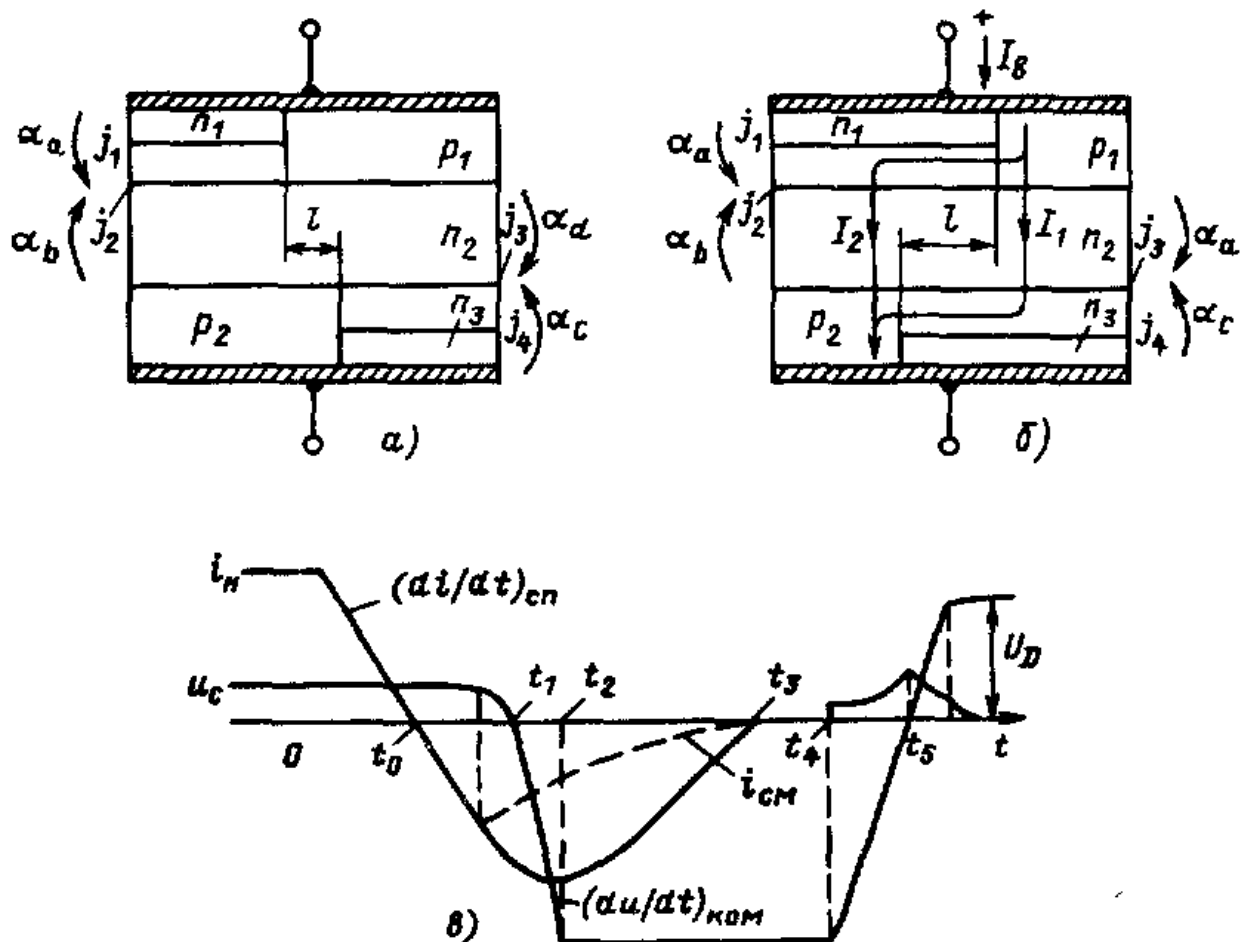


Рис. 37. *N-p-n-p-n* структура:

a — без перекрытия проекций эмиттерных переходов; *б* — с перекрытием проекций эмиттерных переходов; *в* — временные зависимости тока нагрузки и напряжения на симисторе

Процесс включения аналогичен процессу выключения тиристора. Временные зависимости тока нагрузки и напряжения на симисторе имеют вид, представленный на рис. 37, *в*. До момента времени, принятого за нуль, симистор находился в открытом состоянии и через него протекал ток I_H . Напряжение на симисторе в открытом состоянии мало и равно примерно 1–2 В. В момент времени $t = 0$ ток через симистор с определенной скоростью $(di/dt)_{сн}$ начинает уменьшаться до нуля. С момента времени t_1 начинается процесс выключения симистора. Одновременно с уменьшением тока слегка уменьшается и напряжение на симисторе.

В момент времени t_1 ток через симистор становится равным нулю. Однако напряжение на симисторе еще не достигает нуля. Это обусловлено тем, что избыточный заряд в базах исчезает не сразу. К моменту времени t_1 в базах тиристора сохраняется некоторый избыточный заряд электронов и дырок. Поэтому к моменту времени t_1 и некоторое время после него переходы симистора оказываются прямосмещенными, т.е. имеют очень малое сопротивление. В результате ток через симистор

после момента времени t_1 меняет знак и течет в обратном направлении. Вследствие изменения направления тока изменяет свою полярность и падение напряжения на базовых слоях прибора. Падение напряжения на базовых слоях вычитается при этом из суммарного падения напряжения на электронно-дырочных переходах симистора. Поэтому напряжение на симисторе после спада тока до нуля быстро уменьшается и, так же как и ток, изменяет свое направление. Первым обратное сопротивление восстанавливает переход j_3 . Однако напряжение пробоя этого перехода имеет значение порядка 10 В. Поэтому восстановление обратного сопротивления перехода j_3 практически не приводит к ограничению обратного тока через тиристор. Обратный ток нарастает до тех пор, пока не начнет восстанавливать свое обратное сопротивление p - n переход j_1 . Обратный ток, начиная с момента t_2 , уменьшается, а обратное напряжение на симисторе возрастает до значения напряжения источника в силовой цепи.

В момент времени t_3 обратное сопротивление перехода j_1 можно считать полностью восстановленным. При $t > t_3$ к симистору приложено обратное напряжение и через него протекает незначительный обратный ток. В момент времени t_4 напряжение на симисторе начинает уменьшаться с определенной скоростью и, пройдя через нуль, в момент времени t_5 меняет полярность с обратной на прямую и возрастает затем до значения U_D .

Нагрузочный ток через симистор в момент времени t_4 может изменить направление с обратного на прямое. Это обусловлено протеканием через переход j_1 емкостного тока, направленного от слоя p_1 в сторону базы n_1 . Емкостный ток перехода j_1 пропорционален его барьерной емкости и скорости изменения напряжения. Если ток превышает обратный ток перехода j_1 , результирующий ток через симистор изменяет направление с обратного на прямое. С уменьшением обратного напряжения на переходе j_1 его обратный ток уменьшается. Емкостный же ток возрастает при заданной постоянной скорости изменения напряжения, так как барьерная емкость перехода j_1 увеличивается с уменьшением обратного напряжения. Поэтому в интервале времени от t_4 до t_5 ток через симистор возрастает со временем.

Начиная с момента времени t_5 , коллекторный переход тиристора смещается в обратном направлении, и через него протекает емкостный ток, направленный от базы n_1 в сторону базы p_2 . Отметим, что емкостный ток коллекторного перехода в начальный период при $t > t_5$ может быть весьма значительным. В последующем ток через тиристор уменьшается. Переходный процесс выключения симистора считается завершенным, если после момента времени t_5 симистор оказывается способным выдержать приложение напряжения с заданной амплитудой и скоростью нарастания. Под временем выключения в рассматриваемом случае понимают минимальный промежуток времени от момента

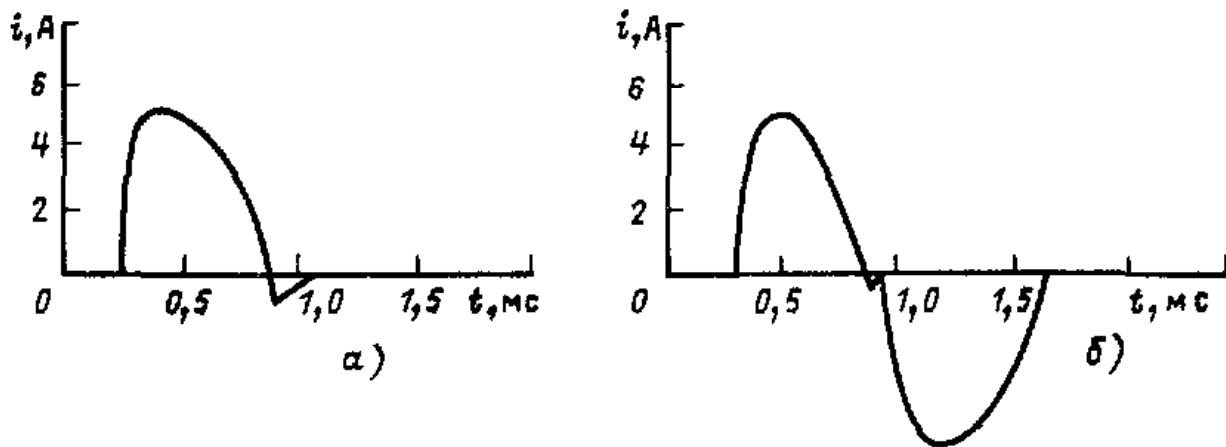


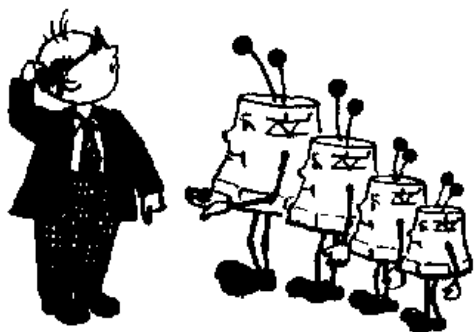
Рис. 38. Осциллограммы тока симистора в момент коммутации напряжения:
 а — $f = 575$ Гц; б — $f = 780$ Гц

спада прямого тока до нуля t_1 до момента времени t_5 , когда полярность напряжения на тиристоре меняется с обратной на прямую.

Рассмотрим вторую характерную часть структуры симистора, изображенную на рис. 37, б. Ее особенностью является наличие области, где реализуется пятислойная *n-p-n-p-n* структура. Это приводит к тому, что при протекании тока нагрузки по левой или правой части структуры его относительно небольшая часть ответвляется в область перекрытия и там накапливается заряд. При коммутации (изменении направлений) тока возможны два режима. При медленном изменении тока заряд в области перекрытия успевает исчезнуть и процесс выключения аналогичен рассмотренному случаю (рис. 38, а). Если скорость изменения тока настолько велика, что накопленный заряд не успевает исчезнуть и его значение достаточно для включения структуры, то симистор переключается в проводящее состояние в обратном направлении (рис. 38, б). Поскольку скорость спада тока при коммутации пропорциональна скорости изменения напряжения при коммутации, эффект включения при быстрой коммутации получил название эффекта $du/dt_{\text{ком}}$. Скорость изменения напряжения при коммутации не должна превышать некоторого значения, называемого критической скоростью изменения напряжения при коммутации.

6. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ СИМИСТОРОВ

В зависимости от параметров внешней сети, главным образом от его напряжения, и сопротивления нагрузки, используются симисторы различной мощности. В настоящее время симисторы, применяемые в бытовой технике, охватывают диапазон токов от нескольких ампер до нескольких десятков ампер и напряжения от 500–700 В для работы от сети напряжением 200 В до 1000–1200 В для работы от трехфазной сети напряжением 380 В. Для того чтобы ориентироваться в выборе нужных



типов приборов, в приложениях 1–7 приводятся основные параметры и характеристики симисторов. Этот справочный материал помимо познавательной нагрузки несет и информационную, так как приведенные данные до сих пор широко не публиковались и, мы надеемся, привлекут внимание и специалистов в области преобразовательной техники.

Основные параметры симисторов можно разделить на следующие группы: по напряжению, по току, по сопротивлению и мощности потерь в открытом состоянии и коммутационные. Термины, определения и буквенные обозначения параметров симисторов приведены в приложении 1.

Прежде чем перейти к конкретным характеристикам симисторов, необходимо осветить несколько моментов, без которых расшифровка справочных данных будет затруднена. На рис. 39 изображена схема условного обозначения симистора. Например, прибор, имеющий обозначение ТС 106-10-8-2, является симистором с порядковым номером модификации конструкции 1, размером полупроводниковой структуры 6 мм, максимально допустимым действующим током в открытом состоянии 10 А, классом 8 (максимальное повторяющееся напряжение 800 В), второй группой по критической скорости нарастания коммутационного напряжения.

В настоящее время разработано достаточно большое количество симисторов для бытовой техники. Они отличаются как по конструк-



Рис. 39. Условное обозначение симисторов

тивному исполнению, так и по мощности. По конструктивным признакам приборы можно разделить на две группы: приборы с металлостеклянным корпусом, крепление которых осуществляется с помощью гайки (см. рис. П2.2 приложения 2) и приборы в пластмассовом корпусе (см. рис. П2.1 приложения 2).



Как отмечалось выше, симистор может управляться током как положительного, так и отрицательного направления, т.е. имеет четыре режима включения. Однако в силу того, что в одном режиме (управление током положительного направления при обратной полярности напряжения на основных электродах) требуется очень большой ток (в 3—5 раз больше, чем в остальных режимах), рекомендуется использовать работу симистора в трех остальных режимах, а именно: при включении положительным сигналом управления при прямой полярности напряжения на основных электродах, отрицательным сигналом управления при прямой полярности напряжения на основных электродах, отрицательным сигналом управления при обратной полярности на основных электродах.

Предельно допустимые значения параметров и характеристики симисторов приведены в приложении 3. Приложение 4 дает информацию о характеристиках симисторов. Предельно допустимые значения и характеристики симисторов с рекомендуемыми охладителями, основные размеры которых даны в приложении 5, приводятся в приложении 6.

Семейства ряда характеристик, необходимых для расчета режимов симисторов приведены в приложении 7.

7. УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ СИМИСТОРАМИ

Изложенные выше свойства симисторов проводить электрический ток как в одном, так и в другом направлениях в зависимости от состояния управляющего электрода широко используются в различного рода регуляторах, в электротехнических установках. Симисторы находят применение прежде всего в тех случаях, когда стремятся уменьшить массу изделия. Это прежде всего относится к изделиям бытовой электротехники.

Как уже следует из предыдущих параграфов, симистор заменяет два тиристора, включенных встречно-параллельно. Кроме того, для управления симистором требуется одна цепь управления, не требуется разделения потенциалов и изоляции. Все это повышает надежность, снижает габаритные размеры и себестоимость регулятора на симисторе по сравнению с аналогичным на тиристорах.

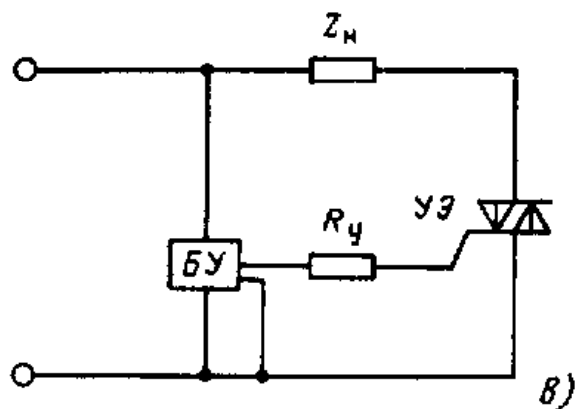
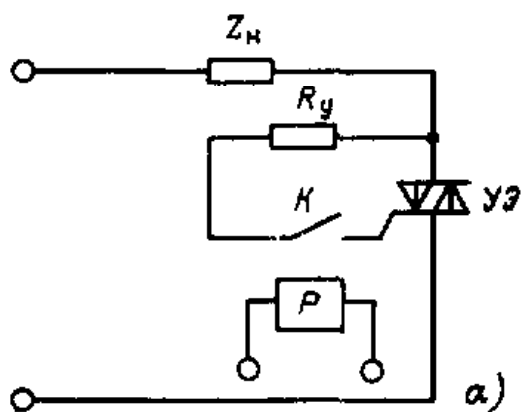
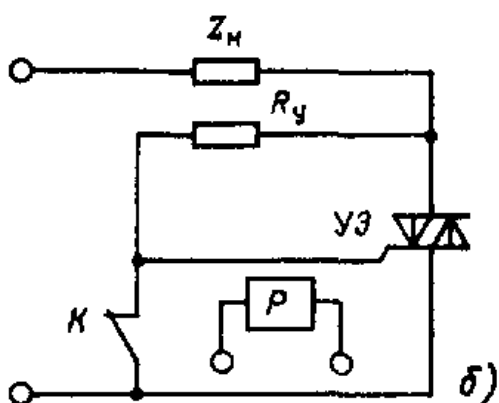


Рис. 40. Принцип управления симисторами



Из трех возможных режимов управления, отмеченных в § 6, наибольшее распространение получили два режима включения симистора сигналом управления:

положительным при прямой полярности напряжения на основных электродах;

отрицательным при обратной полярности на основных электродах.

Эти режимы наиболее легко реализуются в электрических схемах.

В любом электротехническом изделии с применением симистора необходимо устройство управления этим прибором. Существует множество различных схем управления симисторами, но все они выполняют одно назначение — создание в нужный момент времени управляющего сигнала, необходимого для надежного отпирания прибора.

Если управление обеспечивается импульсным сигналом, то длительность управляющего импульса должна быть достаточной для того, чтобы ток в цепи этого прибора, проходящий через симистор и нагрузку Z_n , возрос до значения тока удержания.

Управляющий сигнал может быть получен непосредственно от основного напряжения регулируемой цепи симистора или от независимого управляющего источника, он может иметь или не иметь потенциальную связь с основным напряжением [2]. На рис. 40 показаны схемы, поясняющие принципы управления симисторами.

Когда в схеме рис. 40, а контакт K реле разомкнут, на вывод УЭ симистора сигнал управления не поступает и симистор выключен.

При замыкании контакта K на управляющий вывод через ограничительное сопротивление R_g поступает сигнал и переводит симистор во включенное состояние.

Если включить УЭ симистора, как это показано на рис. 40, б, то при обесточенном реле его контакт K шунтирует вывод УЭ и на него сигнал не поступает. При включении реле на вывод УЭ подается напряжение, как и в случае, изображенном на рис. 40, а, и симистор включается. Очевидно, что контакт реле может быть заменен транзистором или другим ключевым элементом.

Управляющие импульсы могут формироваться специальным блоком управления БУ (рис. 40, в), который получает питание от того же напряжения, что и симистор, или от отдельного источника переменного тока. Для регулирования выходного напряжения момент открытия симистора, как будет показано далее, должен изменяться в зависимости от управляющего напряжения. Это достигается применением различных фазосдвигающих устройств систем импульсно-фазового управления (СИФУ). Наиболее широкое применение в СИФУ нашли фазосдвигающие устройства, в которых регулирование фазы управляющего сигнала построено по "горизонтальному" или по "вертикальному" принципу.

Горизонтальный принцип регулирования фазы предусматривает сдвиг по времени (горизонтально) сигнала, который формирует и сдвиг управляющего импульса симистора.

Схема управления по "горизонтальному" принципу состоит из фазосдвигающего элемента ФЭ (рис. 41, а) и формирователя импульсов ФИ. В качестве ФЭ чаще всего применяется мостовая схема, состоящая из трансформатора T с нулевой точкой во вторичной обмотке с активным R и реактивным X (C или L) элементами. При изменении значения сопротивления одного из этих элементов, например резистора R , изменяется фаза выходного напряжения $u_{\text{вых}}$ относительно входного $u_{\text{вх}}$. В зависимости от фазы этого напряжения изменяется и положение фронта управляющего импульса U_y (рис. 41, б),

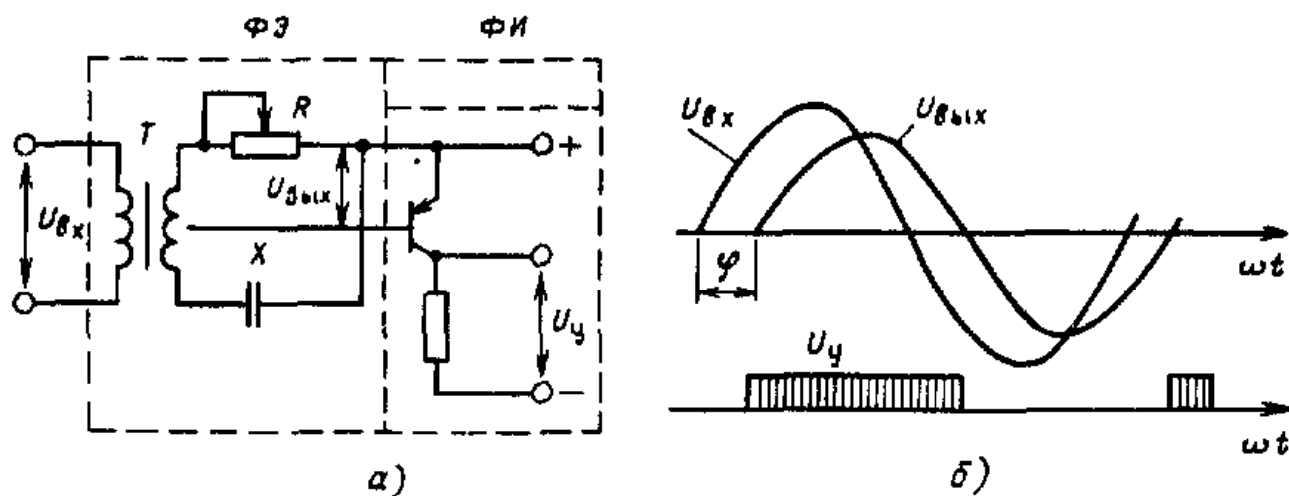


Рис. 41. Схема фазосдвигающего устройства с горизонтальным управлением (а), кривые изменения напряжения в этой схеме (б)

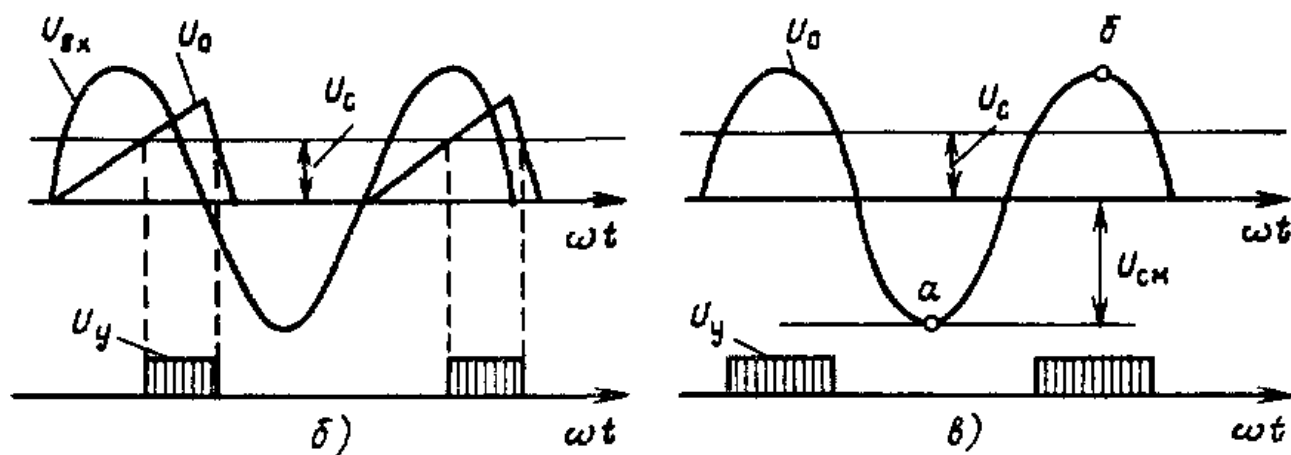
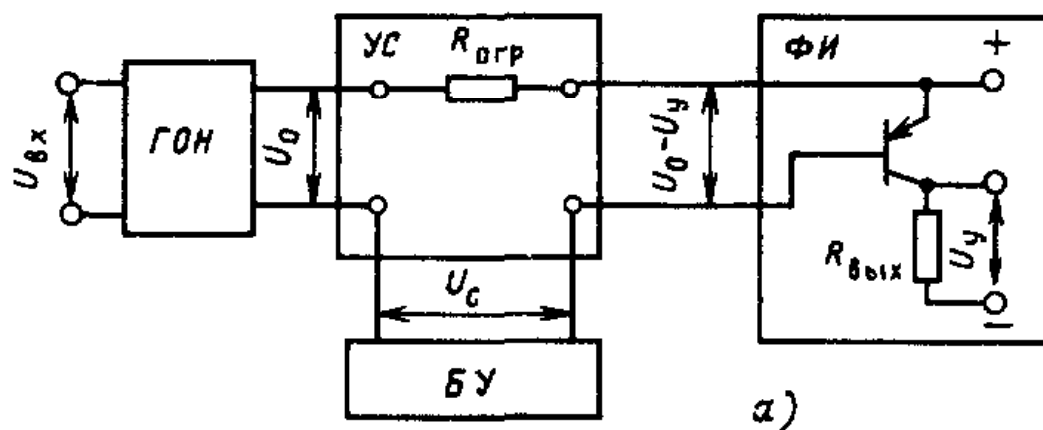


Рис. 42. Схема фазосдвигающего устройства с вертикальным управлением (а), кривые напряжения при пилообразном (б) и синусоидальном (в) опорном напряжении

который формируется транзистором $\Phi И$ в момент его открытия. При вертикальном принципе сравниваются два напряжения: опорное неизменное и регулируемое по величине (по вертикали) напряжение. В момент их равенства формируется управляющий сигнал симистора. Так, при управлении по "вертикальному" принципу (рис. 42, а) пилообразное опорное напряжение U_0 , получаемое на выходе генератора опорного напряжения $ГОН$, сравнивается на входе $\Phi И$ с напряжением управления U_c .

Транзистор формирователя импульсов $\Phi И$ открывается в момент сравнения этих напряжений (рис. 42, б), и на выходном резисторе $R_{вых}$ формируется импульс U_y , изменяемый по фазе в зависимости от напряжения управления U_c . В качестве опорного в ряде случаев используется синусоидальное напряжение (рис. 42, в). Путем введения дополнительного смещения $U_{см}$ удастся получить диапазон регулирования, близкий к 180° . Управляющий сигнал U_y будет формироваться в момент равенства напряжений $U_c \pm U_{см}$ и мгновенного значения опорного синусоидального напряжения U_0 . Его фронт будет изменяться во времени от точки а до точки б опорной синусоиды U_0 .

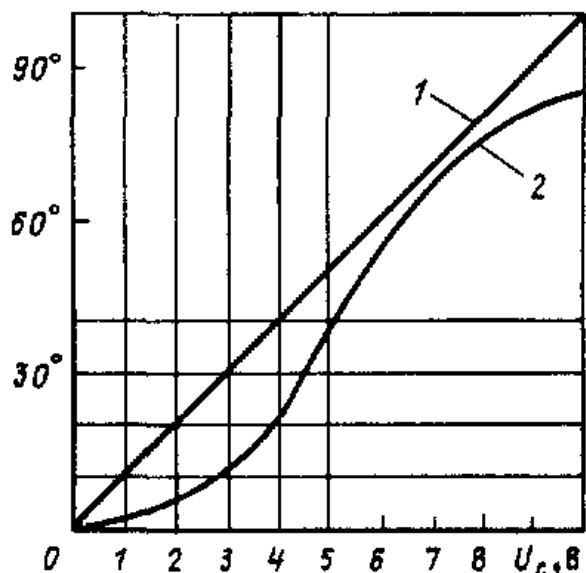


Рис. 43. Регулировочная фазовая характеристика при пилообразном (1) и синусоидальном (2) опорном напряжении

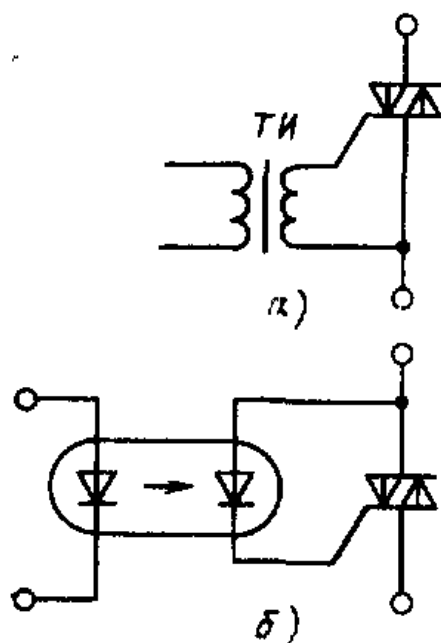


Рис. 44. Разделение силовых цепей и цепей управления с помощью импульсного трансформатора (а) и оптронной пары (б)

В зависимости от формы опорного напряжения U_0 , формируемого ГОН (пилообразная или синусоидальная), на выходе получается различный характер регулировочной фазовой характеристики $\alpha = f(U_c)$ (рис. 43).

При пилообразном опорном напряжении эта характеристика имеет линейную зависимость угла α от напряжения U_c , а при синусоидальном опорном напряжении — нелинейную. Поскольку диапазон регулирования напряжения зависит от возможностей регулирования угла α , то с помощью специальных схемных решений в СИФУ удастся получить диапазон регулирования α при синусоидальном напряжении до 170° , а при пилообразном более 180° и частоту следования импульсов, кратную частоте сети. Для обеспечения электробезопасности и надежности работы оборудования в бытовых электроустановках цепи управления в ряде случаев потенциально изолируют от силовых цепей симистора. Для этой цели на выходе блока управления устанавливается импульсный трансформатор ТИ, изоляция между обмотками которого рассчитана на полное рабочее напряжение (рис. 44, а). Находят также применение потенциальные развязки на основе оптронных диодов или оптронных тиристоров (рис. 44, б).

Симисторы выпускаются как с однополярным, так и с двуполярным управлением, и управляющий импульс, подаваемый непосредственно на прибор, формируется различными способами. Рассмотрим несколько примеров [2]. На рис. 45 приведена схема управления

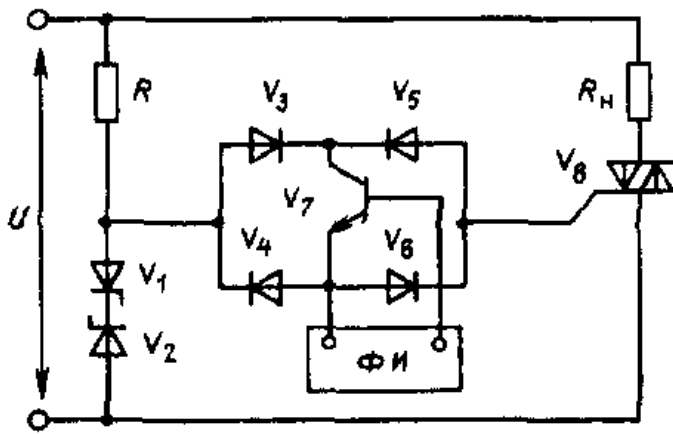


Рис. 45. Схема управления симистором по "вертикальному" принципу

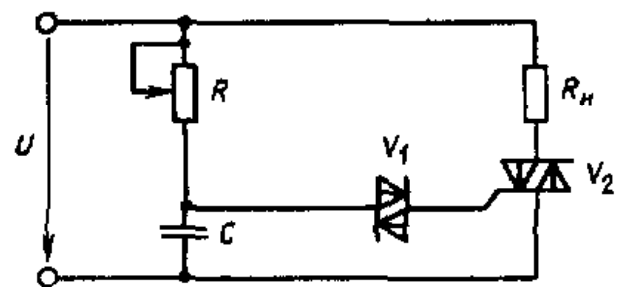


Рис. 46. Схема управления симистором по "горизонтальному" принципу

симистором V_8 , включенным в сеть переменного тока последовательно с нагрузкой R_H . Импульсы управления, следующие от формирователя $\Phi И$ (см. рис. 42, а) с частотой $2f$, поступают на базу транзистора V_7 , включенного в диагональ моста, собранного на диодах $V_3 - V_6$. Синусоидальное питающее напряжение U через ограничительный резистор R поступает на два встречно включенных стабилитрона $V_1 - V_2$. В период открытия транзистора V_7 стабилизированное переменное напряжение через диоды V_3 и V_5 и V_4 и V_6 подается на управляющий электрод симистора V_8 , осуществляя его включение. В периоды проводящего состояния к нагрузке R_H прикладывается питающее схему переменное напряжение.

Для управления симисторами, включающимися в одном направлении импульсами одной полярности, а в другом импульсами противоположной полярности, нередко используется СИФУ, основанная на сдвиге напряжения на конденсаторе в цепи RC (рис. 46).

Как известно, при изменении постоянной времени $\tau = CR$ изменяется угол сдвига между током и напряжением. Регулируя сопротивление R , можно изменить фазу напряжения, прикладываемого и управляющему электроду через симметричный динистор. Напряжение конденсатора C изменяется по синусоидальному закону, но сдвинуто относительно питающего напряжения на некоторый угол.

В момент, когда мгновенное значение этого напряжения увеличится до напряжения включения динистора V_1 , последний включится и соединит вывод управляющего электрода симистора V_2 с конденсатором C . В момент перехода напряжения на конденсаторе через нуль симистор V_2 выключится и вновь включится (в другом направлении) при достижении напряжения на нем значения напряжения уставки динистора. На выводе управляющего электрода симистора таким образом будут формироваться разнополярные импульсы в виде частей синусоиды, сдвинутых по фазе относительно основного питающего напряжения.

В периоды времени, когда симистор открыт, к нагрузочному резистору R_H прикладывается переменное напряжение в виде частей синусоиды.

Как регулируются напряжение и ток нагрузки, будет показано в следующем параграфе.

8. РЕГУЛИРОВАНИЕ НАПЯЖЕНИЯ И ТОКА

При решении практических задач электротехники вопросы регулирования напряжения являются первостепенными. Действительно, частота вращения электродвигателей, световой поток электросветителей, тепловой поток электронагревателей и ряд других факторов зависят от приложенного напряжения и проходящего под действием этого напряжения тока.

С помощью симистора, включаемого в сеть переменного тока между источником и нагрузкой, можно регулировать действующее значение напряжения и тока путем задержки подачи сигнала на вывод управляющего электрода (рис. 47, а).

Если на симистор подать постоянный сигнал управления, то он будет открыт и к нагрузке R_H будет приложено переменное синусоидальное напряжение u_R , повторяющее по форме и величине напряжение питающей сети (рис. 47, б).

При снятии управляющего сигнала симистор будет продолжать пропускать ток до его естественного снижения по синусоидальному закону до нуля. В обратном направлении симистор уже не включится, так как отсутствует сигнал на его управляющем электроде. Включая

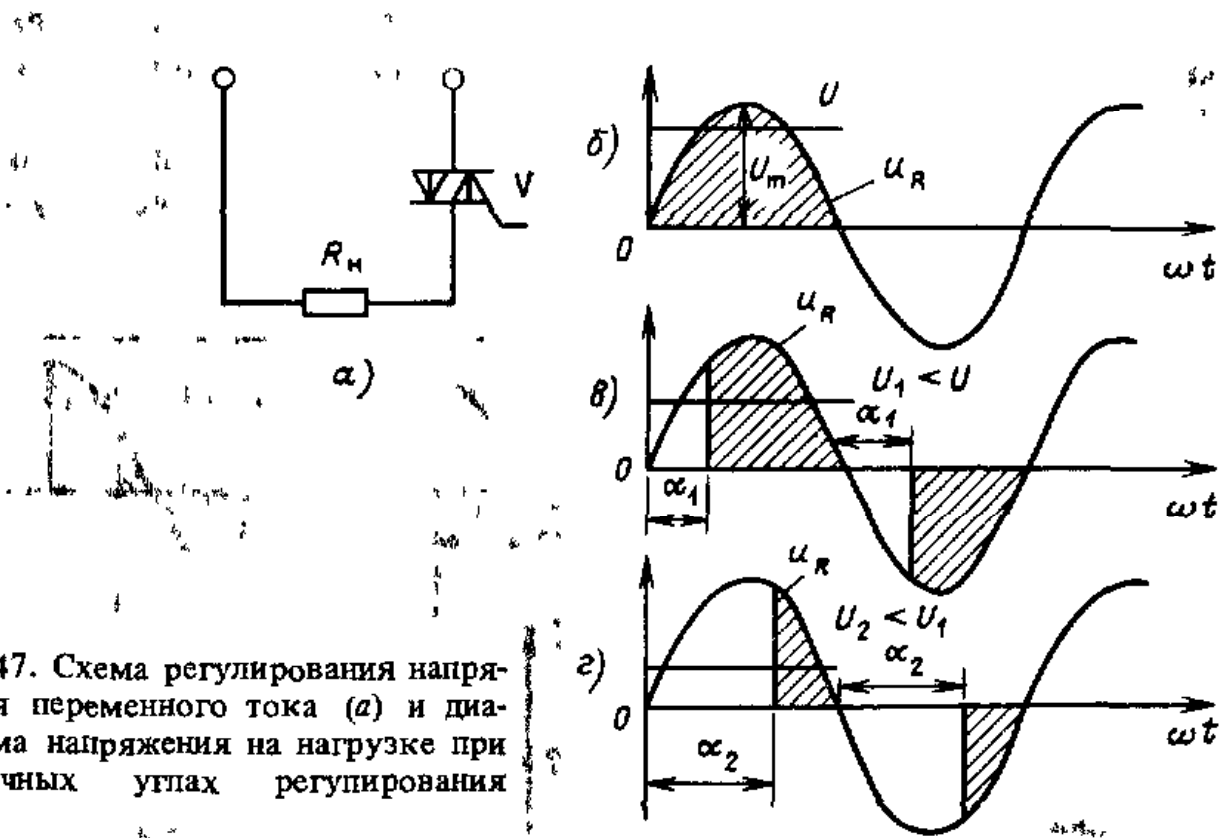


Рис. 47. Схема регулирования напряжения переменного тока (а) и диаграмма напряжения на нагрузке при различных углах регулирования (б-г)

и отключая сигнал управления, подающийся на вывод управляющего электрода симистора, можно включать и отключать нагрузку от сети, т.е. такое устройство может работать как электронный бесконтактный выключатель.

Если же задержать момент подачи управляющего импульса на некоторый произвольный угол α и периодически подавать эти импульсы с такой же задержкой относительно естественной точки перехода напряжения через нулевое значение, то к нагрузке R_H будет прикладываться только часть синусоидального напряжения u_R , соответствующего времени проводимости симистора, как это показано на рис. 47, в заштрихованной части синусоиды. Действующее значение напряжения в этом случае снизится. При дальнейшем увеличении угла регулирования α будет снижаться действующее напряжение (рис. 47, з).

Изменение угла регулирования α от 0 до 180° соответствует изменению напряжения от номинального значения до нуля.

Действующее значение напряжения при угле регулирования α

$$U = U_m \sqrt{[2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha] / 4\pi}. \quad (27)$$

Характер работы схемы и форма напряжения на нагрузке имеют свои особенности при работе на активно-индуктивную нагрузку, в качестве которой может быть, например, обмотка электродвигателя (рис. 48, а).

При открытии симистора через нагрузку начинает протекать ток (рис. 48, в), но ЭДС самоиндукции в индуктивном элементе нагрузки действует против напряжения и препятствует нарастанию тока. Эта ЭДС изменяет свой знак, когда ток начинает спадать, и затягивает его в зону отрицательного напряжения на некоторый угол β , определяемый характером нагрузки. Форма напряжения принимает вид, показанный на рис. 48, б.

Поскольку при питании активно-индуктивной нагрузки от сети переменного тока ток сдвинут относительно напряжения в сторону отста-

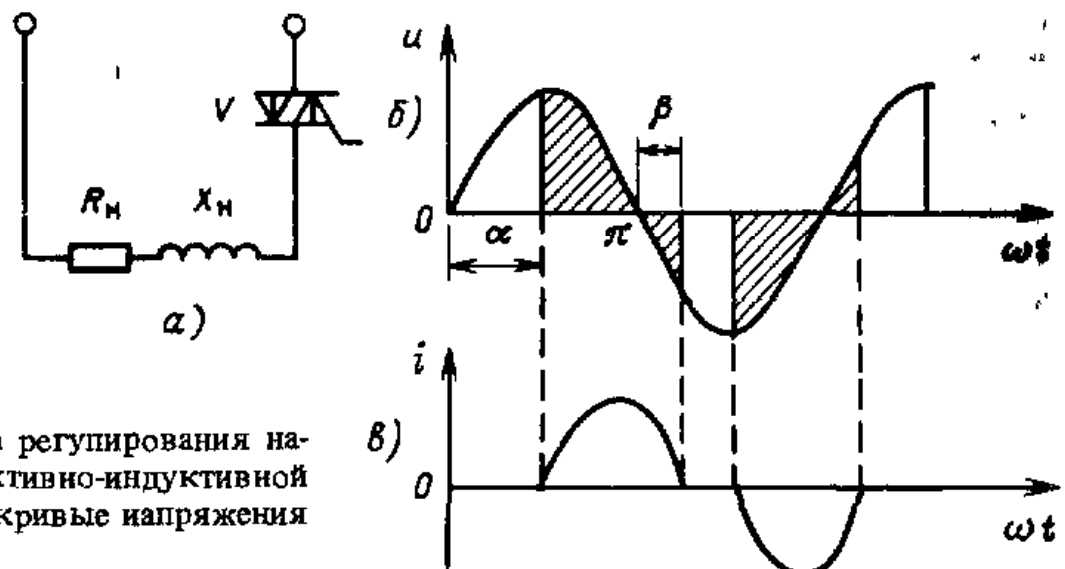


Рис. 48. Схема регулирования напряжения на активно-индуктивной нагрузке (а), кривые напряжения (б) и тока (в)

вания на угол φ , где φ определяется соотношением X/R , то возникает нерабочая зона регулирования и для обеспечения нормальной работы схемы вводится ограничение начального положения угла регулирования $\alpha \geq \varphi$.

Действительно, в период $\alpha < \varphi$ симистор продолжает пропускать ток в направлении, определенном ЭДС самоиндукции нагрузки, а не напряжением сети, и он не включится в обратном направлении до тех пор, пока эта ЭДС не станет равной нулю, что и создаст нерабочую зону.

В связи с этим в системах с индуктивным характером нагрузок чаще всего применяют широкие управляющие импульсы или пачки узких пульсов.

В этом случае, даже если $\alpha < \varphi$, симистор откроется в нужном направлении при угле φ в момент перехода тока через нуль.

Ток, проходящий по цепи, определяется в соответствии с законом Ома средним (или действующим) напряжением и полным сопротивлением нагрузки.

Так, при регулировании напряжения и тока по рис. 48 действующее значение тока, проходящего через нагрузку,

$$I = U / (R_H^2 + X_H^2), \quad (28)$$

или с учетом (27)

$$I = \frac{U_m}{2} \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{\pi(R_H^2 + X_H^2)}}. \quad (29)$$

Из последнего выражения следует, что действующее значение тока при фазовом регулировании при неизменном питающем напряжении ($U_m = \text{const}$) и нагрузке (R_H, X_H) зависит только от угла регулирования α .

Симистор, так же как и тиристор, позволяет изменять среднее значение выпрямленного напряжения на нагрузке, но в отличие от последнего он может изменять и его полярность.

Так, при включении симистора V в цепь нагрузочного резистора R_H (рис. 49, а) можно подавать управляющие импульсы на симистор с углом управления α при направлении напряжения питающей сети U , показанном на рисунке сплошной линией. В этом случае симистор работает так же, как и тиристор в однофазной однополупериодной схеме выпрямления, и в положительные полупериоды питающего напряжения (рис. 49, б) на нагрузке напряжения представляет собой положительные части синусоиды, усеченные на угол регулирования α (рис. 49, в).

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_d = \frac{U_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t dt \quad (30)$$

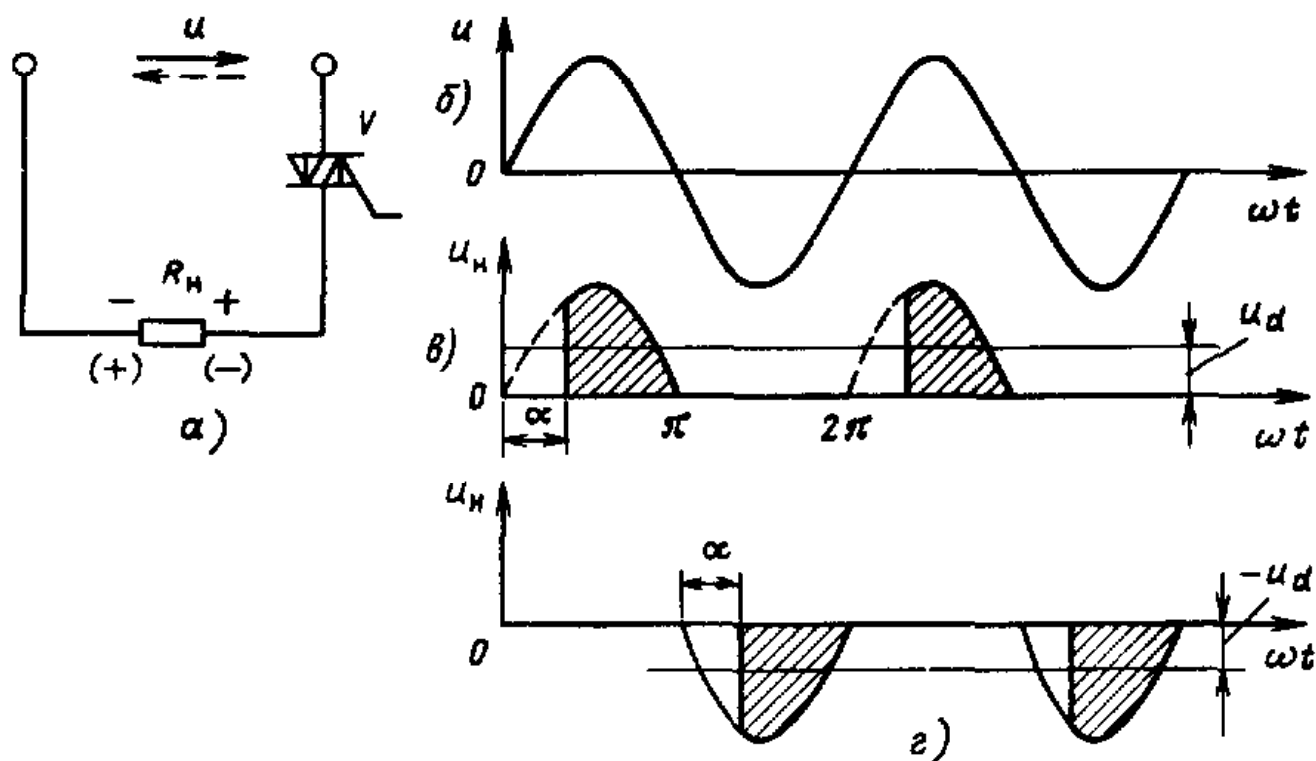


Рис. 49. Схемы однополупериодного выпрямления и реверсирования напряжения на нагрузке (а), кривые переменного (б) и выпрямленного напряжения разной полярности (в и г)

прикладывается к нагрузке с полярностью, указанной на рис 49, а.

Если открытие симистора производить с тем же углом α , но в отрицательный полупериод питающего напряжения (на рис 49, а направление напряжения условно показано пунктирной стрелкой), то симистор будет проводить ток в другом направлении и напряжение на нагрузке будет соответствовать рис. 49, г. Среднее значение выпрямленного напряжения U_d в этом случае имеет противоположный знак и приложено к нагрузочному резистору с полярностью, показанной на рис 49, а в скобках.

Следует заметить, что термины "положительный" и "отрицательный" полупериоды являются условными и введены здесь и далее для пояснения работы схемы

Так, с помощью симистора можно изменять как величину, так и полярность выпрямленного напряжения, что используется для управления электродвигателями постоянного тока, предназначенными для привода реверсивных механизмов.

9. РЕГУЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТЫ И НАПРАВЛЕНИЯ ВРАЩЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В различных бытовых механизмах требуется регулировать скорость и направление вращения исполнительных устройств. Для этого используются электродвигатели постоянного тока, переменного тока коллек-

торные или с короткозамкнутым ротором. Каждый из этих электродвигателей имеет свои особенности и законы регулирования, а применение симисторов открывает новые возможности их использования.

Регулирование частоты и направления вращения электродвигателей часто используется для регулирования подачи вентиляторов, насосов и других бытовых механизмов.

Регулирование частоты вращения двигателей постоянного тока

Частота вращения электродвигателя постоянного тока, об/мин,

$$n = (U - IR) / C\Phi, \quad (31)$$

где Φ — магнитный поток, Вб; C — постоянный для данного двигателя коэффициент.

Из приведенного выражения видно, что скорость можно регулировать, изменяя напряжение U , сопротивление цепи R или магнитный поток Φ . Изменяя полярность напряжения или магнитного потока, можно менять направление вращения электродвигателя. На рис. 50 приведена упрощенная линеаризованная зависимость частоты вращения электродвигателя постоянного тока с независимым возбуждением ($C\Phi = \text{const}$) при пуске с постоянной нагрузкой на валу ($I = \text{const}$), построенная в соответствии с выражением (31).

Как следует из приведенной графической зависимости, при регулировании напряжения от нуля до некоторого значения, определяемого произведением IR , двигатель не вращается, поскольку вращающий момент на его валу еще недостаточен для трогания приводного механизма.

В реальных системах управления электродвигателем однополупериодные схемы выпрямления практически не используются, поскольку имеют большие пульсации напряжения и тока. Для примера рассмотрим приведенную на рис. 51 схему трехфазного мостового реверсивного преобразователя на симисторах, питающего якорь электродвигателя постоянного тока. В зависимости от величины и полярности сигнала

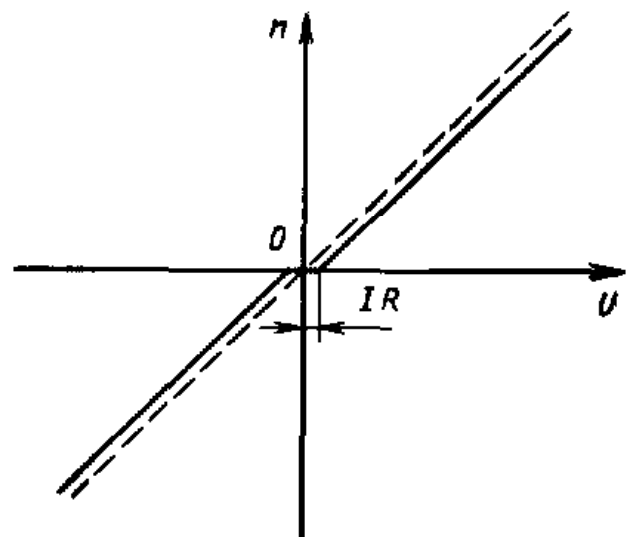


Рис. 50. Зависимость частоты вращения электродвигателя постоянного тока от приложенного к нему напряжения

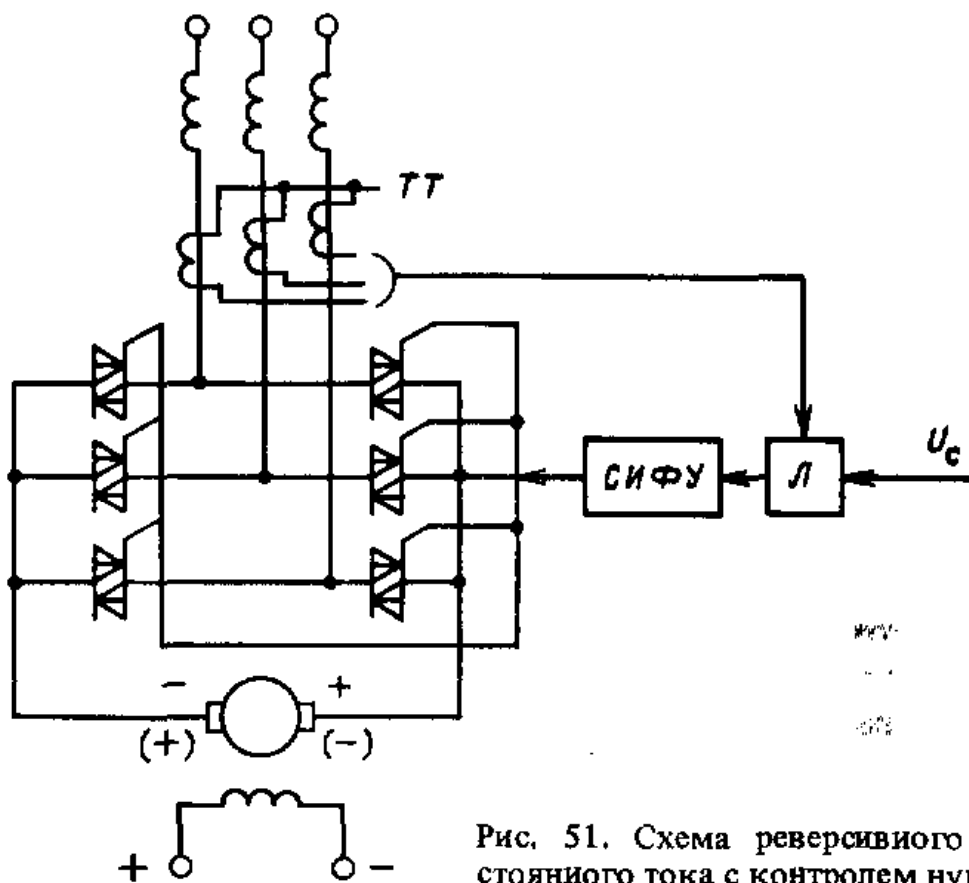


Рис. 51. Схема реверсивного преобразователя постоянного тока с контролем нуля тока

управления U_c система импульсно-фазового управления СИФУ подает управляющие импульсы на симисторы с определенным углом управления α и при определенной полярности питающего напряжения, приложенного к симисторам.

Симисторы в этом случае поочередно открываются в заданной последовательности, создавая на якоре двигателя выпрямленное напряжение, пульсирующее 6 раз за период с полярностью, указанной у якоря.

В случае прихода команды на реверс в виде измененного по знаку сигнала управления U_c СИФУ в первый момент блокирует управляющие импульсы до тех пор, пока ток в цепи не спадет до нуля и симисторы полностью не закроются. Нулевое значение тока и закрытие симисторов контролируются трансформаторами тока $ТТ$ и логическим устройством $Л$, которое дает разрешение на новую подачу управляющих импульсов, но сдвинутых относительно питающего напряжения так, что симисторы будут проводить ток в противоположном направлении и напряжение на якоре двигателя изменит свой знак, как это показано на рис. 51 в скобках.

Изменение направления вращения электродвигателя можно также производить, меняя направление магнитного потока [см. (31)].

Такое изменение направления получило название реверса магнитного поля. В системах электропривода Г-Д с тиристорным возбуждением широкое распространение получили и реверсивные преобразовате-

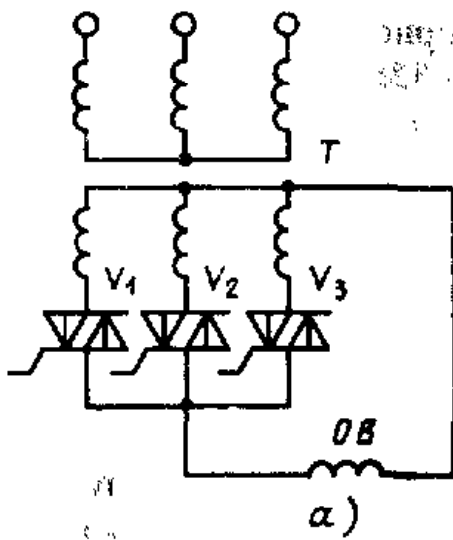
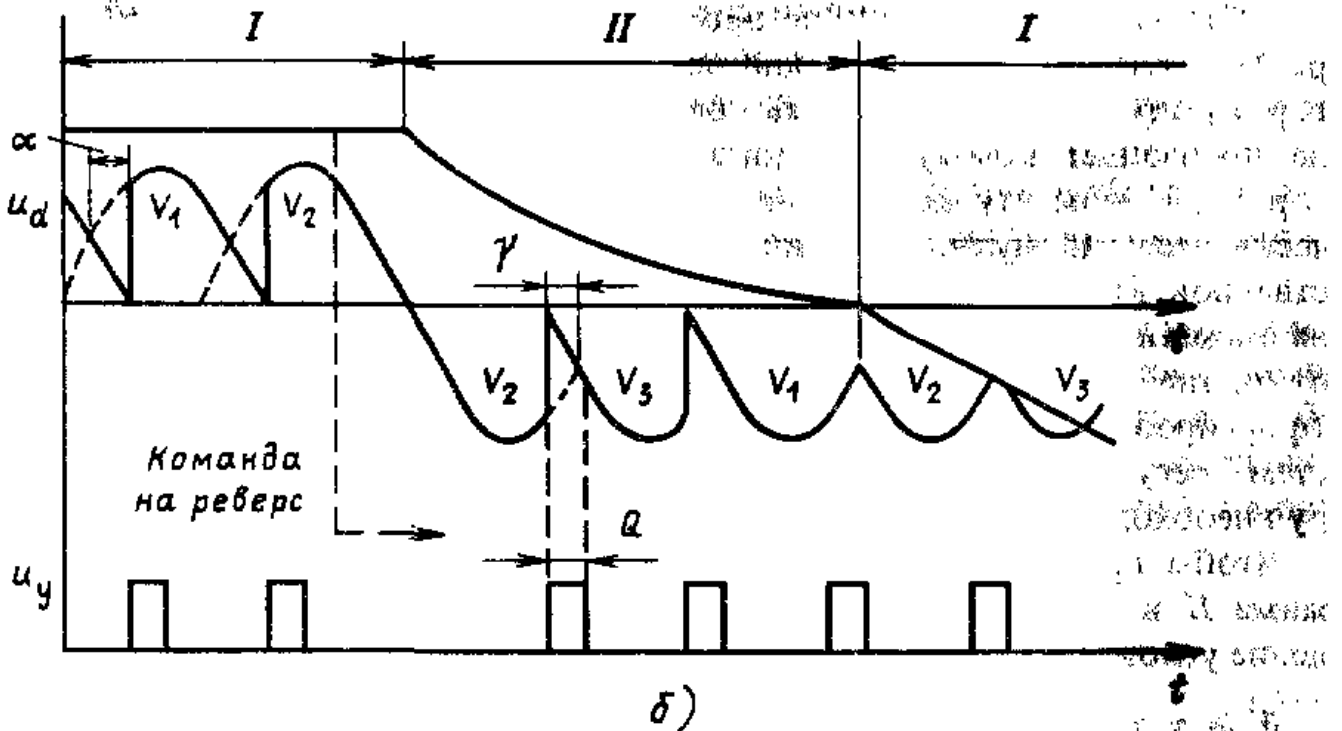


Рис. 52. Схема трехфазного симисторного возбуждателя (а), диаграмма токов и напряжений (б)



ли, в качестве которых с успехом могут быть применены возбуждители на симисторах.

Поскольку токи возбуждения электрических двигателей постоянного тока составляют, как правило, несколько процентов тока якоря, то такой симисторный возбуждатель электрического двигателя намного легче, меньше и дешевле, чем преобразователь, питающий якорь.

Вместе с тем индуктивность и постоянная времени $\tau = X/R$ обмотки возбуждения значительно выше постоянной времени якорной цепи, она может достигать нескольких секунд. В связи с такими особенностями регулирования и реверсирования тока в цепи обмотки возбуждения процесс изменения направления и частоты вращения электродвигателя происходит медленнее, чем при регулировании тока в цепи якоря.

Используя некоторые особенности работы симисторного преобразователя в качестве возбуждателя [4], можно осуществлять реверсирование без контроля нуля тока.

Рассмотрим режим реверсирования симисторного возбудителя, выполненного по трехфазной нулевой схеме рис. 52, а, при работе на обмотку возбуждения OB индуктивностью L .

В выпрямительном режиме I преобразователь работает с некоторым углом регулирования α , определяющим ток обмотки возбуждения I_d (рис. 52, б).

В момент подачи команды на реверсирование тока нагрузки при работающем, например, симисторе V_2 управляющие сигналы u_y , поступающие от СИФУ, дискретно переключаются в инверторную зону так, что его фронт находится несколько впереди, а спад — за точкой естественной коммутации. Симистор V_2 под действием ЭДС самоиндукции цели нагрузки продолжает проводить ток в отрицательную часть полупериода напряжения, пока не произойдет коммутация тока с симистора V_2 на симистор V_3 с углом опережения инвертора β . Далее симистор V_3 продолжает проводить ток против действия напряжения, пока не произойдет коммутация тока на симистор V_1 , а затем на симистор V_2 . К моменту коммутации с V_1 на V_2 ток в цепи нагрузки практически спал до нуля, и симистор V_2 включится только в точке естественной коммутации и в другом направлении, создав выпрямленное напряжение противоположного знака с углом $\alpha = 0$. Полное начальное открытие преобразователя способствует быстрому нарастанию тока (форсировка тока), и по достижении им значения тока уставки система регулирования увеличивает этот угол до значения $\alpha > 0$, формируя необходимую токовую диаграмму.

Чтобы преобразователь автоматически перешел из инверторного режима II в выпрямительный I другой полярности, необходимо соблюдение условия

$$\theta \geq \gamma + \delta + \mu + \lambda, \quad (32)$$

где θ — угол, соответствующий ширине управляющего импульса; γ — угол коммутации; δ — угол соответствующий времени восстановления запирающих свойств; μ — угол запаса на возможную асимметрию управляющих импульсов; λ — угол, соответствующий ширине управляющего импульса, необходимого для включения преобразователя.

Часть управляющего импульса λ , находящаяся в выпрямительной зоне, должна быть достаточной по ширине для обеспечения за время его действия нарастания тока через симистор до значения тока удержания.

Полная ширина управляющего импульса θ ограничена условиями работы симистора при регулировании. Управляющий импульс ни при каких условиях не должен выходить в зону перехода анодного напряжения через нулевое значение. В трехфазных схемах выпрямления при изменении фазы угла регулирования в диапазоне от 0 до $\pi/2$ ширина управляющего импульса должна быть меньше $\pi/3$. Это обстоятельство вносит свои особенности в управление преобразователем.

Рассмотренный выше способ реверсирования в полной мере относится и к мостовой схеме выпрямления. Отличие состоит лишь в том, что первая коммутация в инверторном режиме наступает на $\pi/6$ с раиьше, чем в нулевой схеме.

Для осуществления устойчивой работы в режиме инвертирования должно соблюдаться соотношение $\beta \geq \gamma + \delta + \mu$.

Угол β в основном определяется углом коммутации γ , а последний зависит от индуктивности обмоток трансформатора и нагрузки.

Регулирование частоты вращения двигателей переменного тока

В бытовых приборах -- вентиляторах, калориферах и др. -- широкое применение получили электродвигатели переменного тока, в основном асинхронные [3, 5, 8], применяются также коллекторные электродвигатели.

Эти двигатели имеют ряд преимуществ перед двигателями постоянного тока: простота в обслуживании, относительно невысокая стоимость и др.

Асинхронные электродвигатели (АД) с короткозамкнутым ротором, которые получили наиболее широкое применение вследствие своей простоты и надежности, имеют трехфазную обмотку на статоре, а обмотка ротора выполнена в виде металлических стержней, соединенных кольцами и получивших название "беличьей клетки" ввиду внешнего сходства конструкции.

Частота вращения АД определяется по выражению

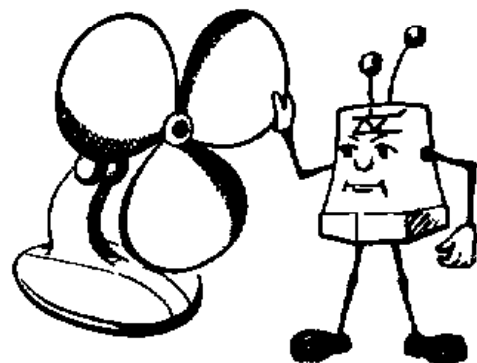
$$n = \frac{60f}{P} (1 - S), \quad (33)$$

где f -- частота питающей сети; P -- число пар полюсов; S -- скольжение

Из приведенного выражения следует, что регулировать число оборотов АД можно, изменяя частоту питающей сети, скольжение и число полюсов.

Направление вращения АД определяется направлением вращения его магнитного поля, т.е. чередованием фаз питающей сети. Изменяя подключение обмотки статора электродвигателя к питающей сети, можно изменять и направление вращения ротора электродвигателя.

Если же АД отключить от сети и к любым двум выводам обмотки статора подключить источник постоянного тока, то под действием постоянного магнитного потока в обмотке ротора будет возникать ЭДС,



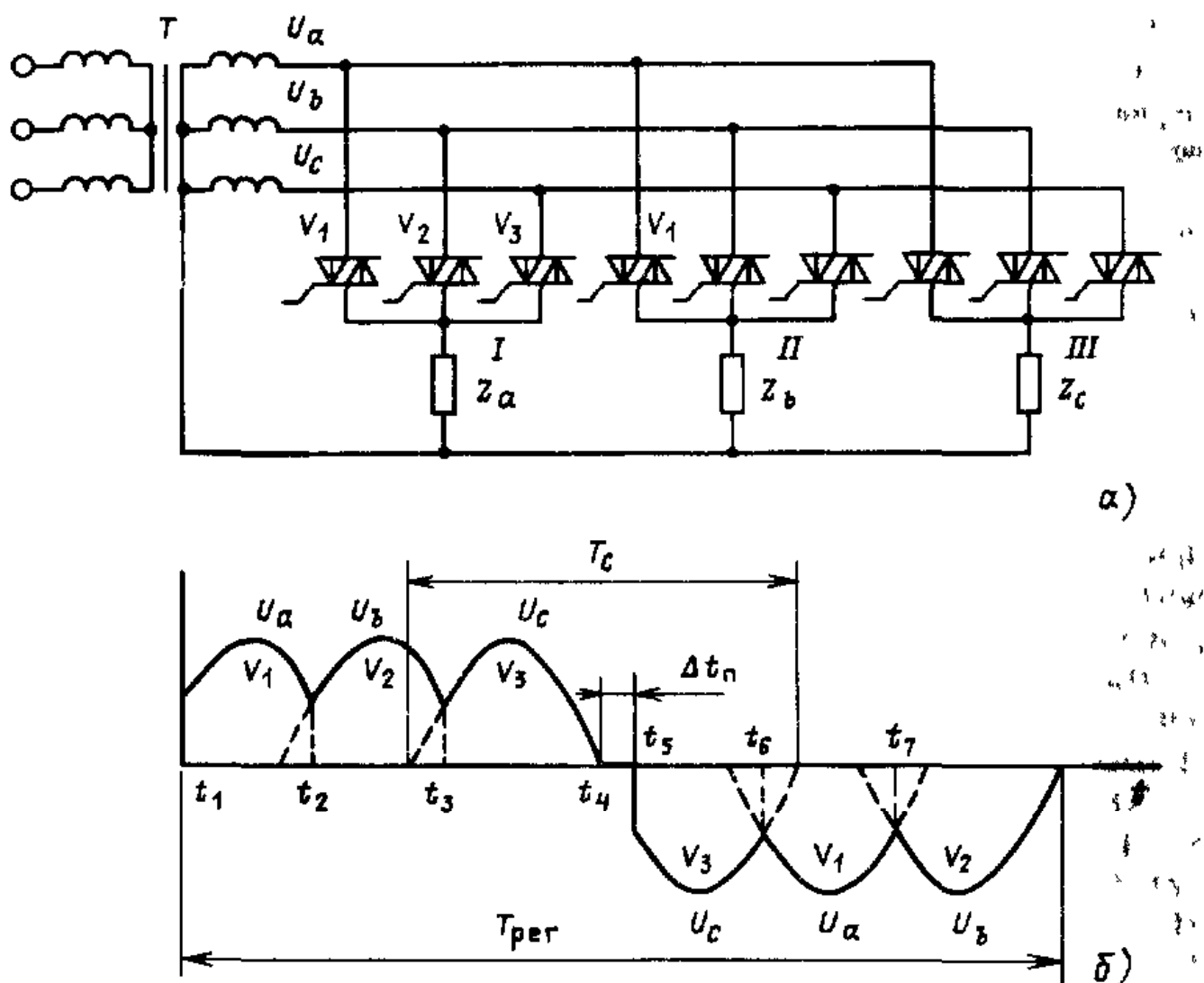


Рис. 53. Схема преобразователя частоты с непосредственной связью (а), диаграмма напряжений (б)

которая, взаимодействуя с вызвавшим ее магнитным потоком, будет создавать тормозной момент, т.е. приводить в соответствие частоты вращения ротора и магнитного потока ($n_0 = 0$). Такой режим носит название динамического торможения.

Рассмотрим более подробно способы регулирования частоты вращения АД, которые следуют из выражения (32).

Для регулирования частоты питающего напряжения нередко используются преобразователи с непосредственной связью — циклоконвертеры (рис. 53, а).

Каждая из фаз статора АД Z_a , Z_b , Z_c , соединена в звезду и питается от симисторного реверсивного преобразователя (I — III), собранного по нулевой схеме выпрямления.

Рассмотрим работу этого преобразователя на примере фазы, управляемой группой симисторов $V_1 + V_3$. Предположим, что фазные напряжения на вторичных обмотках трансформатора T изменяются по синусоидальному закону, а нагрузка имеет активный характер. Если

симисторы заперты, т.е. управляющие импульсы на них не подаются, то все напряжение прикладывается к закрытым симисторам и напряжение на нагрузке Z_a равно нулю.

Подадим в момент t_1 управляющий импульс на симистор V_1 , затем в момент t_2 на симистор V_2 и в момент t_3 на симистор V_3 . Симисторы поочередно откроются, и к нагрузке будет приложено напряжение, представляющее собой участки трех синусоид вторичных напряжений U_a, U_b, U_c , как это показано на рис. 53, б.

Если теперь снять управляющие импульсы и после снижения тока до нуля (t_4) вновь их подать в точках естественной коммутации (t_5, t_6, t_7), симисторы начнут проводить ток в другом направлении. Напряжение на нагрузке представляет собой участки синусоид, но другой полярности. Происходит процесс переключения симисторов, аналогичный реверсированию нагрузки в системах постоянного тока. Если теперь осуществлять периодическое поочередное включение симисторов то в одном, то в другом направлениях, то изображенная на рис. 53, б кривая будет периодически повторяться с периодом $T_{\text{рег}}$ и частотой $f_{\text{рег}} = 1/T_{\text{рег}}$. Период $T_{\text{рег}}$ этого напряжения больше, чем период сетевого напряжения T_c , а частота $f_{\text{рег}}$ соответственно меньше.

Соотношение между этими параметрами определяется выражением

$$T_{\text{рег}} = T_c \frac{3 + 2h}{3}, \quad (34)$$

где $h = 0, 1, 2 \dots$ — число открываемых симисторов в группе за вычетом одного; отсюда

$$f_{\text{рег}} = \frac{1}{T_{\text{рег}}} = f_c \frac{3}{3 + 2h}. \quad (35)$$

Из последнего выражения видно, что регулируемая частота $f_{\text{рег}}$ может изменяться лишь дискретно, в зависимости от числа открываемых симисторов.

Ниже приведен ряд значений частоты $f_{\text{рег}}$ в зависимости от h при трехфазной питающей сети с частотой 50 Гц:

h	0	1	2	3	4	5	6	7
$f_{\text{рег}}, \text{ Гц}$	50	37,5	28,6	21,4	16,7	13,6	11,5	10

С помощью рассматриваемого принципа регулирования частоты можно обеспечить и плавное регулирование частоты за счет регулирования паузы $\Delta t_{\text{п}}$, когда управляющие импульсы не подаются и преобразователь закрыт (см. рис. 55, б). В этом случае выходная частота

$$f_{\text{рег}} = f_c \frac{3}{3 + 2h + \Delta t_{\text{п}} f_c}. \quad (36)$$

Плавно регулируя паузу $\Delta t_{\text{п}}$, можно плавно изменять выходную частоту $f_{\text{рег}}$.

Сдвиг фаз напряжений и токов в обмотках статора АД достигается за счет сдвига на $2\pi/3$ управляющих импульсов, подающихся на одноименные симисторы в группах I–III.

Реверсирование АД в такой схеме производится за счет изменения последовательности подачи управляющих сигналов на соответствующие симисторы групп I–III, например сначала на симистор V_1 группы II и только затем со сдвигом по времени на симистор V_1 группы I.

Другим возможным способом регулирования частоты вращения АД, нашедшим широкое применение, является изменение напряжения на его статоре при постоянной частоте, равной частоте сети, т.е. изменения скольжения S .

В этом случае между выводами питающей сети и АД устанавливаются симисторный регулятор напряжения (СРН) (рис. 54, а).

Механические характеристики обычного АД (зависимость частоты вращения от момента на его валу) приведены на рис. 54, б при различных снижениях напряжения относительно номинального значения $U_1 > U_2 > U_3$. Из этих зависимостей следует, что при постоянном моменте нагрузки на валу M_c частота вращения n изменяется в небольших пределах между точками 1 и 3. Однако если ввести в цепь ротора добавочные сопротивления, что часто достигается путем выполнения короткозамыкающих колец беличьей клетки ротора из материала с повышенным удельным сопротивлением, то механические характеристики становятся мягкими и пределы регулирования значительно расширяются (точки 1–3 на рис. 54, в).

Для получения благоприятных для регулирования механических характеристик АД необходимо регулировать угол открытия симисторов α в зависимости от изменения момента на валу M_c . Эту функцию

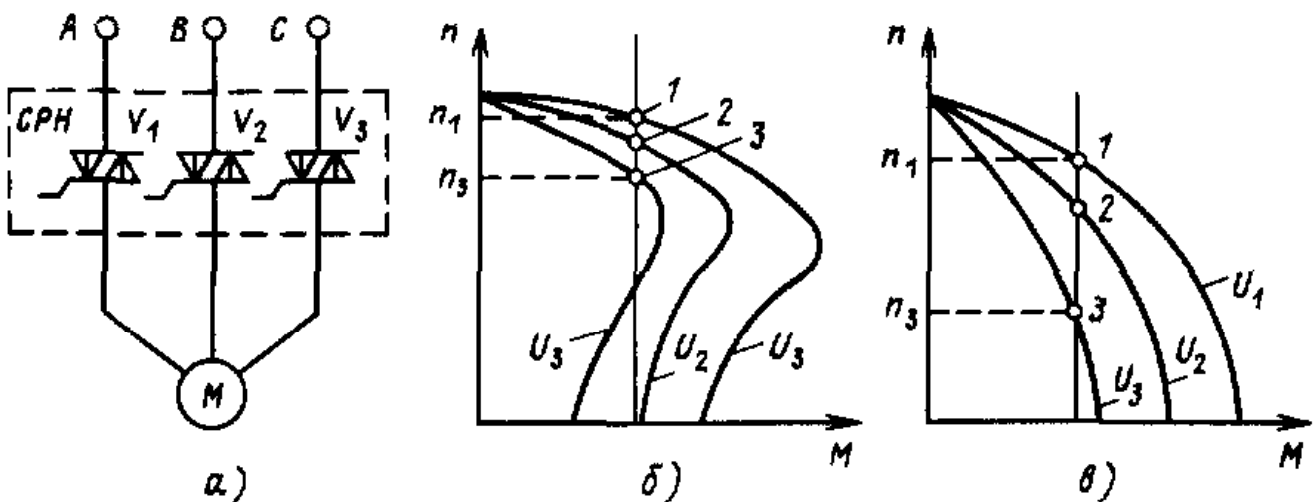


Рис. 54. Схема нереверсивного симисторного регулятора (а), механические характеристики короткозамкнутого асинхронного двигателя с обычным (б) и повышенным сопротивлением в роторной цепи (в)

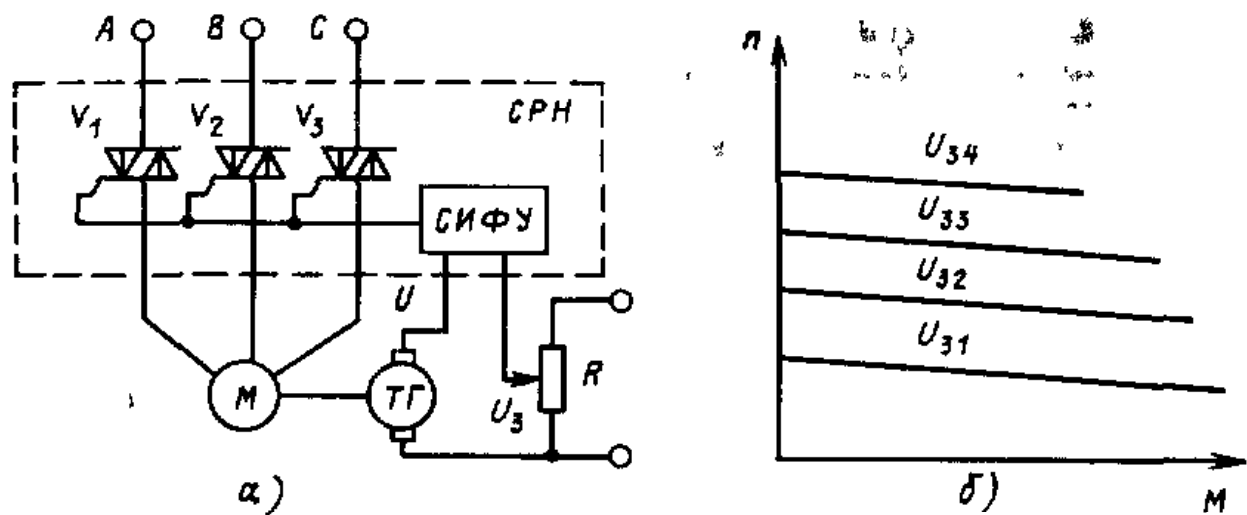


Рис 55. Схема асинхронного электропривода с симисторным регулятором напряжения (а), механические характеристики электропривода в замкнутой системе регулирования (б)

обычно выполняет система автоматического регулирования за счет введения в цепь устройства управления симисторами дополнительных электрических сигналов, которые реагируют на колебания момента нагрузки или частоты вращения АД и соответствующим образом изменяют угол регулирования α .

В качестве примера на рис. 55, а приведена электрическая схема электропривода с обратной связью по скорости, которая может применяться в тех системах, где необходимо точное поддержание скорости.

К валу АД подсоединен вал тахогенератора ТГ, ЭДС которого пропорциональна частоте вращения $e_{ТГ} = \gamma n$, где γ — коэффициент пропорциональности. ЭДС тахогенератора сравнивается с задающим напряжением u_3 , снимаемым с потенциометра R , и подается на управляющий вход системы импульсно-фазового управления СИФУ. Управляющее напряжение U_y , определяющее сдвиг отпирающих симисторы импульсов, равно:

$$U_y = U_3 - \gamma n. \quad (37)$$

В такой замкнутой системе при изменении нагрузки на валу АД, например при увеличении нагрузки, при данном напряжении снижается частота вращения n , а соответственно будет снижаться и $e_{ТГ}$.

Уменьшение $e_{ТГ}$ вызовет согласно (37) увеличение напряжения управления U_y , что в свою очередь вызовет уменьшение угла α открытия симисторов и увеличение напряжения на АД. Увеличение напряжения вызовет соответствующее увеличение частоты вращения, которое установится на уровне, близком к первоначальной скорости.

В результате удастся получить довольно жесткие механические характеристики, т.е. практически постоянную частоту вращения АД неза-

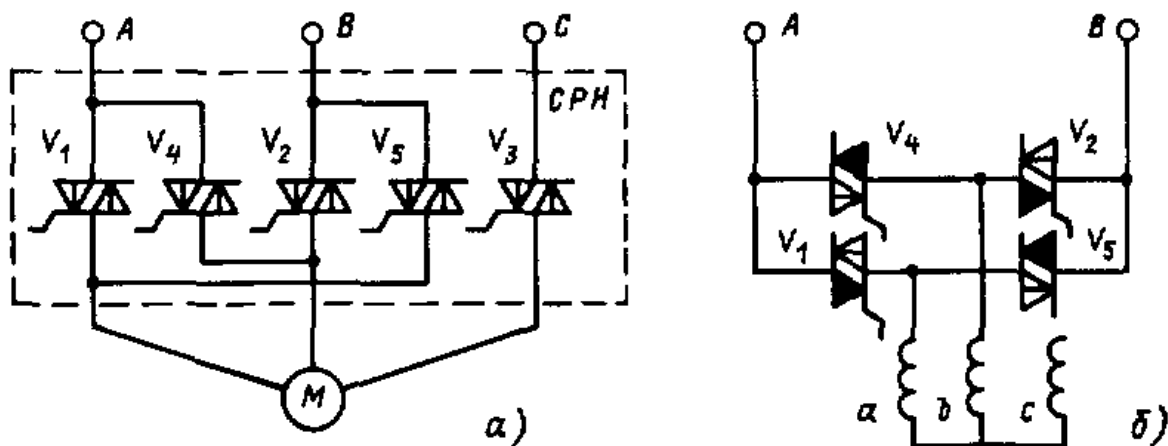


Рис. 56. Схема реверсивного симисторного регулятора напряжения (а), включение симисторов в режиме динамического торможения (б)

висимо от приложенной нагрузки при заданном значении напряжения задания U_3 .

На рис. 55, б приведена механическая характеристика электропривода при различных значениях напряжения задания, определяемого положением движка потенциометра R (рис. 55, а). Из рисунка следует, что эти характеристики имеют относительно высокую жесткость и позволяют обеспечить большой диапазон изменения частоты вращения при постоянном моменте на валу АД.

Если схема, приведенная на рис. 55, а и состоящая из трех симисторов, позволяет осуществить регулирование частоты вращения, то схема из пяти симисторов (рис. 56, а) позволяет кроме регулирования еще и реверсирование, т.е. изменение направления вращения АД. Так, при подаче сигналов управления на симисторы $V_1 - V_3$ напряжение на выводах АД будет иметь последовательность фаз ABC и он будет вращаться, например, по часовой стрелке. При подаче сигналов управления на симисторы V_4, V_5 и V_3 (сигналы управления с симисторов V_1, V_2 сняты) на выводах АД будет другая последовательность фаз — BAC , при этом направление вращения магнитного поля статора и соответственно вращения ротора АД изменится на обратное.

Используя симисторы реверсивного регулятора напряжения, можно обеспечить подачу в цепь статора постоянного тока и осуществить тем самым режим динамического торможения АД. Для этой цели одна фаза обмотки статора вращающегося АД отключается от сети с помощью коммутационного аппарата или снятием сигналов управления с симистора этой фазы (например, с симистора V_3), а оставшиеся в работе симисторы управляются своими сигналами управления так, что создают однофазную мостовую выпрямительную схему, питающуюся от фаз AB сети, как это показано на рис. 56, б (для наглядности симисторы на этом рисунке зачернены в проводящем направлении). В этом случае

фазы *a* и *b* питаются от выпрямленного напряжения однофазного моста, образованного симисторами V_1, V_2, V_4, V_5 .

Регулируя тормозной ток путем соответствующего сдвига сигналов управления на симисторах, можно управлять процессом торможения.

Из всех приведенных примеров следует, что симисторный регулятор напряжения позволяет осуществить пуск, регулирование скорости, реверс и торможение АД. Основными достоинствами системы электропривода с симисторным регулятором напряжения и АД являются ее относительная простота, надежность, удобство управления.

Вместе с тем способ регулирования путем увеличения скольжения при неизменной частоте вращения магнитного поля вызывает значительный нагрев АД за счет повышенных потерь в обмотках ротора. Действительно, электрические потери в АД, вызывающие его нагрев,

$$\Delta P_{эл} = M\omega_0 S, \quad (38)$$

т.е. чем больше разность частот вращения АД и поля ω_0 , тем больше скольжение S и больше электрические потери $\Delta P_{эл}$.

При работе на частоте вращения ниже номинальной снижается КПД электропривода. Поэтому такой электропривод нашел применение прежде всего в тех случаях, когда время работы АД на пониженных участках мало по сравнению со временем полного цикла его работы. В ряде случаев приходится применять специальные конструкции АД с улучшенным охлаждением обмоток ротора или несколько завышать их мощность.

Несмотря на этот недостаток, такая система нашла довольно широкое применение в бытовой электротехнике. Следующим способом регулирования скорости является переключение числа полюсов АД. Для этой цели выпускаются специальные двух- и трехскоростные АД. Переключение полюсов производится с помощью контактной аппаратуры.

В бытовых механизмах чаще всего пользуются однофазным питающим напряжением, которое подается в розетки осветительной сети, что создает определенные особенности работы АД. Для работы от однофазной сети переменного тока предназначен коллекторный электродвигатель. Он нашел широкое применение в приводах пылесосов, швейных машин и других бытовых механизмов.

При работе электробытового прибора с регулируемой частотой вращения от однофазной сети статор трехфазного АД подключается одним своим выводом к сети через симистор V , вторым непосредственно к сети, а третьим к одному из двух первых через конденсатор C (рис. 57, *a*). В этом случае возникает сдвиг фаз за счет емкости конден-



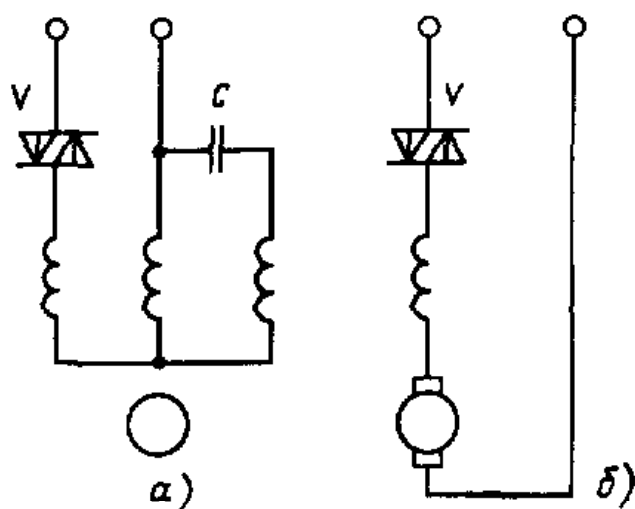


Рис. 57. Схемы регулирования частоты вращения конденсаторного (а) и коллекторного (б) двигателей переменного тока с помощью симистора

сатора и образуется трехфазная сеть, создающая в статоре вращающееся магнитное поле. Такой двигатель иногда называют конденсаторным.

Коллекторный электродвигатель переменного тока аналогичен по своей конструкции, принципу действия и характеристикам электродвигателю постоянного тока с последовательным возбуждением, поскольку в течение каждого полупериода токи в обмотках якоря и возбуждения равны по величине и изменяются одинаково. В случае применения регулирования напряжения с помощью симистора (рис. 57, б) частота вращения коллекторного электродвигателя определяется выражением

$$n = [U \cos \varphi - I_{\text{д}}(R_{\text{я}} + R_{\text{о,в}})] \sqrt{2} / n \Phi_m,$$

где $I_{\text{д}}$ — ток нагрузки двигателя; $R_{\text{я}}$ и $R_{\text{о,в}}$ — сопротивления обмоток якоря и возбуждения; Φ_m — амплитуда полезного потока возбуждения; U — действующее значение напряжения на электродвигателе при угле α в соответствии с (27).

Реверсировать такой двигатель можно, переключая (реверсируя) обмотки якоря или обмотки возбуждения, а изменять его частоту вращения можно, изменяя действующее значение напряжения с помощью симисторов.

Регулирование производительности и частоты вращения электробытовых приборов

Для регулирования частоты вращения и обеспечения оптимальных режимов работы швейных и кухонных машин, прялок, ручного переносного инструмента, где в качестве исполнительного элемента использован коллекторный электродвигатель переменного тока, используется симисторный регулятор [6]. Схема его приведена на рис. 58. Питающее напряжение переменного тока подается на электродвигатель через симистор V_1 . Одновременно это же напряжение выпрямляется диодным мостом V и стабилизируется резистором R_1 и стабилитроном V_2 . От этого стабилизированного напряжения через резистор R_2 заряжается конденсатор C . Когда напряжение на конденсаторе достигнет уставки стабилитрона V_4 , по управляющему электроду тиристора V_3 потечет

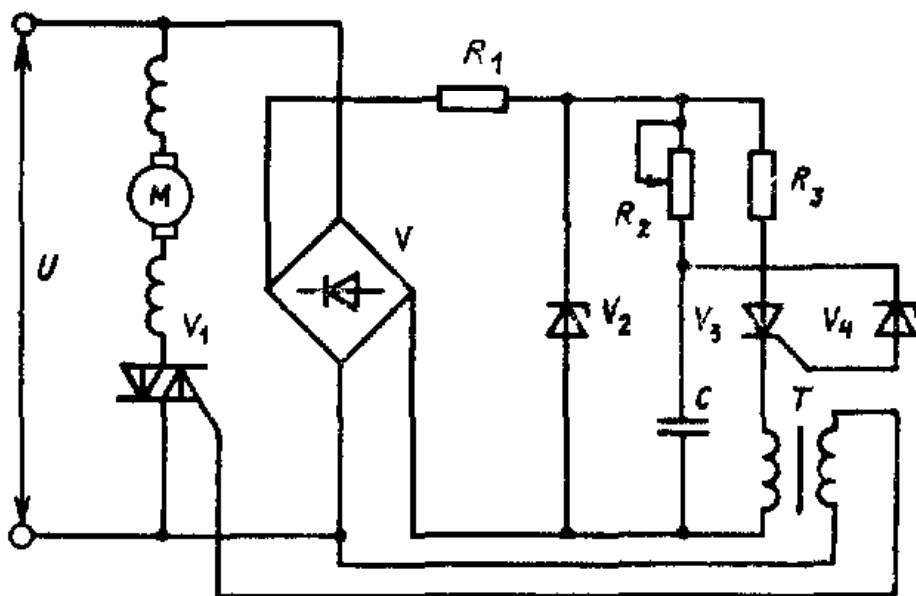


Рис. 58. Схема регулирования частоты вращения коллекторного двигателя

ток, и он, открывшись, создаст цепь разряда конденсатора C на первичную обмотку трансформатора T .

Этот импульс со вторичной обмотки трансформатора поступает на управляющий вывод симистора V_1 и открывает его в том направлении, в каком приложено к нему питающее напряжение. Схема управления работает и формирует управляющий сигнал в течение каждого полупериода питающего напряжения. Фаза управляющего импульса зависит от времени заряда конденсатора до значения напряжения пробоя стабилитрона V_4 , т.е. от сопротивления регулируемого резистора R_2 . С помощью сопротивления резистора R_2 можно изменять время заряда конденсатора и соответственно угол отпирания симистора, а следовательно, в широких пределах регулировать напряжение электродвигателя исполнительного механизма.

Для регулирования частоты вращения бытового вентилятора также с успехом используются симисторы [6]. Одна из таких схем приведена на рис. 59.

Фазы a и b обмоток статора двухфазного АД соединены с помощью симистора V_1 . В зависимости от угла открытия этого симистора регулируется ток в фазах. Сдвиг управляющих сигналов, поступающих на управляющий электрод симистора V_1 , осуществляется фазосдвигающей цепью, состоящей из резисторов R_2 , R_3 и конденсатора C . В качестве ключевого элемента в схеме использован симметричный динистор V_2 . Когда напряжение на конденсаторе достигнет напряжения переключения динистора, он подключит заряженный конденсатор через ограничивающий резистор R_1 к управляющему выводу симистора V_1 .

В данном случае применен симистор, управляемый импульсами разной полярности, и симметричный динистор, который формирует управляющие сигналы в течение каждого полупериода питающего на-

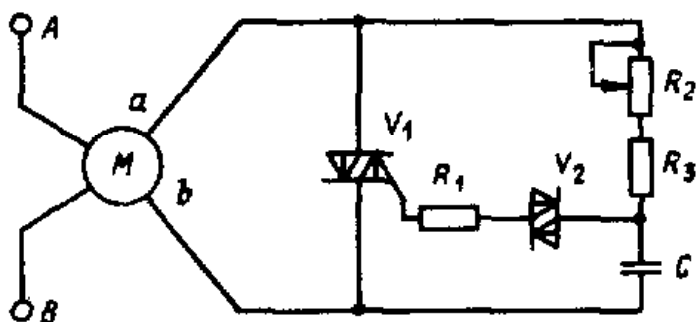


Рис. 59. Схема регулирования частоты вращения бытового вентилятора

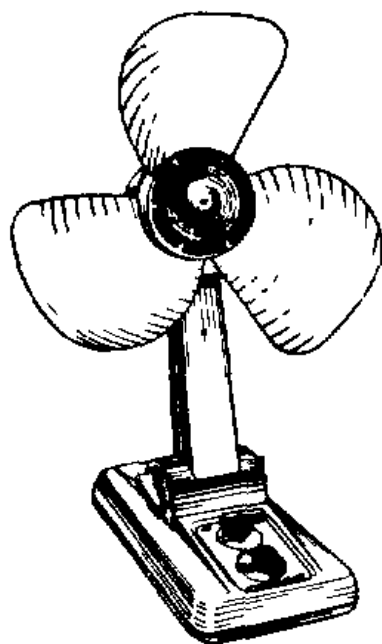


Рис. 60. Настольно-настенный бытовой вентилятор с регулированием частоты вращения

пряжения. Время заряда конденсатора до напряжения переключения регулируется изменением резисторов R_2 , R_4 . Вентилятор (рис. 60), оборудованный такой схемой, позволяет плавно регулировать частоту вращения от 500 до 1250 об/мин.

Отечественными заводами и рядом зарубежных фирм выпускаются электроинструменты — дрели, электросверла, шуруповерты и др. — с плавным регулированием частоты вращения с помощью симисторов [8].

На рис. 61, а показан общий вид такой электродрели. Электронное устройство встроено в рукоятку. Изменение частоты вращения производится плавным нажатием на рычаг, расположенный впереди рукоятки и связанный с регулируемым резистором электронного устройства.

Патрон сверла связан с осью коллекторного электродвигателя переменного тока, который получает питание от сети 220 В через симистор V_1 , осуществляющий регулирование его напряжения (рис. 61, б). Для снижения уровня радиопомех установлен фильтр, состоящий из дросселя L и конденсатора C_1 .

Управляющий сигнал поступает на симистор в момент, когда напряжение на конденсаторе C_3 достигает порога переключения динистора V_2 , что регулируется сопротивлением резистора R_3 , связанного

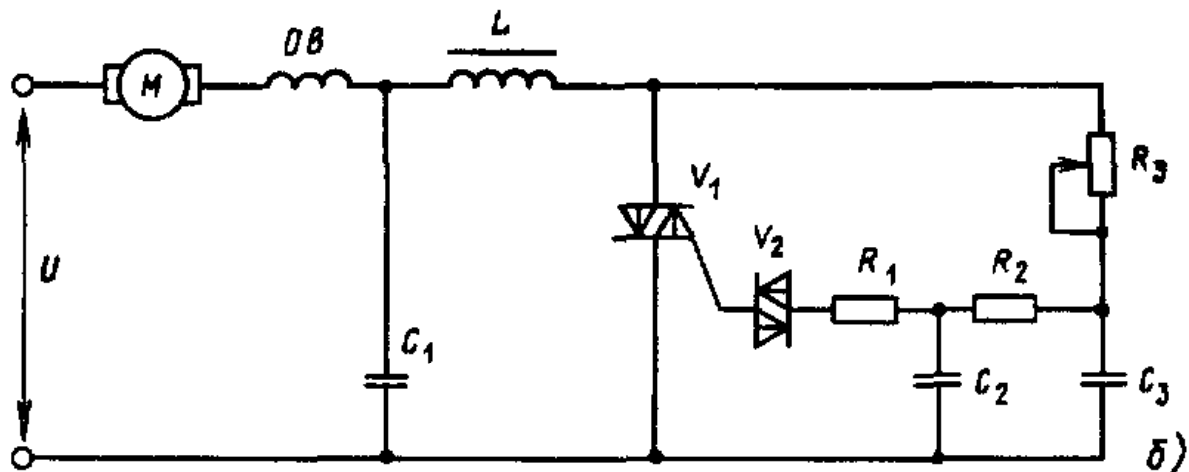
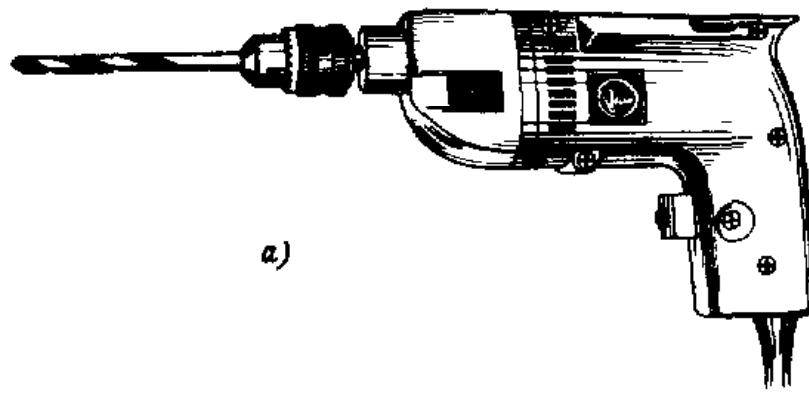


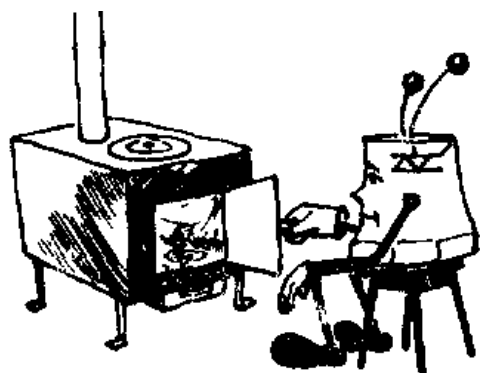
Рис. 61. Электродрель с плавным регулированием частоты вращения (а), схема регулирования (б)

с рычагом на ручке дрелн. Резисторы R_1 , R_2 и конденсатор C_2 служат для получения непрерывного регулирования частоты вращения во всем диапазоне изменения сопротивления резистора R_3 .

10. ПРИМЕНЕНИЕ СИМИСТОРОВ ДЛЯ РЕГУЛИРОВАНИЯ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОНАГРЕВАТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

Тепловое действие тока и его регулирование в нагревательных приборах

Преобразование электрической энергии в тепловую нашло широчайшее применение в технике. На этом принципе работают различные производственные и бытовые электронагревательные приборы: элект-



рические печи, электроплитки, электрические паяльники, калориферы, электрические лампочки, аппараты для электрической сварки и пр.

При прохождении электрического тока по проводнику в результате столкновения свободных электронов с его атомами и ионами проводник нагревается. Количество тепла Q , выделяемое в проводнике с сопротивлением R при прохождении электрического тока I за время t , определяется законом Джоуля—Ленца

$$Q = I^2 R t \quad (39)$$

и представляет собой электрическую энергию, потребляемую данным проводником, выраженную в джоулях. Следовательно, количество выделившегося тепла пропорционально количеству электрической энергии, переданной через данный проводник. Иногда тепловую энергию выражают в калориях, тогда применяют соотношение между единицами тепловой и электрической энергии, т.е. $1 \text{ Дж} = 0,24 \text{ кал}$.

Так, если электроплитка имеет сопротивление 55 Ом и в течение 1 ч включена в сеть 220 В , то ток, проходящий через нагревательный элемент электроплитки,

$$I = U/R = 220/55 = 4 \text{ А},$$

а количество выделенного тепла

$$Q = I^2 R t = 16 \cdot 55 \cdot 3600 = 3060 \cdot 10^3 \text{ Дж}.$$

Очень часто такое количество тепла просто не нужно, и в таких случаях приходится включать, отключать, затем вновь включать нагреватель. Такой режим работы приводит не только к колебаниям температуры нагреваемого объекта, что само по себе в ряде случаев является крайне нежелательным, но и к преждевременному износу и выходу из строя нагревателя.

Из (39) следует, что количество тепла можно регулировать, изменяя ток I , что легко достигается, как это было показано выше, с помощью симистора.

Изменение температуры нагревательного прибора с некоторым запаздыванием по времени повторяет изменение проходящего через прибор электрического тока, и каждому определенному значению тока соответствует определенная установившаяся температура.

Если помещение обогревается электронагревательным прибором и стоит задача поддержания неизменной температуры независимо от температуры наружного окружающего воздуха, а также при кратковременных возмущениях, например при открытии входной двери и

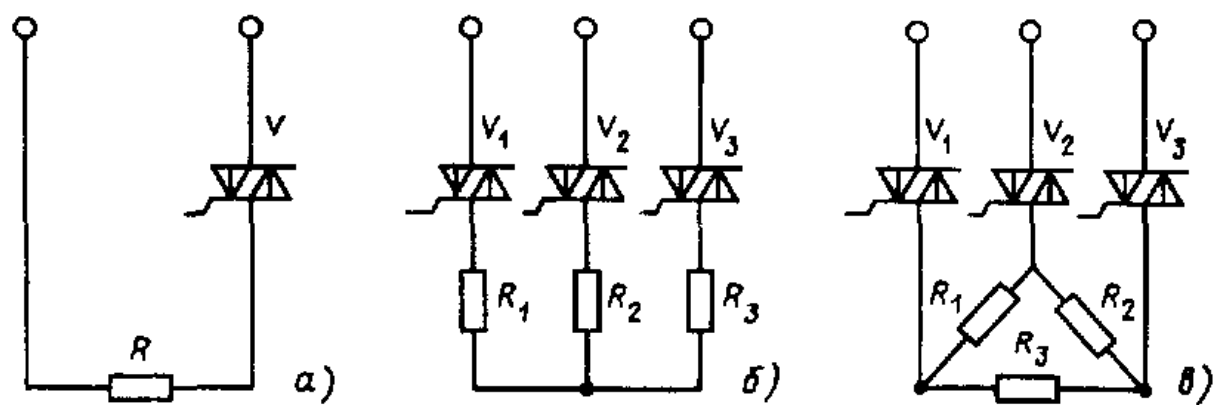


Рис. 62. Схемы регулирования тока, проходящего через нагревательный прибор, с помощью симисторов в однофазных (а) и трехфазных (б, в) сетях

время входа человека в помещение, то система регулирования должна соответственно снижать или увеличивать проходящий ток. В результате большую часть времени нагревательный элемент находится в недогруженном режиме, что значительно увеличивает срок его работы.

Схемы регулирования тока, проходящего через электронагревательный прибор, показаны на рис. 62.

В сетях однофазного тока используется чаще всего схема рис. 62, а.

Напряжение U на нагрузке R определяется в зависимости от угла управления α симистором V по выражению (27). Ток, проходящий по нагрузке R , в соответствии с законом Ома

$$I = U/R.$$

Изменяя угол управления симистором, можно менять напряжение и ток нагрузки, а следовательно, и температуру нагревателя.

Нагреватели мощностью от нескольких киловатт и выше питаются обычно от трехфазной сети. Нагревательные элементы $R_1 - R_3$ в этом случае включаются по схеме "звезда" (рис. 62, б) или "треугольник" (рис. 62, в).

Регулируемое напряжение в этих схемах также определяется в зависимости от угла α управления симисторами $V_1 - V_3$ по выражению (27). Однако в схеме рис. 62, б к каждому нагревательному элементу прилагается напряжение, в $\sqrt{3}$ раз меньшее, чем определяемое по выражению (27).

В связи с этим ток каждого элемента нагрузки (рис. 63, б)

$$I = U/\sqrt{3}R.$$

В схеме рис. 62, в все линейное напряжение прикладывается к нагревателям и ток, проходящий через каждый из них, в 1,73 раза больше, чем в схеме рис. 62, б, при всех прочих равных условиях (α, U, R).

Из этого следует, что с помощью симисторов представляется возможность регулировать тепловое действие электрического тока, проходящего через нагревательные элементы.

Рассмотрим примеры конкретной реализации этих свойств симисторов.

Регуляторы температуры

В районах, где отсутствует централизованное снабжение горячей водой, широко применяются аккумуляционные электроводонагреватели различных видов. Подогрев воды в них осуществляется с помощью трубчатых электронагревательных элементов (типа ТЭН), а температура регулируется с помощью термодатчика и контактной аппаратуры. Однако частые включения и отключения нагревателей в процессе регулирования температуры приводят к снижению их срока службы, ухудшает качество питающего напряжения и влияет на работу других потребителей. Регулятор для таких электронагревателей показан на рис. 63 [19].

В этом регуляторе нагрузка R_H (нагревательные элементы) включена в питающую сеть последовательно с симистором V_6 .

Датчиком температуры служит терморезистор R_T , включенный в плечо моста постоянного тока на резисторах R_T, R_1, R_2, R_3 . Задатчиком температуры является переменный резистор R_2 . Напряжение разбаланса подается на вход операционного усилителя A с положительной обратной связью, глубину которой можно регулировать резистором R_5 , а тем самым изменять порог его срабатывания.

С выхода усилителя через делитель R_4, R_6 сигнал подается на базу транзистора V_3 , работающего в ключевом режиме. Этот транзистор в открытом состоянии шунтирует базу составного транзистора $V_4 - V_5$,

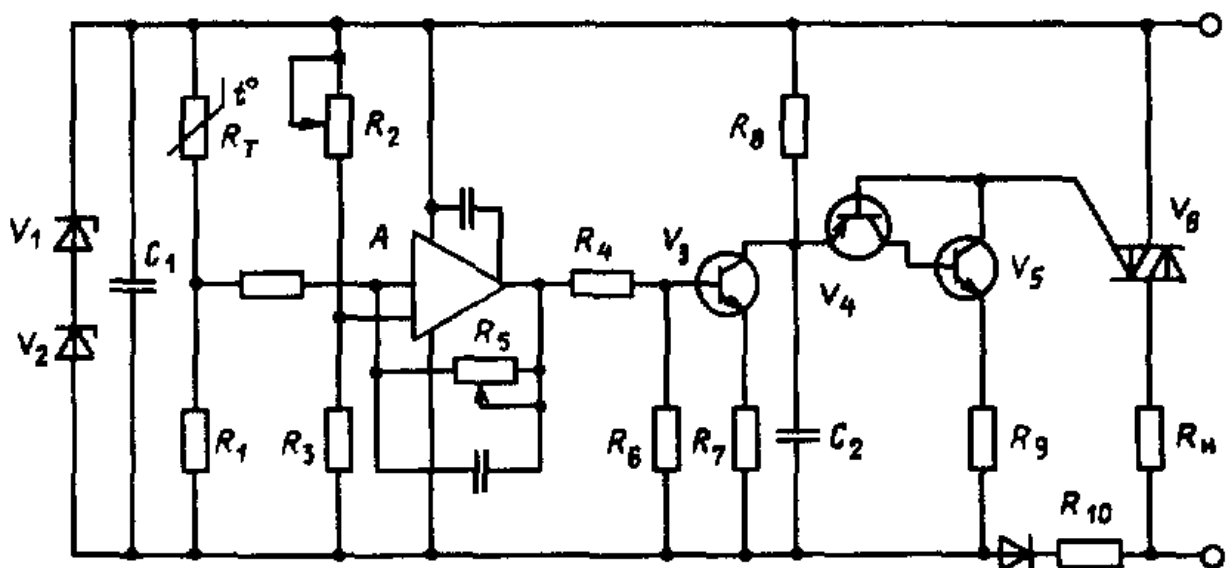


Рис. 63. Схема регулятора температуры электроводонагревателя

который в свою очередь включен в цепь управляющего электрода симистора V_6 .

Напряжение на цепях управления снижается, стабилизируется и сглаживается с помощью стабилитронов V_1 , V_2 , резистора R_{10} и конденсатора C_1 .

При температуре воды ниже заданного уровня напряжение на резисторе R_1 меньше, чем на резисторе R_3 ; и на выходе интегрального усилителя A сигнал 0, транзистор V_3 закрыт. Транзисторы V_4 , V_5 , резисторы R_8 , R_9 , конденсатор C_2 являются генератором импульсов с частотой 100 Гц, поступающих на управляющий электрод симистора. Симистор в начале каждого полупериода питающего напряжения открывается, и к нагрузке R_H в этом случае прикладывается полное напряжение питающей сети. При температуре воды выше заданной падение напряжения на резисторе будет больше, чем на резисторе R_3 , усилитель A перейдет в открытое состояние, и на его выходе появится сигнал 1. Включается также транзистор V_3 , шунтируя конденсатор C_4 генератора импульсов. Транзисторы V_4 , V_5 закрываются, разрывная цепь управляющего электрода симистора V_6 .

Симистор закрывается, прекращая прохождение тока через нагрузку.

Симистор в данной схеме работает в релейном режиме. Он либо открыт с углом управления, близким к 0, либо закрыт. Такое регулирование имеет хорошие энергетические показатели.

На рис. 64 приведена другая схема регулятора температуры [7].

Датчиком температуры служит терморезистор R_T , включенный в плечо моста постоянного тока, состоящего из резисторов $R_1 - R_3$. Релейным элементом служит транзистор V_1 , работающий в ключевом режиме. С транзистора V_1 сигнал поступает на генератор релаксационных колебаний, состоящий из цепи R_4 , C_1 , двухбазового диода V_2 и резисторов R_5 , R_6 . Принцип действия генератора основан на периодических процессах заряда и разряда конденсатора C_1 . Пока транзистор

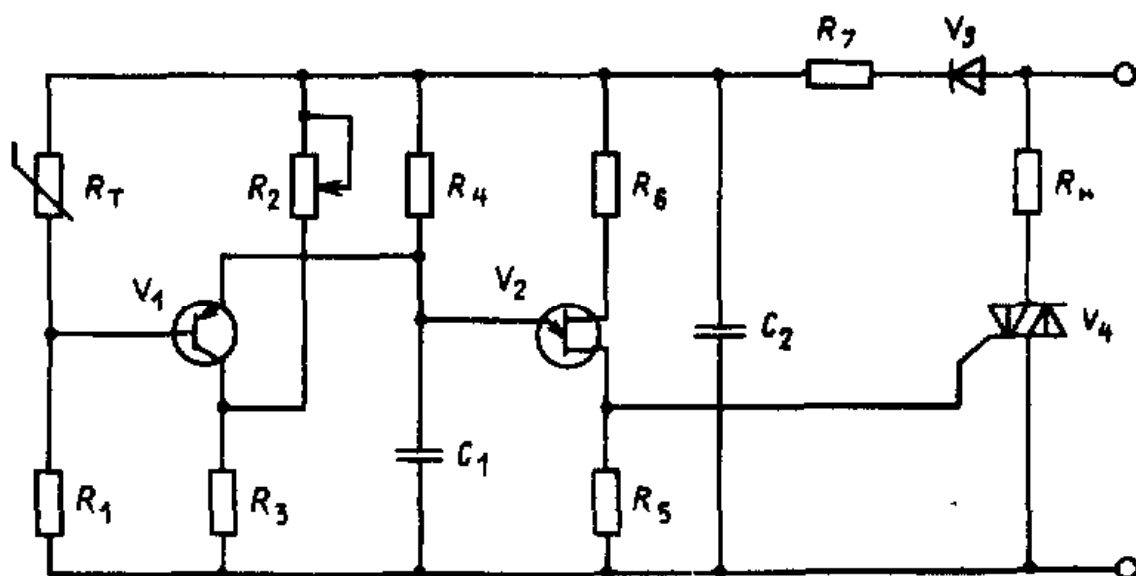


Рис. 64. Схема регулятора температуры

V_2 закрыт, конденсатор C_1 заряжается через резистор R_4 . Включение происходит при достижении на эмиттере напряжения включения транзистора V_2 . Сопротивление между эмиттером и базой уменьшается, и конденсатор C_1 разряжается через резистор R_5 . С этого момента ток в эмиттерной цепи поддерживается за счет разряда конденсатора C_1 до тех пор, пока он не станет равным току начального участка области насыщения вольт-амперной характеристики, при этом сопротивление базы транзистора резко увеличивается и конденсатор вновь заряжается. Частота генератора и угол включения симистора V_4 не зависят от напряжения питания. Симистор, открываясь, подключает нагревательный элемент R_{II} к сети. Для питания регулятора в схеме установлены гасящий резистор R_7 , выпрямительный диод V_3 и конденсатор C_2 .

Регулятор осуществляет двухпозиционное регулирование. При температуре в объекте регулирования меньшей, чем заданная, которая устанавливается задатчиком температуры (потенциометром R_2), с диагонали моста снимается напряжение разбаланса и подается на базу транзистора V_1 . Величина и полярность этого напряжения обеспечивают закрытое состояние транзистора. Генератор колебаний при этом вырабатывает импульсы управления, которые обеспечивают открытие симистора V_4 . При увеличении температуры на объекте уменьшается сопротивление датчика R_T и запирающее напряжение между базой и эмиттером транзистора V_1 . При равенстве температуры объекта заданной транзистор V_1 открывается, и его сопротивление эмиттер-коллектор резко уменьшается, шунтируя зарядный конденсатор C_1 . Это приводит к срыву колебательного процесса в блоке управления и к запираению симистора V_4 . Устройство, собранное по приведенной выше схеме, обеспечивает поддержание температуры с точностью 1–2 °С.

Для управления нагревательными элементами систем и приборов электроотопления жилых зданий — радиаторов, каминов, инфракрасных излучателей, греющих кабелей, греющих обоев, греющей краски и т.п. — также можно применять регуляторы на симисторах [10]. Они применяются и для водонагревателей, калориферов и кондиционеров, а также в качестве ограничителя нагрева бетонного пола с греющим кабелем и др.

Схема регулятора приведена на рис. 65. Напряжение сети подключено к нагревательному элементу R_{II} через симистор V_5 . От этого же напряжения через понижающий трансформатор $T3$ после выпрямления диодами V_6 напряжение подается для питания транзисторов $V_1 - V_3$ и на балансировочный мост, состоящий из резисторов $R_1 - R_4$, в одном из плеч этого моста установлен резистор R_3 датчика температуры.

При понижении стабилизирующей температуры происходит разбаланс мостовой схемы. Сигнал разбаланса запускает автогенератор, состоящий из резисторов $R_5 - R_{10}$, транзисторов V_1, V_2 , базы которых подключены к обмоткам трансформатора $T1$ через резисторы моста $R_1 - R_4$. Релаксационные колебания этого автогенератора усиливаются транзи-

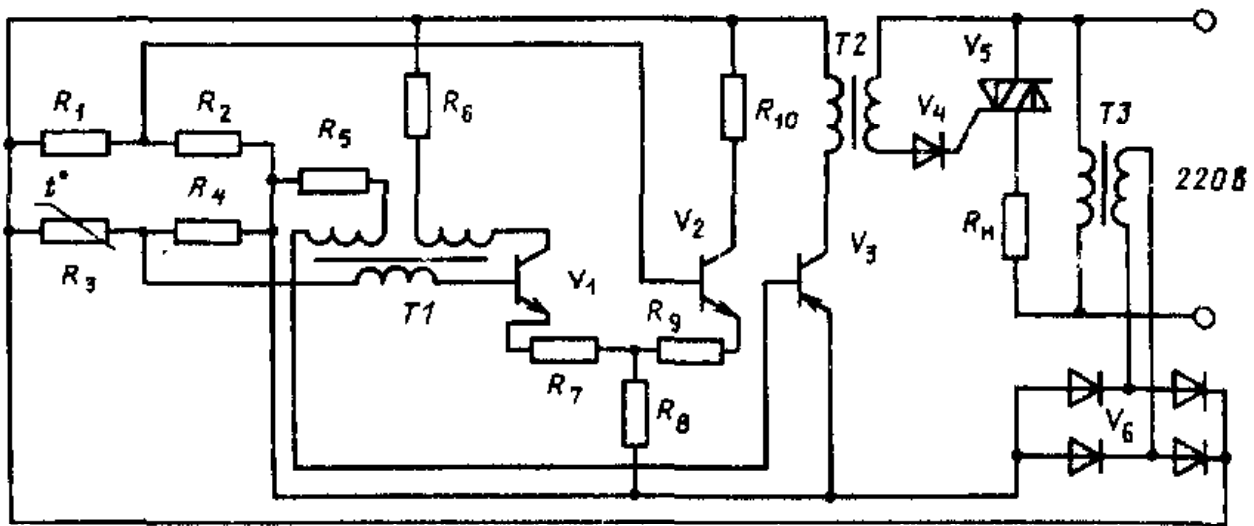


Рис. 65. Схема электронного регулятора температуры

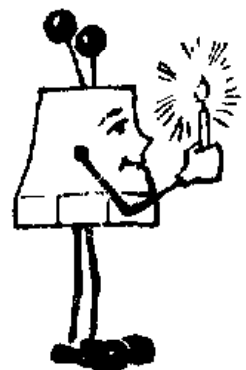
стором V_3 , в цепи которого находится первичная обмотка импульсного трансформатора T_2 . Импульсы вторичной обмотки этого трансформатора через диод V_4 включают симистор V_5 , находящийся до этого в запертом состоянии. Поскольку частота управляющих импульсов много выше частоты питающей сети, то симистор V_5 практически находится в открытом состоянии в обоих направлениях и все питающее напряжение прикладывается к нагрузке R_n , в качестве которой может быть использован один из видов нагревательных элементов.

Нагревательный элемент получает питание от сети, нагревается и повышает температуру регулируемого объекта до тех пор, пока резисторный мост не сбалансируется. После чего происходит срыв колебаний в автогенераторе и симистор запирается, отключая нагреватель. Точность поддержания установленной температуры такого стабилизатора составляла $0,15-0,09^\circ\text{C}$.

11. РЕГУЛИРОВАНИЕ СВЕТОВОГО ПОТОКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЛАМП С ПОМОЩЬЮ СИМИСТОРОВ

Электрический ток I , проходящий по проводнику с сопротивлением R , выделяет на нем мощность $P = I^2 R$, энергия которой расходуется на его нагрев, причем при достижении проводником определенной температуры он начинает светиться. Для каждого материала своя температура начала свечения. В этом случае часть энергии выделяется в виде тепла, а часть — в виде света.

Основными параметрами любой лампы накаливания, которая представляет собой нить сопротивления, помещенную в вакуум или среду инертного газа, являются номинальная электрическая мощность P , номинальный световой поток Φ , лм, и номинальная световая отдача η .



Эти параметры связаны соотношением

$$\eta = \Phi/P \quad (40)$$

Световая отдача характеризует экономичность лампы, так как чем больший световой поток излучает лампа на 1 Вт мощности, тем она выгоднее.

Из (40) следует, что световой поток Φ пропорционален мощности лампы, т.е. изменяя потребляемую мощность за счет изменения приложенного напряжения и, следовательно, тока, можно менять световой поток. Как мы уже установили ранее, ток и напряжение легко менять симистором, установленным в цепях нагрузки.

На рис. 66 приведены основные зависимости параметров лампы накаливания в процентах их номинальных значений при изменении питающего напряжения $U/U_{\text{ном}}$ от 80 до 120% [14], при этом световой поток изменяется от 42 до 200% (зависимость 2), световая отдача – от 58

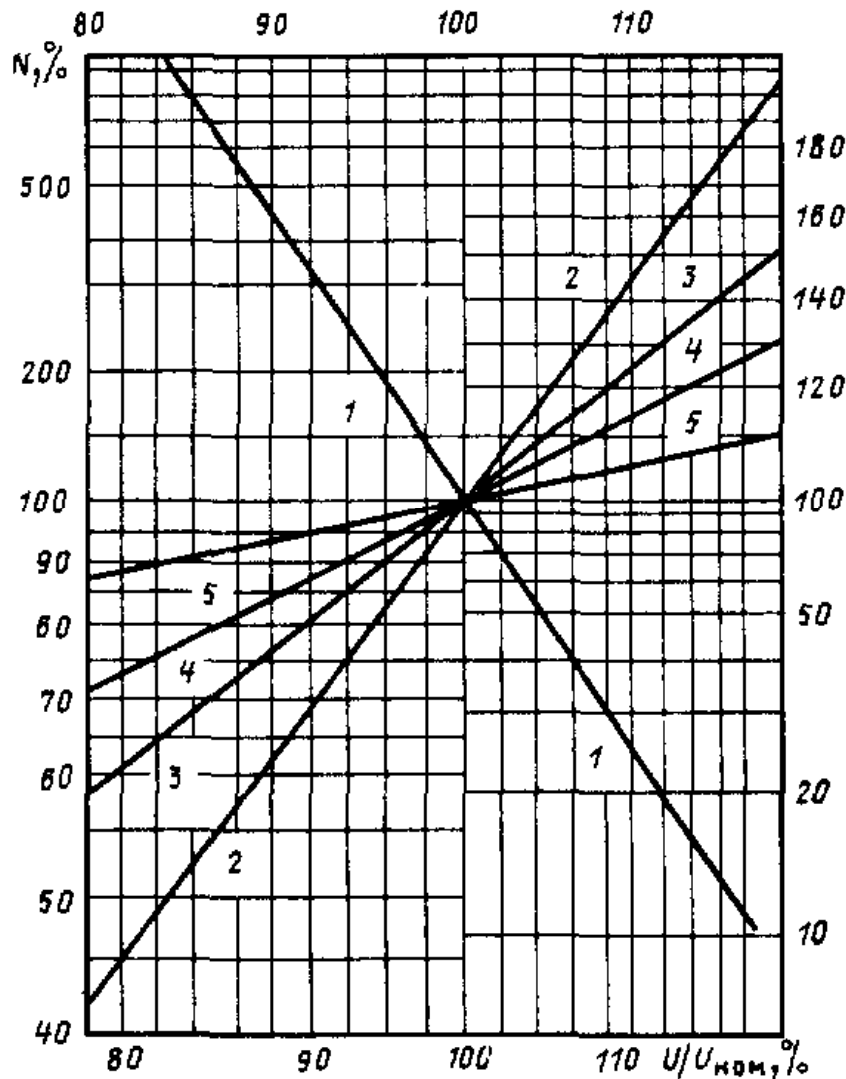


Рис. 66. Зависимость параметров ламп накаливания от напряжения питания

1 — срок службы; 2 — световой поток; 3 — световая отдача; 4 — потребляемая мощность; 5 — потребляемый ток

до 150% (зависимость 3), потребляемая мощность — от 72 до 130% (зависимость 4) и потребляемый ток — от 88 до 110% (зависимость 5). Если напряжение снижать до уровня ниже 80%, то световой поток можно снизить до нуля.

Иными словами, изменяя приложенное напряжение в широких пределах, можно изменять световой поток (от нуля) также в широких пределах.

Важной характеристикой лампы накаливания является ее срок службы. Зависимость 1 на рис. 66 показывает, что, снизив напряжение на лампе на 15%, можно повысить срок службы в 10 раз, и, наоборот, повышение напряжения на 15% приводит к резкому сокращению срока ее службы и к быстрому перегоранию.

Таким образом, применив плавное регулирование напряжения с помощью симисторов, можно не только снизить до желаемых значений световой поток, но и значительно повысить срок службы электрической лампы, что немаловажно для бытовых осветительных приборов.

В настоящее время системы регулирования светового потока с помощью симисторов находят широкое применение в системах освещения зрелищных предприятий, улиц и площадей городов, освещений промышленных предприятий. Все большее применение они находят и для освещения жилых квартир.

Наша промышленность уже освоила выпуск ряда регуляторов тока осветительных приборов бытового назначения.

Регуляторы силы света

Одна из применяемых схем регулирования силы света лампы накаливания приведена на рис. 67, а.

Лампа получает питание от сети через дроссель L и симистор V_1 . Система управления симистором состоит из фазосдвигающей цепи R_3C_3 . Напряжение с конденсатора C_3 через резисторы R_1 , R_2 и

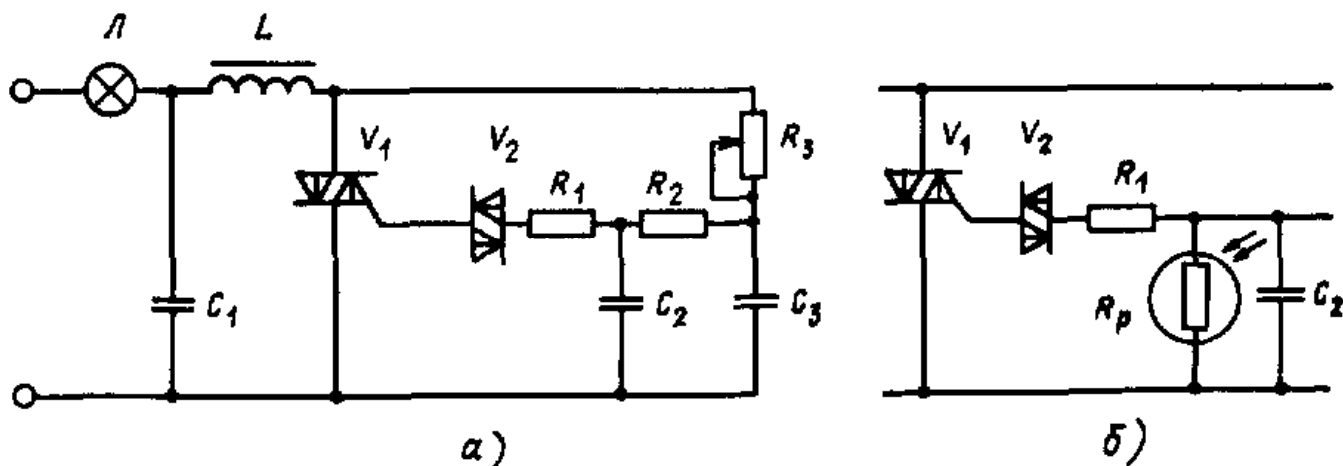


Рис. 67 Схемы регулирования силы света с ручным (а) и автоматическим (б) управлением

динистор V_2 подается на управляющий электрод симистора V_1 . Время заряда конденсатора C_3 зависит от сопротивления регулируемого резистора R_3 . Когда напряжение на этом конденсаторе достигает напряжения переключения динистора V_2 , последний включается и подает импульс на включение симистора.

Параметры фазосдвигающей цепи R_3C_3 выбираются такими, что лампа накаливания загорается при минимальном значении сопротивления R_3 . Конденсатор C_2 служит для обеспечения плавного регулирования при включении и выключении лампы. Сглаживающий фильтр LC_1 предназначен для некоторого сглаживания формы тока нагрузки в цепях, уменьшения явления мигания светового потока при больших углах регулирования, а также для снижения радиопомех.

В тех случаях, когда требуется автоматическое поддержание силы света в зависимости от освещенности, в схему добавляется фоторезистор R_p , включаемый параллельно конденсатору C_2 (рис. 67, б). Пока на фоторезистор попадает достаточно света, его электрическое сопротивление мало и напряжение на конденсаторе C_2 на протяжении полупериода питающего напряжения не достигает значения, достаточного для переключения динистора V_2 . Симистор V_1 при этом закрыт, и лампа не горит. При уменьшении освещенности фоторезистора его сопротивление увеличивается, вследствие чего увеличивается и напряжение на конденсаторе C_2 , и начиная с определенной освещенности, динистор, а следовательно, и симистор начинают включаться с определенным углом регулирования. Такая система имеет замкнутую обратную связь по силе света или освещенности. Действительно, если изменится внешняя освещенность, например, в вечернее время система сама включит электрическое освещение, а по надобности будет постепенно его уменьшать, поддерживая общую освещенность на заданном уровне.

Система управления симисторами с помощью симметричных динисторов нашла также широкое применение для автоматического включения освещения в витринах и на лестничных клетках при наступлении темноты.

Устройство, схема которого показана на рис. 67, б, может быть использовано для автоматического открытия ворот гаражей при подъезде автомашины. Для этого симистор включается в цепь электродвигателя привода ворот. В этом случае на расстоянии 2–3 м от ворот на высоте 1–1,5 м от земли устанавливается осветитель, который фокусирует и направляет через проезжую часть тонкий луч света, освещающий фоторезистор или какой-либо другой фотоэлемент. Пока этот луч освещает фоторезистор, ток через симистор, а следовательно, и через электродвигатель привода ворот не протекает. Если же автомашина пересечет луч света, сопротивление фоторезистора уменьшится и симистор откроется, подключив этим приводной электродвигатель к сети, что вызовет открытие дверей. После проезда автомашины через линию светового луча ворота закроются с некоторой выдержкой времени,

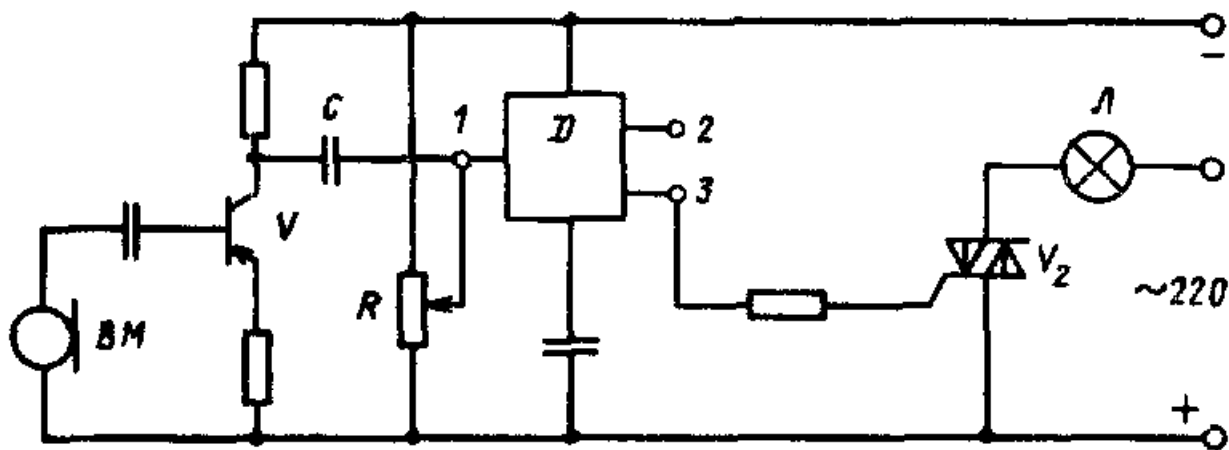


Рис. 68. Схема включения лампы осветителя симисторным переключателем, реагирующим на звуковой сигнал

необходимой для проезда автомашины через ворота. Такая же система может быть установлена и по другую сторону ворот внутри гаража для выезда автомашин.

Если такой переключатель на симисторах соединить с микрофоном, то он сможет включать или выключать освещение под действием звукового сигнала [11]. Резкий хлопок ладонями включает устройство (рис. 68), еще один хлопок — и устройство выключается. Звуковой сигнал принимается микрофоном *ВМ* и усиливается транзистором *V₁* до уровня 1–3 В. Этот сигнал через конденсатор *С* поступает на вход *1* электронного переключающего устройства — триггера с двумя устойчивыми положениями *D*. На вход этого устройства подается также сигнал смещения, который регулируется резистором *R*. Переменный резистор настраивается так, чтобы отстроить чувствительность переключающего устройства от помех, создаваемых внешними шумами.

При подаче импульса на вход *1*, превышающего уровень смещения, переключающее устройство переходит в одно из положений, при котором выходной сигнал появляется на выводах *2* или *3*. Если выходной сигнал *1* появился на выходе *3*, симистор *V₂* включится, подключив лампу *Л* к сети. При повторном хлопке перед микрофоном на вход *1* поступит новый импульс, усиленный транзистором *V₁* и сформированный конденсатором *С*. Этот импульс переведет переключающее устройство в другое устойчивое положение.

Выходной сигнал снимется с вывода *3* и появится на свободном выводе *2*. Симистор *V₂* выключится, и лампа *Л* погаснет.

От каждого последующего звукового сигнала лампа будет включаться или отключаться. Подобное устройство может быть установлено в гараже и отрегулировано на звуковой сигнал автомобиля. Его также можно использовать для освещения складов, сараев и подъездов, отрегулировав на голос или хлопок в ладоши хозяина.

Регуляторы тока

Нашей промышленностью выпускаются бытовые регуляторы тока РТ-4 [12], СРС-300, СРП-300, предназначенные для плавной регулировки тока, потребляемого бытовой осветительной аппаратурой (рис. 69, а), установленной в жилых помещениях (люстры, бра, подвески, светильники). С помощью этих регуляторов можно также управлять и нагревательной аппаратурой — электропаяльниками, электроплитками, утюгами, электрокаминами.

Применение регуляторов тока позволяет за счет выбора оптимального режима освещенности и нагрева увеличить срок службы осветительных и нагревательных электрических приборов и уменьшить расход электроэнергии. Так, подсчитано, что при освещенности квартиры люстрой мощностью 360 Вт расход электроэнергии в год составляет около 350 кВт · ч электроэнергии, а при применении регулятора тока — 200 кВт · ч, что достигается правильным выбором освещенности.

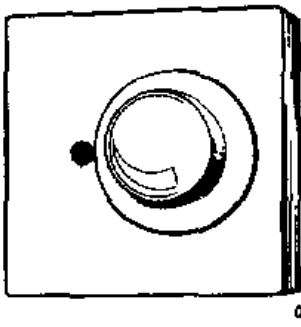
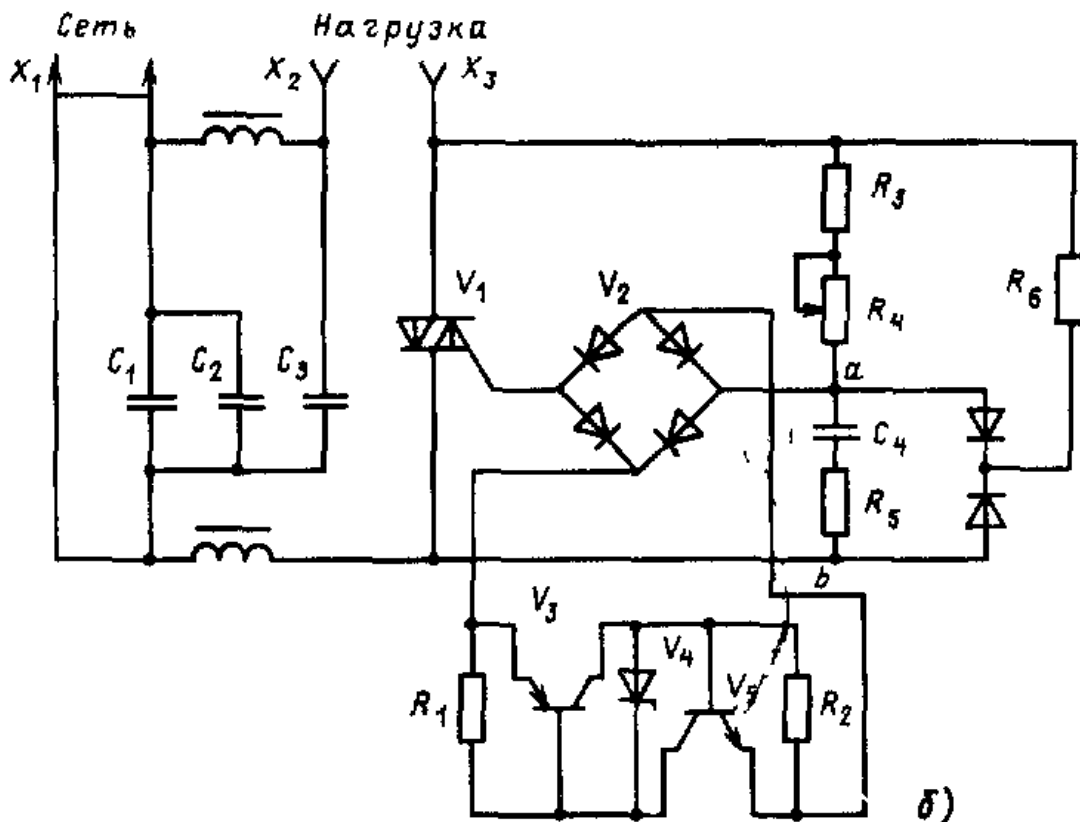


Рис 69. Общий вид симисторного регулятора тока (а) и принципиальная схема (б)



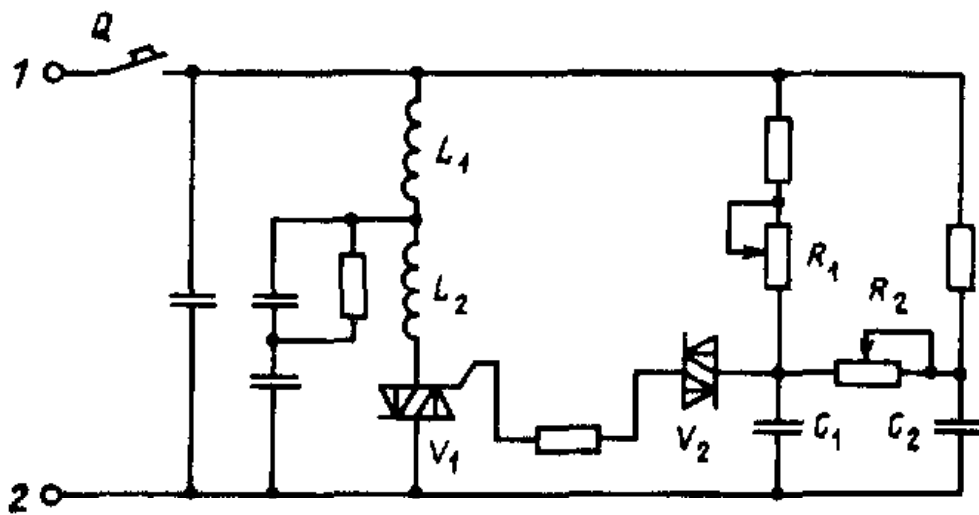


Рис. 70. Схема светорегуляторов СРС-300 и СРП-300

Схема регулятора РТ-4 приведена на рис 69, б. Регулятор подключается к сети с помощью разъемной вилки X_1 , а нагрузка — к контактам розетки X_2 , X_3 , установленной на корпусе регулятора. Конденсаторы $C_1 - C_3$ совместно с дросселями $L_1 - L_2$ служат для снижения радиопомех.

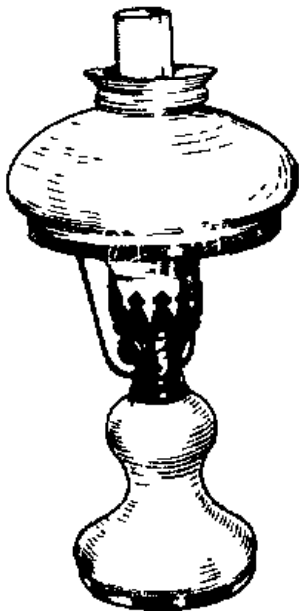
Управление симистором V_1 производится от питающей сети. Его управляющий электрод соединен через диодный мост V_2 , в диагонали которого установлен ключевой элемент из транзисторов V_3 , V_5 , динистора V_4 и резисторах R_1 и R_2 с фазосдвигающей цепочкой, состоящей из резисторов $R_3 - R_5$ и конденсатора C_4 . В зависимости от сопротивления переменного резистора R_4 изменяется фаза синусоидального напряжения на конденсаторе C_4 и резисторе R_5 между точками a и b относительно питающего напряжения. При достижении между точками a и b напряжения значения установки переключающего устройства, определяемого динистором V_4 , транзисторы V_3 и V_5 включаются, замыкая диагональ моста V_2 . С этого момента все напряжение цепи C_4 , R_5 прикладывается к управляющему электроду симистора.

В данной схеме выпрямительный мост V_2 со схемой переключения выполняет по сути дела функции симметричного переключателя — динистора. Такие схемы уже были рассмотрены ранее.

Изменяя сопротивление резистора R_4 от нуля до его полного значения, можно менять момент открытия симистора V_1 , а следовательно, и напряжение на нагрузке. Аналогично работает схема (рис 70) выпускаемых промышленностью светорегуляторов СРС 300-2 (стационарный мощностью 300 Вт) и СРП-300-1 (переносной на ту же мощность). Эти регуляторы отличаются только внешним оформлением корпуса и способом установки.

Ток электрической лампы проходит между выводами 1 и 2, через защитный выключатель Q , сглаживающие индуктивности L_1 и L_2 , симистор V_1 .

Рис. 71. Декоративный светильник "керосиновая лампа" со встроенным регулятором светового потока



Момент открытия симистора определяется напряжением на конденсаторах C_1 и C_2 и открытием диодистора V_2 . Ручка изменения сопротивления R_1 выведена на корпус регулятора, а резистор R_2 является подстроечным.

В [11] приводится подобная схема регулятора света на симисторе, где также в качестве порогового элемента используется диодистор.

В ряде случаев симисторные регуляторы встраиваются непосредственно в светильники [13]. На рис. 71 показан общий вид декоративного светильника "керосиновая лампа".

Внутри корпуса смонтирован симисторный регулятор тока, обеспечивающий включение и плавное регулирование освещенности.

Это дает возможность использовать светильник в качестве универсального источника света, например ночника или подсветки при фотографировании. Мягкое освещение не утомляет глаза при просмотре телевизионных передач или при прослушивании музыки.

При соблюдении оптимального режима эксплуатации этого светильника экономия электроэнергии составляет около 25%.

Область применения симисторов в бытовой электротехнике, конечно, не ограничивается приведенными примерами. Они могут использоваться там, где надо обеспечить регулирование переменного тока нагревательных приборов, светильников и электродвигателей бытовых механизмов.

12. ВЫБОР СИМИСТОРОВ ПО ПАРАМЕТРАМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

Во всех приведенных выше случаях регулирование напряжения, тока, а, следовательно, частоты вращения и силы света осуществляется симистором, как основным регулирующим элементом электрической схемы. Воспользовавшись характеристиками и параметрами симисторов, приведенными в приложениях, можно осуществить выбор симисторов для конкретных условий их работы. Для этого надо сравнить условия работы симистора в схеме (ток, напряжение) с приведенными допустимыми значениями для конкретных типов этих приборов.

Симистор выбирается, исходя из действующего значения протекающего через него тока, который определяется характером нагрузки.

Во всех случаях эксплуатации основной действующий ток I_M , протекающий через симистор, не должен превышать максимально допустимое значение $I_{Oс, д}$ (см. приложение 6), которое зависит от типа симистора, типа применяемого охладителя и системы его охлаждения. В бытовой электроаппаратуре применяется, как правило, естественное воздушное охлаждение с типовыми охладителями (см. приложения 5 и 6).

Максимальное напряжение, прикладываемое в схеме к симистору в закрытом состоянии U , не должно превышать допустимого значения повторяющегося импульсного напряжения $U_{зс, п}$, приведенного в приложении 3 и определяющего класс симистора.

Максимальное значение напряжения, приложенного к симистору, U_M зависит от амплитудного значения напряжения питающей сети $\sqrt{2}U_c$ с учетом возможного его повышения на 10% ($K_c = 1,1$) и максимального значения перенапряжения ($K_{п} = 1,5$):

$$U_M = K_c K_{п} \sqrt{2} U_c = 1,1 \cdot 1,5 \cdot 1,41 U_c = 2,32 U_c.$$

Проверку на критическую скорость нарастания тока в открытом состоянии $(di_a/dt)_{кр}$, а также на критическую скорость нарастания коммутационного напряжения $(du_{зс}/dt)_{ком}$ проводят при работе симисторов в мощных цепях с малыми индуктивностями.

Мощность бытовых цепей, а также установка последовательно с симисторами дросселей ограничивает, как правило, эти параметры до допустимых значений, которые приведены в приложениях 3 и 4.

Для надежного открытия симистора его система управления должна обеспечивать ток, протекающий через управляющий электрод I_y , не менее значения $I_{вкл}$, приведенного в приложении 4, что достигается подбором сопротивления резистора в цепи управляющего электрода. Вместе с тем напряжение помехи в схеме или ток утечки симистора не должны в закрытом состоянии создавать напряжение на управляющем переходе больше значения $U_{y, нот}$, приведенного в приложении 4.

Рассмотрим несколько примеров выбора симисторов, включенных в конкретные электрические цепи.

Пример. 1. Симистор включен в схему, изображенную на рис 54, б, со следующими параметрами:

Напряжение сети U_c , В	220	
Мощность на валу электродвигателя P , кВт	1,0	
Кратность пускового тока n	2	

Симистор должен выдерживать пусковой ток

$$I_M = nP/U_c = 2 \cdot 1000/220 = 9,09 \text{ А}$$

По приложению 6 предварительно выбираем симистор с максимально допустимым значением действующего тока $I_{ос, д} = 13 \text{ А}$. При естественном воздушном охлаждении этому току соответствует симистор типа ТС122-20 с охладителем 0221-60

Максимальное напряжение на симисторе

$$U_M = 2,32U_c = 2,32 \cdot 220 = 510 \text{ В}$$

По приложению 3 выбираем симистор с $U_{зс, п} = 600 \text{ В}$, что соответствует 6-му классу.

В результате расчета для схемы, приведенной на рис. 54, б, может быть рекомендован симистор ТС122-70-6 с охладителем 0271-60, установочные размеры которого приведены в приложении 5

Пример 2. Для привода насоса электродвигателем симистор включен по схеме, приведенной на рис. 52, со следующими параметрами.

Напряжение сети U_c , В	380
Мощность на валу электродвигателя P , кВт	10
Кратность пускового тока n	2,5

Через симисторную схему в режиме пуска протекает ток

$$I_{п} = n \frac{P}{U_c} = 2,5 \frac{10 \cdot 1000}{380} = 65,7 \text{ А}$$

В трехфазной мостовой схеме действующее значение основного тока, протекающего через симистор,

$$I_M = I_{п}/3 = 65,7/3 = 21,9 \text{ А}$$

По этому току в соответствии с приложением 6 предварительно выбираем симистор типа ТС132-40 с охладителем 0231-80 (допустимый ток $I_{ос, доп} = 22 \text{ А}$).

Максимальное напряжение на симисторе

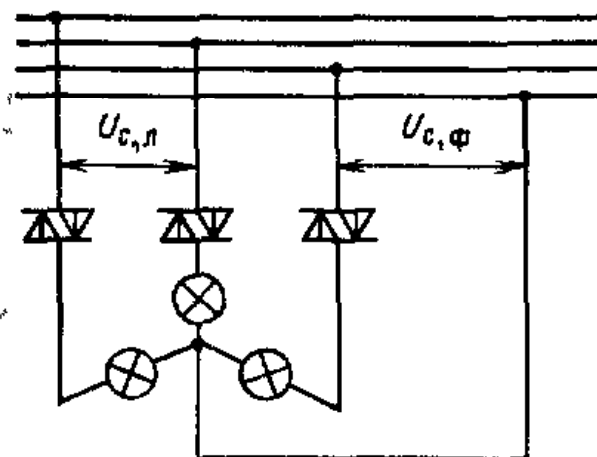
$$U_M = 2,32 \cdot U_c = 2,32 \cdot 380 = 881,6 \text{ В}$$

По приложению 3 выбираем симистор с $U_{зс, п} = 900 \text{ В}$, что соответствует 9-му классу

Окончательно для данной схемы принимается симистор ТС132-40-9 с охладителем 0231-80, установочные размеры которого приведены в приложении 5.

Пример 3. Люстра в зале общественного здания включена в трехфазную сеть по схеме рис. 72. Необходимо выбрать тип симистора при следующих параметрах

Рис 72 Схема включения симисторов для регулирования силы света электрической люстры



Напряжение сети, В	
линейное $U_{cл}$	380
фазное $U_{c, ф}$	220
Мощность лампы P , кВт	0,3
Количество ламп в каждой фазе n	20

Основной ток одной группы из 20 ламп, проходящий через симистор, $I_M = nP/U_{c, ф} = 20 \cdot 300/220 = 27,2$ А.

Выбираем по приложению 6 симистор ТС142-62 с охладителем 0241-80 (допустимый ток $I_{oc, доп} = 28$ А).

К симистору в закрытом состоянии прикладывается линейное напряжение $U_{c, л}$. В этом случае

$$U_M = 2,32U_{c, л} = 2,32 \cdot 380 = 881,6 \text{ В.}$$

Выбираем по приложению 3 симистор 9 класса типа ТС142-63-9 с охладителем 0241-80 с установочными размерами в соответствии с приложением 5

Приведенные выше примеры позволяют читателю данной книги самому производить выбор симисторов для различных самодельных устройств, которые будут хорошими помощниками в быту.

Приложение I Термины, определения и буквенные обозначения симисторов

Термин	Буквенное обозначение		Определение
	русское	международное	
Постоянное напряжение в закрытом состоянии	$U_{зс}$	U_D	—
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом состоянии	$U_{зс, п}$	U_{DRM}	Наибольшее мгновенное значение напряжения в закрытом состоянии, прикладываемого к прибору, включая только повторяющиеся переходные напряжения

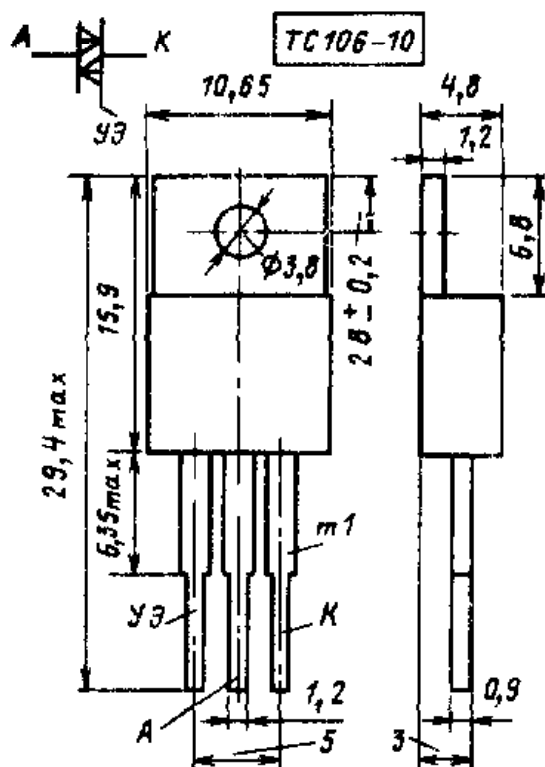
Термин	Буквенное обозначение		Определение
	русское	международное	
Критическая скорость нарастания коммутационного напряжения	$\left(\frac{du_{зс}}{dt}\right)_{ком}$	$\left(\frac{du_D}{dt}\right)_{com}$	Наибольшее значение скорости нарастания основного напряжения, которое непосредственно после нагрузки током в открытом состоянии в противоположном направлении не вызывает переключения симистора из закрытого состояния в открытое
Импульсное напряжение в открытом состоянии	$U_{ос, и}$	UTM	Наибольшее мгновенное значение напряжения в открытом состоянии обусловленное током в открытом состоянии заданного значения
Пороговое напряжение	$U_{пор}$	$UT(ГО)$	Значение напряжения в открытом состоянии, определяемое точкой пересечения линии прямолинейной аппроксимации характеристики открытого состояния с осью напряжения
Динамическое сопротивление в открытом состоянии (дифференциальное сопротивление)	$r_{дин}$	r_T	Значение сопротивления определяемое по наклону прямой линии прямолинейной аппроксимации характеристики открытого состояния
Отпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у, от}$	UGT	Постоянное напряжение управления соответствующее отпирающему постоянному току управления
Неотпирающее постоянное напряжение управления	$U_{у, нот}$	UGD	Наибольшее постоянное напряжение управления, не вызывающее включения симистора
Действующий ток в открытом состоянии	$I_{ос, д}$	I_{TRMS}	Действующее значение тока в открытом состоянии за весь период
Ударный неповторяющийся ток в открытом состоянии	$I_{ос, удр}$	I_{TSM}	Ток открытого состояния при протекании которого превышает максимально допустимая температура перехода, но который, как предполагается, во время срока службы симистора появляется редко с ограниченным числом повторений и вызывается необычными процессами в схеме (например, авариями)

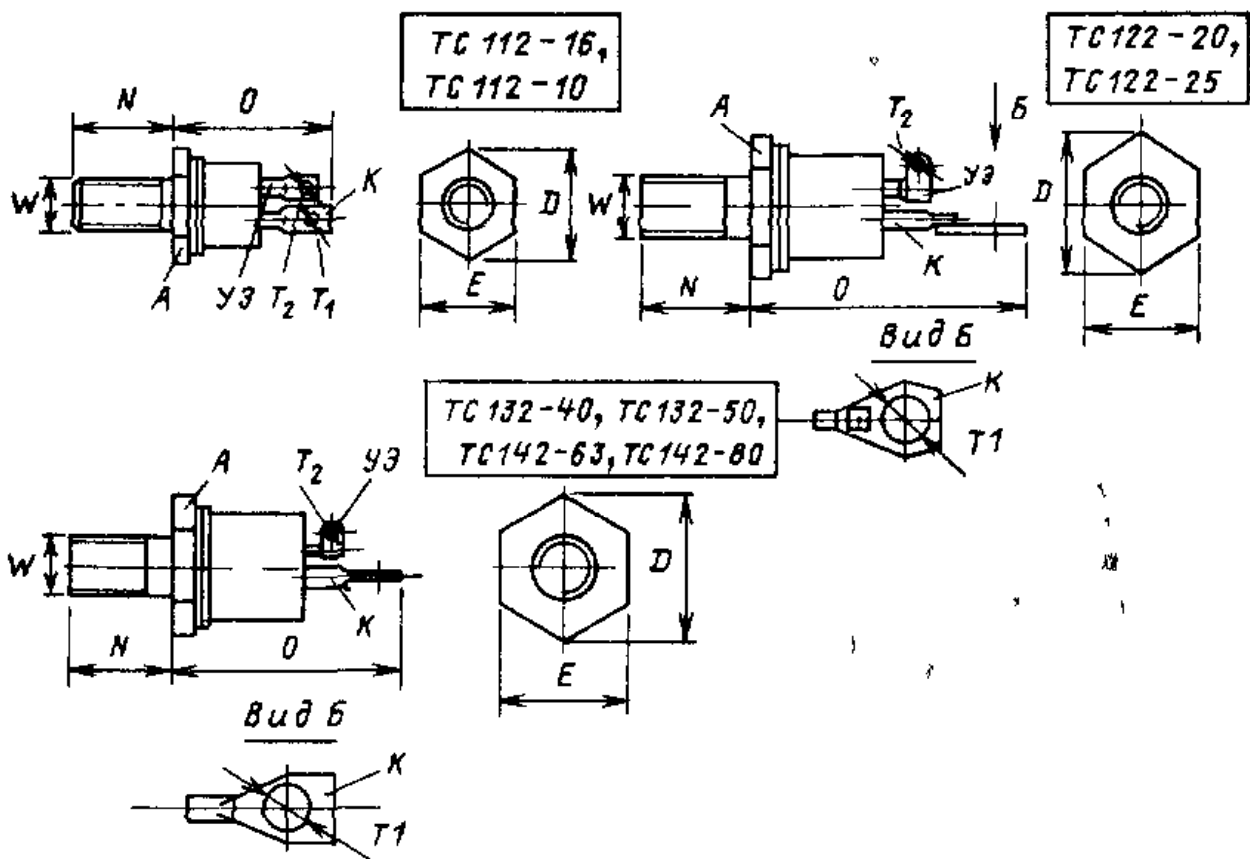
Термин	Буквенное обозначение		Определение
	русское	международное	
Постоянный ток в открытом состоянии	$I_{O, c}$	I_T	
Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии	$\left(\frac{di_{O, c}}{dt}\right)_{кр}$	$\left(\frac{di_T}{dt}\right)_{crit}$	Наибольшее значение скорости нарастания тока в открытом состоянии, при котором симистор остается в рабочем состоянии
Повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии	$I_{ЭС, и}$	I_{DRM}	Импульсный ток в закрытом состоянии, обусловленный повторяющимся импульсным напряжением в закрытом состоянии
Ток удержания	$I_{уд}$	I_H	Наименьший основной ток, необходимый для поддержания симистора в открытом состоянии
Ток включения	$I_{вкл}$	I_L	Наименьший основной ток, необходимый для поддержания симистора в открытом состоянии непосредственно после окончания действия импульса тока управления после переключения симистора из закрытого состояния в открытое
Отпирающий постоянный ток управления	$I_{у, от}$	I_{GT}	Наименьший постоянный ток управления, необходимый для включения симистора
Ток перегрузки в открытом состоянии	$I_{O, c, прг}$	$I_{(OV)}$	Ток в открытом состоянии симистора, который при длительном протекании вызвал бы превышение максимально допустимой температуры перехода, но который так ограничен во времени, что эта температура не превышает
Прямой импульсный ток управления	$I_{у, пр}$	I_{FGM}	Импульсный ток управления, соответствующий прямому импульсному напряжению управления
Время включения	$t_{вкл}$	t_{gt}	Интервал времени, в течение которого симистор переключается из закрытого состояния в открытое при наличии отпирающего импульса управления

Термин	Буквенное обозначение		Определение
	русское	международное	
Время задержки	$t_{зд}$	t_{gd}	Интервал времени между заданным моментом в начале импульса отпирающего тока управления или импульса отпирающего напряжения и моментом, когда основное напряжение симистора понижается до заданного значения, близкого к начальному значению при включении прибора отпирающим током управления или переключением импульсным отпирающим напряжением
Тепловое сопротивление переход — корпус	$R_T(п-к)$	R_{thjc}	Отношение разности температуры перехода и температуры корпуса к мощности потерь в приборе в установившемся режиме
Тепловое сопротивление переход — среда	$R_T(п-с)$	R_{thja}	Отношение разности температуры перехода и температуры окружающей среды к мощности потерь в приборе в установившемся режиме
Тепловое сопротивление корпус — охладитель	$R_T(к-охл)$	R_{thch}	Отношение разности температур корпуса прибора и температуры охладителя к мощности потерь в приборе в установившемся режиме
Переходное тепловое сопротивление переход — корпус	$Z_T(п-к)$	Z_{thjc}	Отношение изменения разности в конце интервала времени между температурой перехода и температурой корпуса к скачкообразному изменению мощности потерь в начале того же интервала времени, вызывающему изменение температуры
Переходное тепловое сопротивление переход — среда	$Z_T(п-с)$	Z_{thja}	Отношение изменения разности в конце интервала времени между температурой перехода и температурой окружающей среды к скачкообразному изменению мощности потерь в начале того же интервала времени, вызывающему изменение температуры

Термин	Буквенное обозначение		Определение
	русское	международное	
Импульсная рассеиваемая мощность управления	$P_{y, и}$	P_{GM}	Наибольшее мгновенное значение рассеиваемой мощности управления симистора
Средняя мощность потерь в открытом состоянии	$P_{O, с, ср}$	P_{TAV}	Произведение мгновенных значений тока и напряжения в открытом состоянии, усредненное по всему периоду
Эффективная эквивалентная температура перехода (температура структуры)	T_{Π}	T_j	Теоретическая температура, основанная на упрощенном представлении тепловых и электрических свойств прибора
Основные выводы	M_1, M_2	—	Два вывода, через которые протекает основной ток
Основное напряжение	U_M, u_M	—	Напряжение между основными выводами
Основной ток	I_M, i_M	—	Ток, протекающий через основные выводы

Приложение 2. Габаритно-присоединительные размеры и масса симисторов





Размер	TC112 10, TC112-16	TC122-20, TC122-25	TC132 40, TC132 50	TC142-63, TC142-80
D	12	15,4	19	25
E	11	14	17	22
O	20 (<i>max</i>)	30 (<i>max</i>)	33 (<i>max</i>)	40 (<i>max</i>)
N	11 _{-0,43}	12 _{-0,43}	14 _{-0,43}	18 _{-0,43}
W	M5	M6	M8	M10
T_1	1,5 ^{+0,1}	4,3 ^{+0,12}	4,3 ^{+0,12}	5,3 ^{+0,12}
T_2	1,1 ^{+0,1}	1,5 ^{+0,14}	1,5 ^{+0,14}	1,5 ^{+0,14}
Масса, кг	0,006	0,012	0,027	0,053

Приложение 3 Предельно допустимые значения параметров симисторов

Параметры и условия установления норм на параметры	TC106-10	TC112-10	TC122 20	TC132 40	TC142-63
		TC112-16	TC122-25	TC132-50	TC142-80
I_O , с, д, А (ток синусоидальный, электрический угол проводимости 180° , $f = 50$ Гц, температура корпуса 85°C)	10 (80°C)	10	20	40	63
		16	25	50	80

Продолжение прилож 3

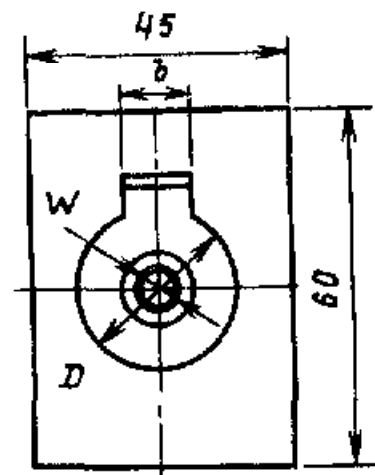
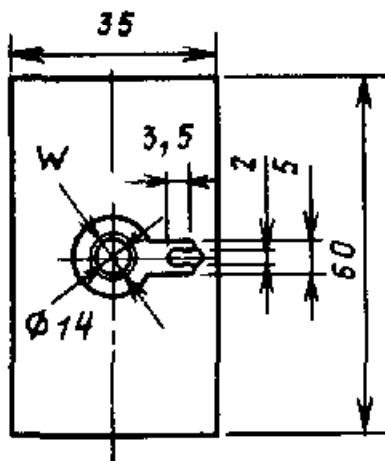
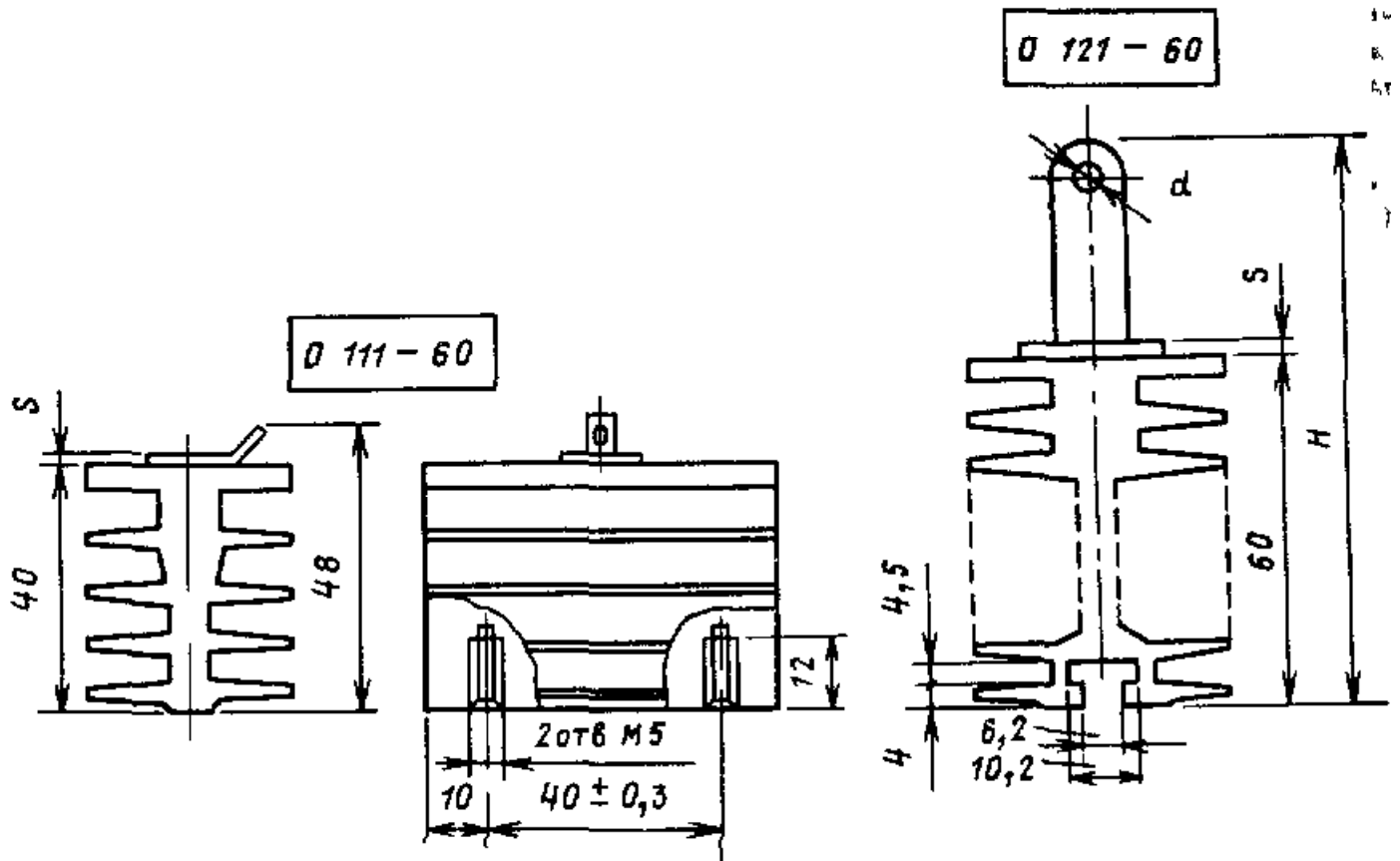
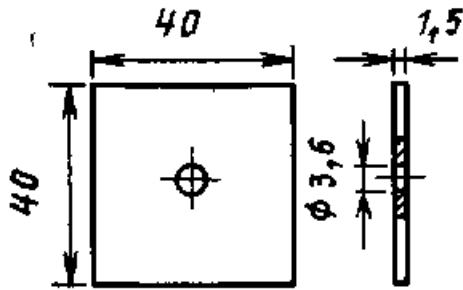
Параметры и условие уста новления норм на пара метры	ТС106 10	ТС112-10	ТС122 20	ТС132 40	ТС142 63
		ТС112-16	ТС122 25	ТС132-50	ТС142 80
<p>$U_{зс, п, В}$ (диапазон темпе ратуры перехода от мак симально допустимой до минимально допустимой, импульсы напряжения од нополупериодные, синусо идальные, $t = 10$ мс, $f = 50$ Гц, цепь управления разомкнута) для клас сов</p>					
1	100	100	100	100	100
2	200	200	200	200	200
3	300	300	300	300	300
4	400	400	400	400	400
5	500	500	500	500	500
6	600	600	600	600	600
7	700	700	700	700	700
8	800	800	800	800	800
9	—	900	900	900	900
10	—	1000	1000	1000	1000
11	—	1100	1100	1100	1100
12	—	1200	1200	1200	1200
<p>$I_{ос, удр, А}$ (ток синусои дальный, одиночный им пульс, $t = 20$ мс, темпера тура перехода максималь но допустимая)</p>					
	70	60	105	210	350
<p>$(di_{ос}/dt)_{кр}, А/мкс$ (температура перехода максимально допусти мая, $U_{зс} = 0,67U_{зс, п}$; $2I_{ос, д} \leq I_{ос} \leq 5I_{ос, д}$, $f = 1 \div 5$ Гц; импульсы напряжения источника управления форма трансецидальная, ам плитуда $3I_y$, от, длитель ность фронта импуль сов не более 1 мкс, длительность импульсов 50 мкс, сопротивление источника управления не более 20 Ом)</p>					
	20	50	50	63	63
<p>Температура перехода, °С</p>					
максимально допусти мая $T_{п (max)}$	+110	+125	+125	+125	+125
минимально допу стимая $T_{п (min)}$	-60	-60	-60	-60	-60
<p>Крутящий момент, Н м</p>					
	0,05 \mp \mp 0,005	1,0 \mp 0,1	1,6 \mp 0,1	5,6 \mp 0,6	10 \mp 1,0

Приложение 4 Параметры симисторов

Параметр и условия установления норм на параметры	ТС106-10	ТС112-10	ТС122-20	ТС132-40	ТС142-63	
		ТС112 16	ТС122-25	ТС132-50	ТС142-80	
Импульсное напряжение в открытом состоянии U_{oc} , и, В, не более (температура перехода $25^{\circ}C$; $I_{oc} = 1,41 \cdot I_{oc, д, ml}$ – контрольные точки измерения импульсного напряжения в открытом состоянии)	1,65	1,85	1,85	1,85	1,80	
Пороговое напряжение $U_{пор}$, В, не более (температура перехода максимально допустимая)	1,0	1,2	1,1	1,0	0,9	
Дифференциальное сопротивление в открытом состоянии $r_{дин}$, мОм, не более (температура перехода максимально допустимая)	4,6	46	27	15	10	
		29	21	12	8	
Повторяющийся импульсный ток в закрытом состоянии $I_{зс, п}$, мА, не более (температура перехода максимально допустимая, $U_{зс} = U_{зс, п}$)	1,5	3,0	3,5	5,0	7,0	
Ток включения $I_{вкл}$, мА, не более (температура перехода $25^{\circ}C$, $U_{зс} = 12 В$)	60	60	70	120	120	
Ток удержания $I_{уд}$, мА, не более (цепь управления разомкнута, температура перехода $25^{\circ}C$, $U_{зс} = 12 В$)	45	45	45	60	60	
Отпирающее постоянное напряжение управления U_y , от, В, не более, для I, III и IV квадрантов (ток управления постоянный, $U_{зс} = 12 В$)	при температуре перехода $25^{\circ}C$	3,5	3,0	3,5	4,0	4,5
	при минимально допустимой температуре перехода	6,0	5,6	6,7	7,8	8,3
	Неотпирающее постоянное напряжение управления U_y , нот, В, не менее (температура перехода максимально допустимая, напряжение источника управления постоянное, $U_{зс} = 0,67 U_{зс, п}$)	0,2	0,25	0,25	0,25	0,25

Параметр и условия установления норм на параметры	ТС106-10	ТС112 10	ТС122-20	ТС132-40	ТС142-63
		ТС112 16	ТС122-25	ТС132-50	ТС142-80
Отпирающий постоянный ток управления I_y , от, мА, не более, для I, III, и IV квадрантов (напряжение управления постоянное, $U_{зс} = 12$ В)					
при температуре перехода 25°C	75	100	150	200	200
при минимально допустимой температуре перехода	230	300	450	550	550
Время включения $t_{вкл}$, мкс, не более (температура перехода 25°C , $I_{ос} = I_{ос, д}$, $U_{зс} = 100$ В; форма импульсов источника управления прямоугольная, амплитуда 1 А, длительность фронта 1 мкс, длительность импульса 50 мкс)	9,0	12	12	12	12
Время задержки $t_{зд}$, мкс, не более (условия такие же, как и для $t_{вкл}$)	3,0	4,0	4,0	4,0	4,0
Критическая скорость нарастания коммутационного напряжения $(du_{зс}/dt)_{ком}$, В/мкс, температура перехода максимально допустимая, $I_{ос} = I_{ос, д}$, ток однополупериодный, синусоидальный, $t = 10$ мс; $U_{зс} = 0,67 U_{зс, п}$) для групп					
1	2,5	2,5	2,5	2,5	2,5
2	4,0	4,0	4,0	4,0	4,0
3	6,3	6,3	6,3	6,3	6,3
4	10,0	10,0	10,0	10,0	10,0
5	-	-	16,0	16,0	16,0
6	-	-	25,0	25,0	25,0
Тепловое сопротивление переход корпуса R_T (п к), $^\circ\text{C}/\text{Вт}$, не более (постоянный ток, m_2 - контрольные точки измерения температуры корпуса)	2,2	2,5	1,3	0,65	0,44
Вероятность безотказной работы за 1000 ч	0,990	0,984	0,984	0,984	0,984
Масса, кг, не более	0,002	0,006	0,012	0,027	0,053

Приложение 5 Габаритно-присоединительные размеры охладителей



Приложение 6. Предельно допустимые значения и характеристики симисторов с рекомендуемым охладителем

Тип симистора	Тип охладителя	Максимально допустимый действующий ток в открытом состоянии I_{OC} , Д, А (тепловое сопротивление переход-среда $RT(п-с)$, С/Вт, не более)			Тепловое сопротивление корпус-охладитель $RT(к-охл)$, °С/Вт, не более
		Естественное охлаждение	Скорость охлаждающего воздуха 3 м/с	Скорость охлаждающего воздуха 6 м/с	
ТС106-10	Пластинка 40 x 40 x 1,5	3 (18)	—	—	0,2
ТС112-10	О111-60	7 (8,2)	—	—	0,2
ТС112-16	О111-60	8 (7,25)	—	—	0,2
ТС122-20	О221-60	13 (4,2)	—	—	0,2
ТС122-25	О221-60	15 (3,8)	—	—	0,2
ТС132-40	О231-80	22 (3,0)	34 (1,75)	37 (1,55)	0,2
ТС132-50	О231-80	24 (2,9)	38 (1,62)	42 (1,42)	0,2
ТС142-63	О241-80	28 (2,7)	45 (1,50)	50 (1,30)	0,15
ТС142-80	О241-80	30 (2,54)	50 (1,40)	56 (1,20)	0,15

Примечание Форма импульса тока – двухполупериодная синусоидальная с электрическим углом проводимости 180° , $f = 50$ Гц, температура окружающей среды 40°C

Приложение 7 Семейство характеристик симисторов

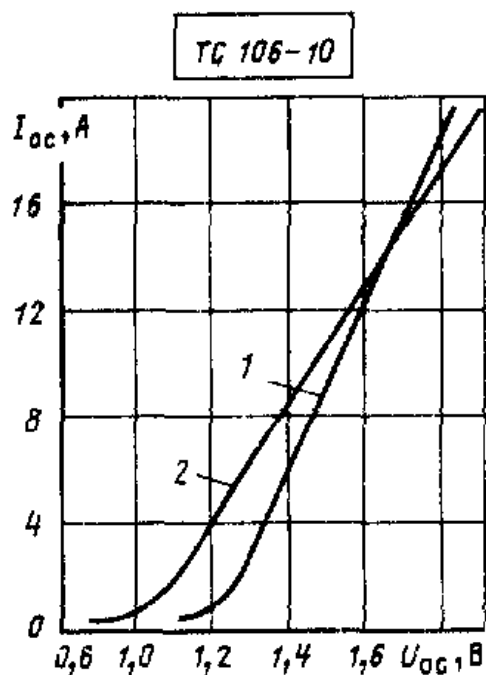


Рис П7.1 Предельные ВАХ в открытом состоянии при температуре перехода 25°C (кривая 1), 110°C (кривая 2)

Рис. П7.2. Зависимость максимально допустимого действующего тока в открытом состоянии $I_{0, с, д}$ от температуры корпуса T_K при различных углах проводимости θ для токов синусоидальной формы при двусторонней проводимости

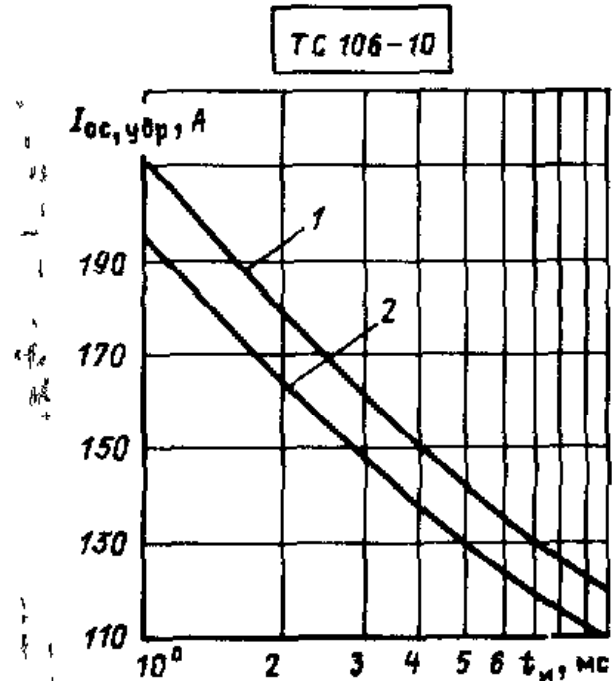
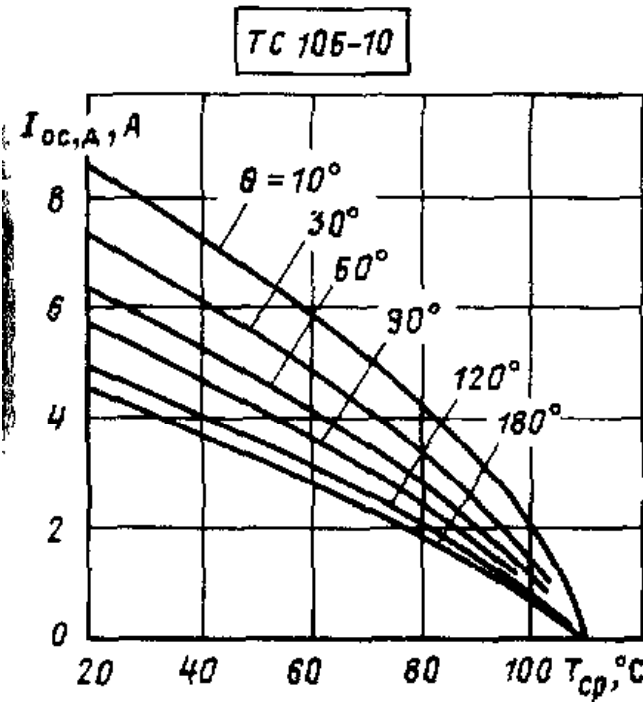
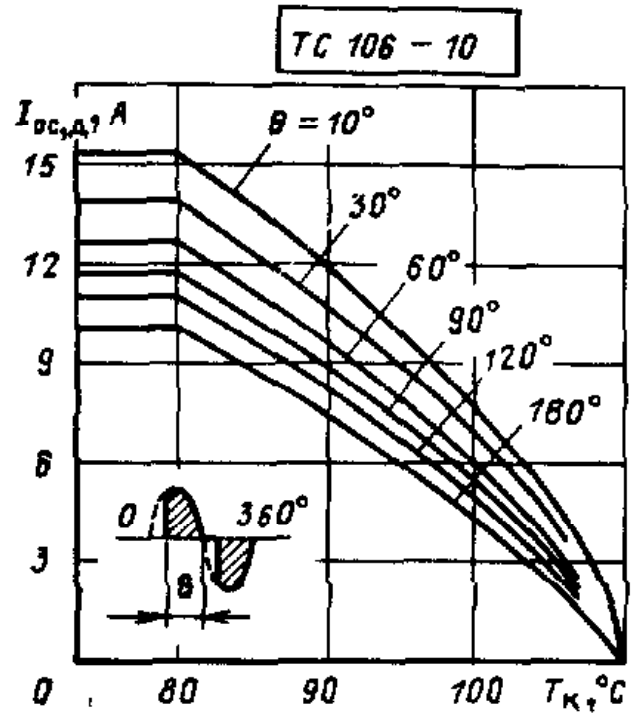


Рис П7.3 Зависимость максимально допустимого действующего тока в открытом состоянии $I_{0, с, д}$ от температуры охлаждающей среды $T_{ср}$ при естественном охлаждении и различных углах проводимости для токов синусоидальной формы при двусторонней проводимости (охладитель – алюминиевая пластина 40 x 40 x 1,5 мм)

Рис П7.4. Зависимость допустимой амплитуды действующего тока в открытом состоянии $I_{0, с, д}$ от длительности $t_{и}$ при температуре перехода 25 °С (кривая 1), 110 °С (кривая 2) и длительности импульса до 10 мс при однополюсном токе

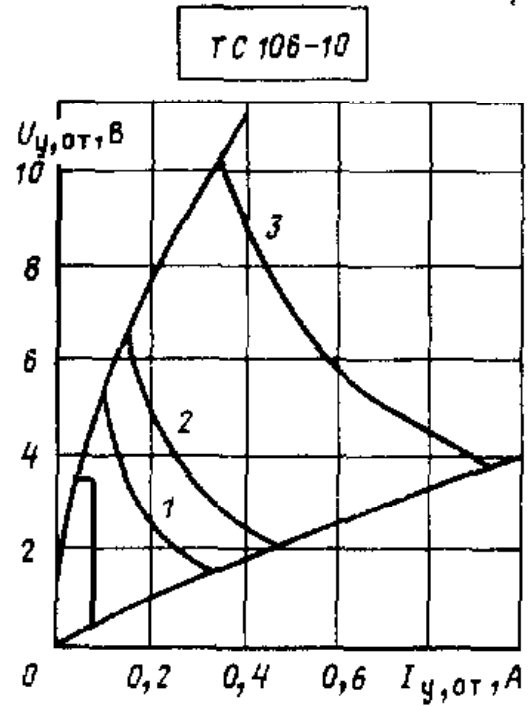
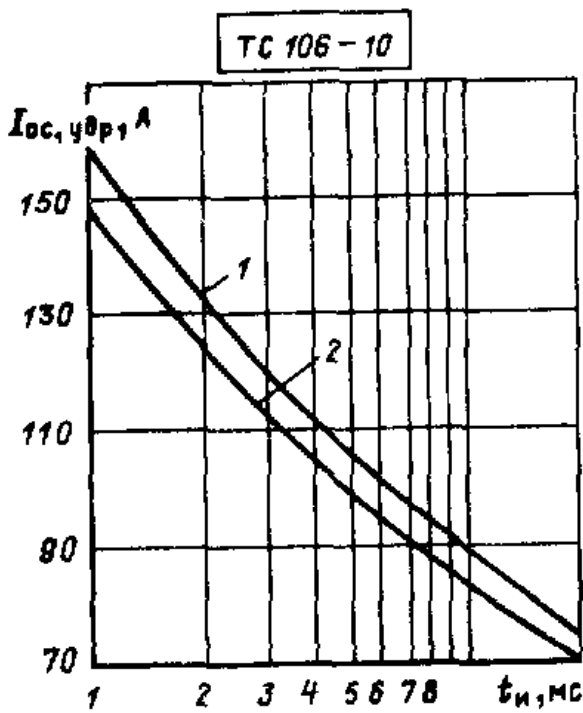


Рис. П7 5 Зависимость допустимой амплитуды ударного неповторяющегося тока в открытом состоянии $I_{0,c,udr}$ от длительности t_u при температуре перехода 25°C (кривая 1), 110°C (кривая 2) и длительности импульса до 20 мс при двухполупериодном токе

Рис. П7 6 Предельно допустимые характеристики цепи управления

Кривая	Скважность	Длительность импульса управления t_y , мс	Мощность, P_y , и, Вт
1	2	10	0,5
2	20	1,0	1,0
3	400	0,05	3,5

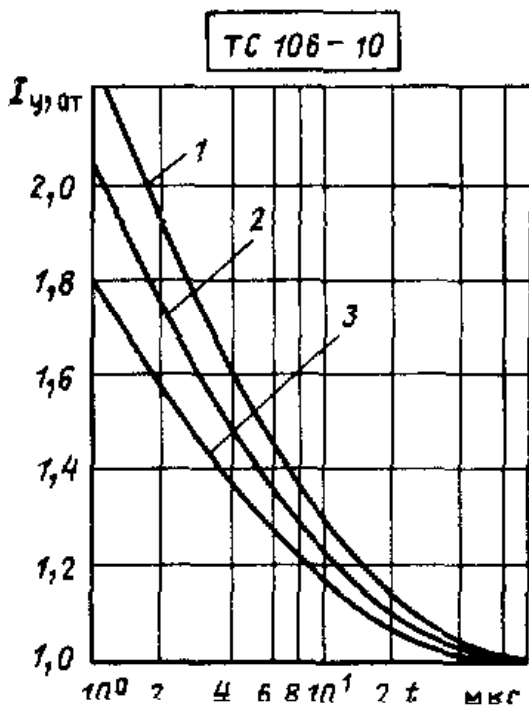


Рис. П7 7. Типичные зависимости отпирающего постоянного тока управления I_y , от (в относительных единицах) от длительности импульса управления t_y при температуре перехода

1 - 110°C ; 2 - 25°C ; 3 - (-60°C)

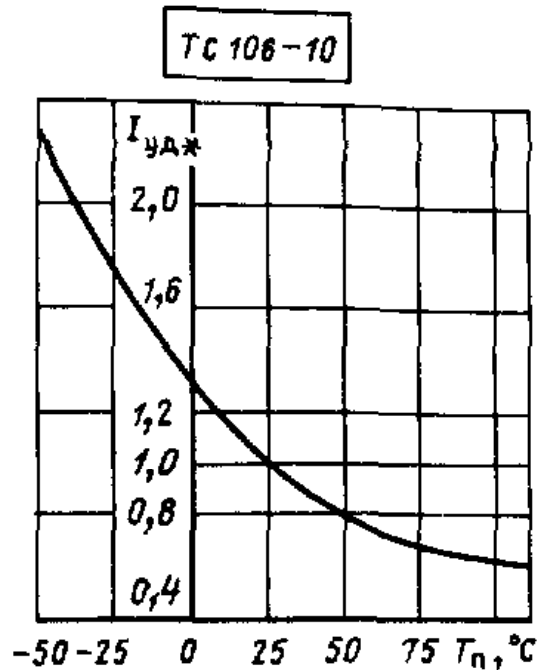
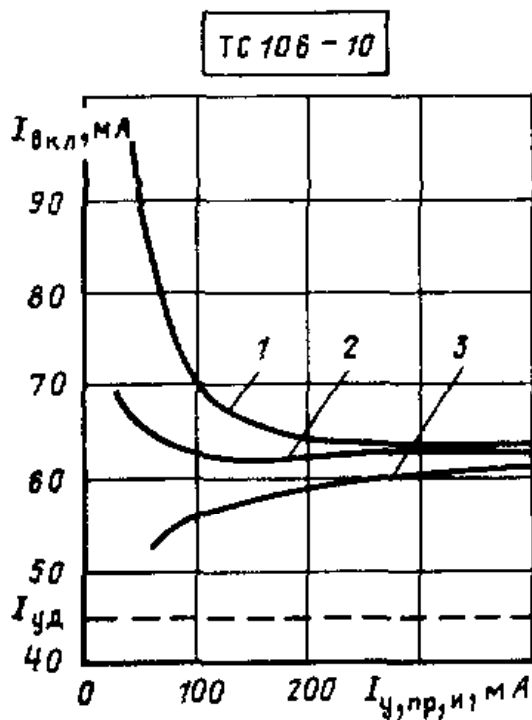


Рис. П7 8 Зависимость тока включения $I_{вкл}$ от длительности импульса управления t_y и амплитуды прямого импульсного тока управления $I_{y, пр, и}$ при температуре перехода 25°C .

1 – 2 мкс; 2 – 5 мкс; 3 – 50 мкс

Рис. П 7 9 Зависимость тока удержания $I_{уд*}$ (в относительных единицах) от температуры перехода $T_{п}$

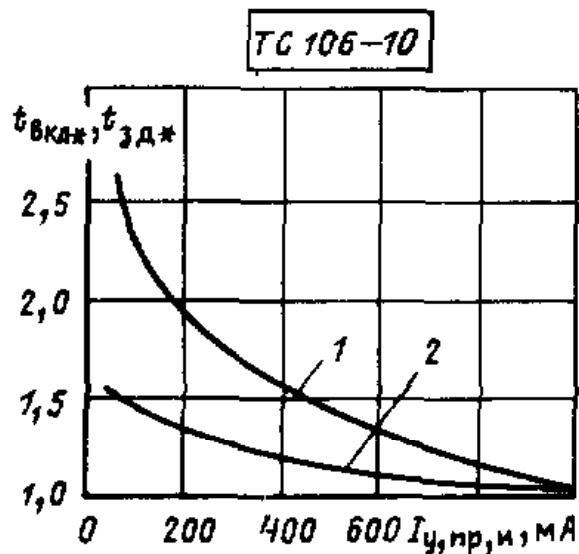


Рис. П7.10. Зависимость времени задержки $t_{зд*}$ (кривая 1) и времени включения $t_{вкл*}$ (кривая 2) (в относительных единицах) от амплитуды прямого импульсного тока управления $I_{y, пр, и}$ при температуре перехода 25°C , $U = 100 \text{ В}$, $di_y/dt = 1 \text{ А/мкс}$, $t_y = 50 \text{ мкс}$, $I_0, c = I_0, c, д$

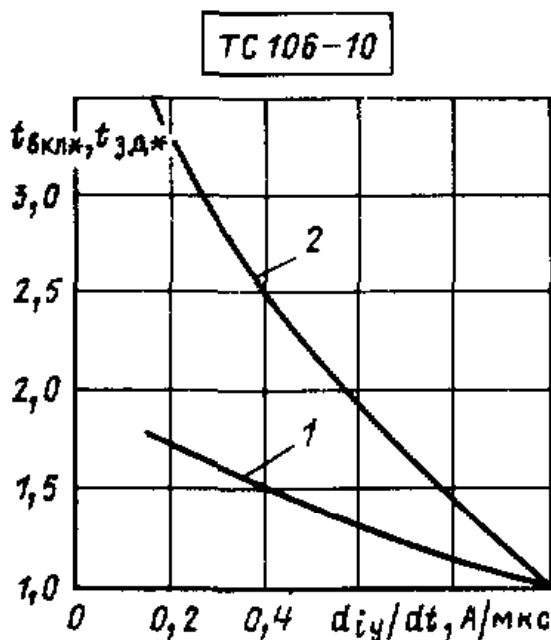


Рис. П7.11. Зависимость времени включения $t_{\text{вкл}*}$ (кривая 1) (в относительных единицах) и времени задержки $t_{\text{зд}*}$ (кривая 2) от скорости нарастания управляющего импульса тока di_y/dt при температуре перехода 25°C , $U_{\text{зс}} = 100 \text{ В}$, $I_{\text{О, с}} = I_{\text{О, с, д}}$, $I_y = 1 \text{ А}$, $t_y = 50 \text{ мкс}$

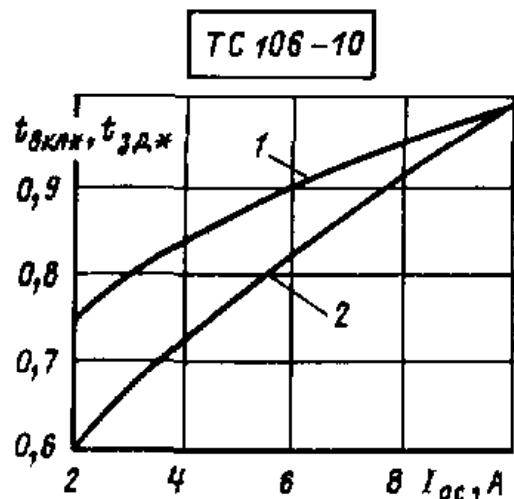


Рис. П7.12 Зависимость времени включения $t_{\text{вкл}*}$ (кривая 1) и времени задержки $t_{\text{зд}*}$ (кривая 2) (в относительных единицах) от тока в открытом состоянии $I_{\text{оc}}$ при температуре перехода 25°C , $U_{\text{зс}} = 100 \text{ В}$, $t_y = 50 \text{ мкс}$, $I_y = 1 \text{ А}$, $di_y/dt = 1 \text{ А}/\mu\text{с}$

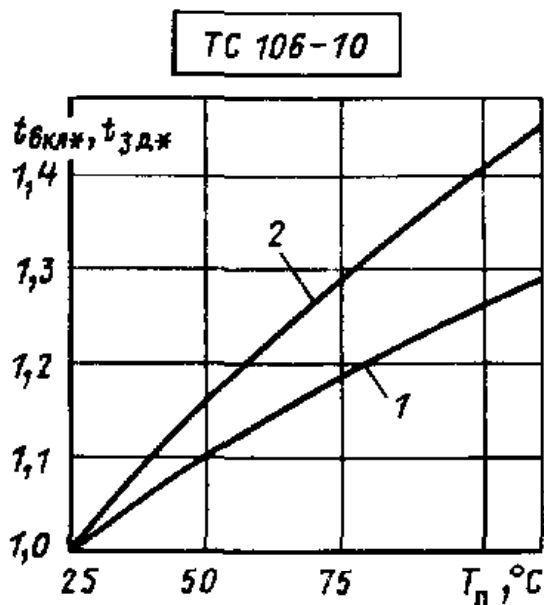


Рис. П7.13 Зависимость времени включения $t_{\text{вкл}*}$ (кривая 1) (в относительных единицах) и времени задержки $t_{\text{зд}*}$ (кривая 2) от температуры перехода $T_{\text{п}}$ при $I_{\text{оc}} = I_{\text{оc, д}}$, $U_{\text{зс}} = 100 \text{ В}$, $t_y = 50 \text{ мкс}$, $I_y = 1 \text{ А}$, $di_y/dt = 1 \text{ А}/\mu\text{с}$

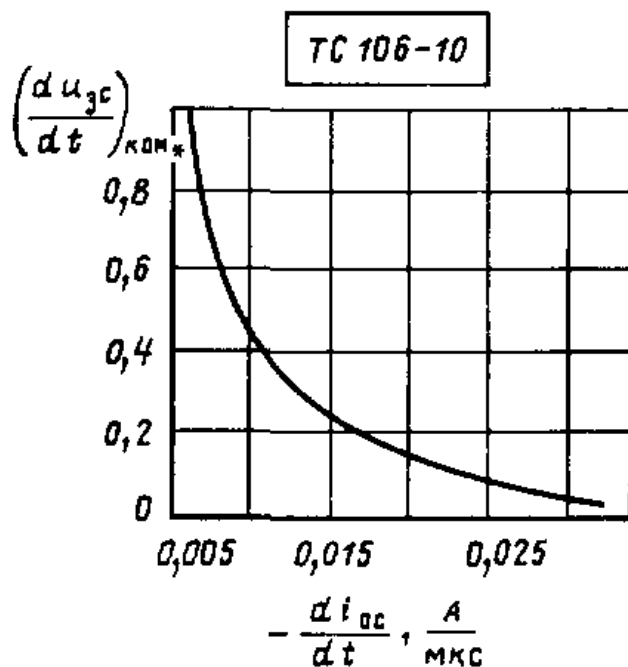


Рис. П.7.14. Зависимость критической скорости нарастания коммутационного напряжения $(\frac{dU_{\text{дс}}}{dt})_{\text{ком}}$ (в относительных единицах) от скорости спада прямого тока $-di_{\text{оc}}/dt$ при температуре перехода 110°C

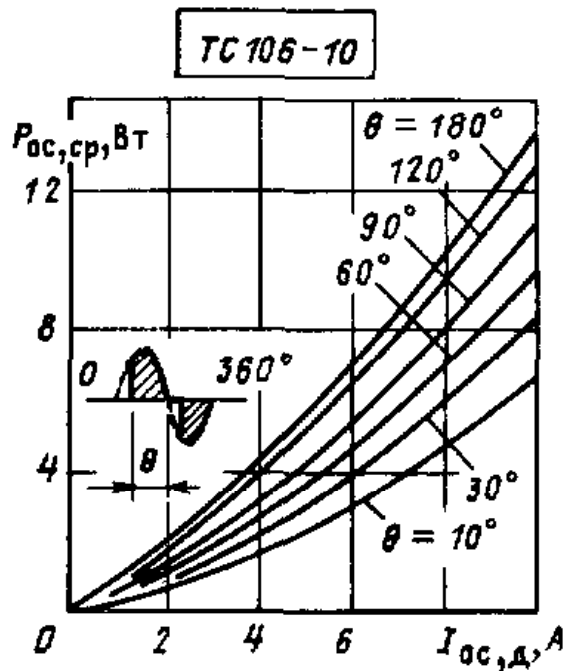


Рис П7.15 Зависимость средней рассеиваемой мощности в открытом состоянии $P_{ос, ср}$ от действующего тока в открытом состоянии $I_{ос, д}$ при различных углах проводимости для токов синусоидальной формы при двусторонней проводимости

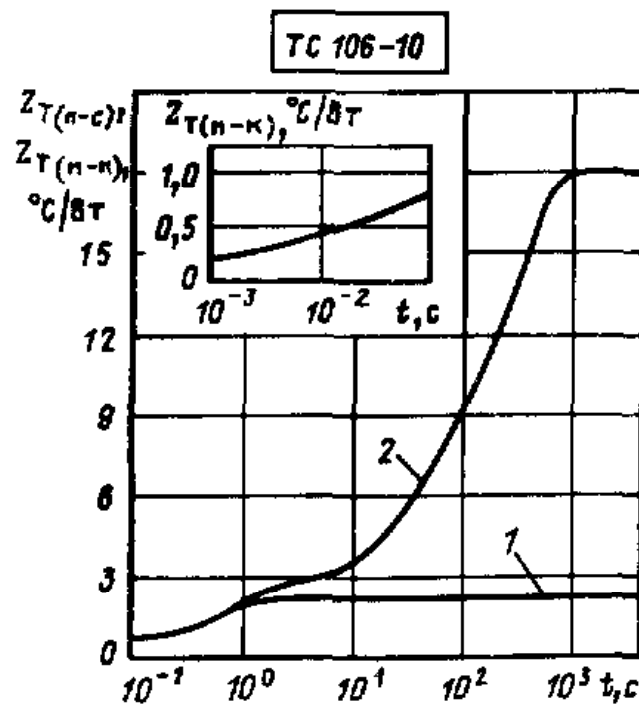


Рис. П7 16 Переходное тепловое сопротивление переход- корпус $Z_{T(п-к)}$ (кривая 1) и переход-среда $Z_{T(п-с)}$ при двусторонней проводимости и скорости охлаждающего воздуха 0 м/с (кривая 2) (охладитель – алюминиевая пластинка 40 x 40 x 1,5 мм)

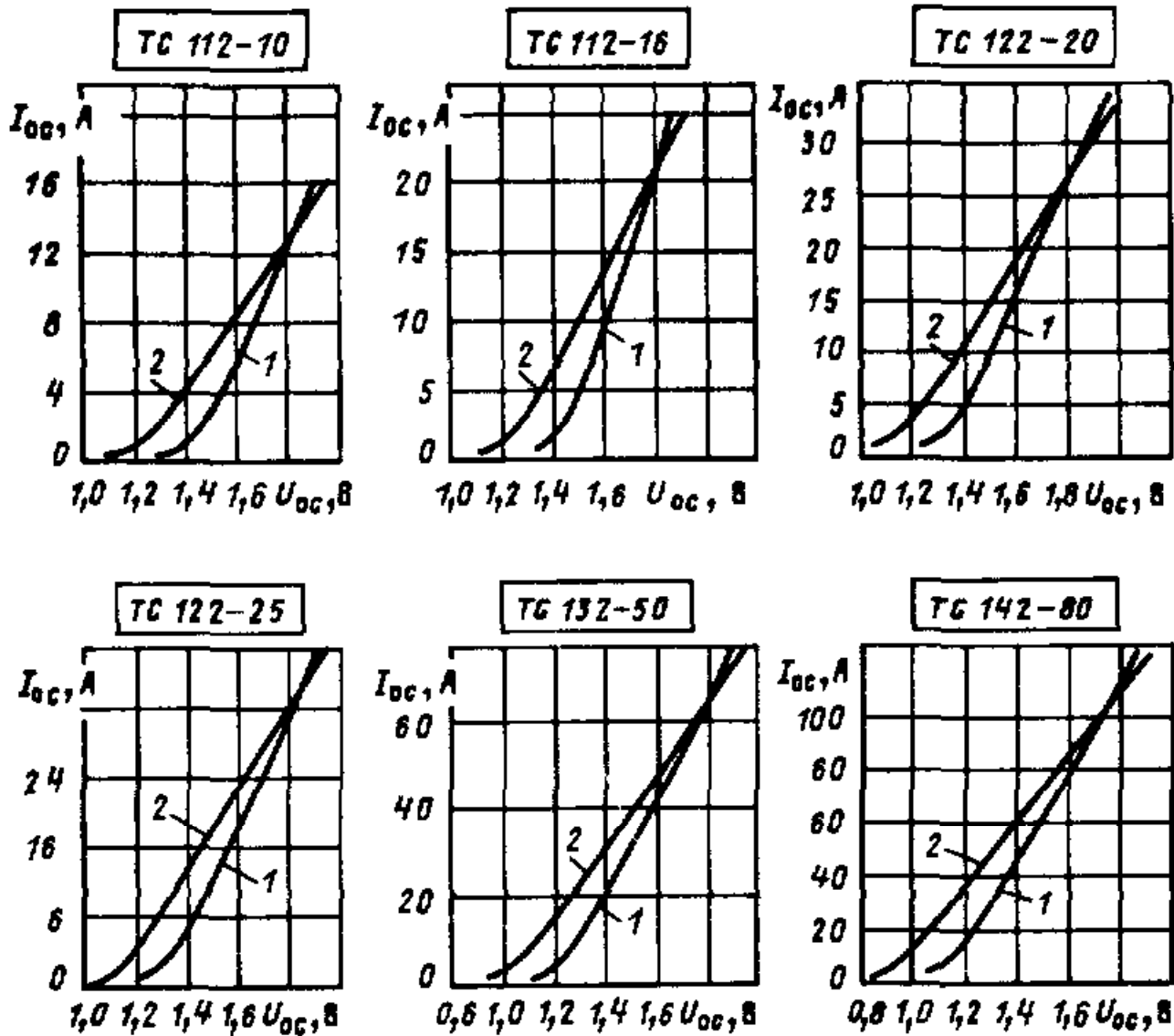


Рис. П7.17. Предельные ВАХ в открытом состоянии при температуре перехода: 1 - 25 °C; 2 - 125 °C

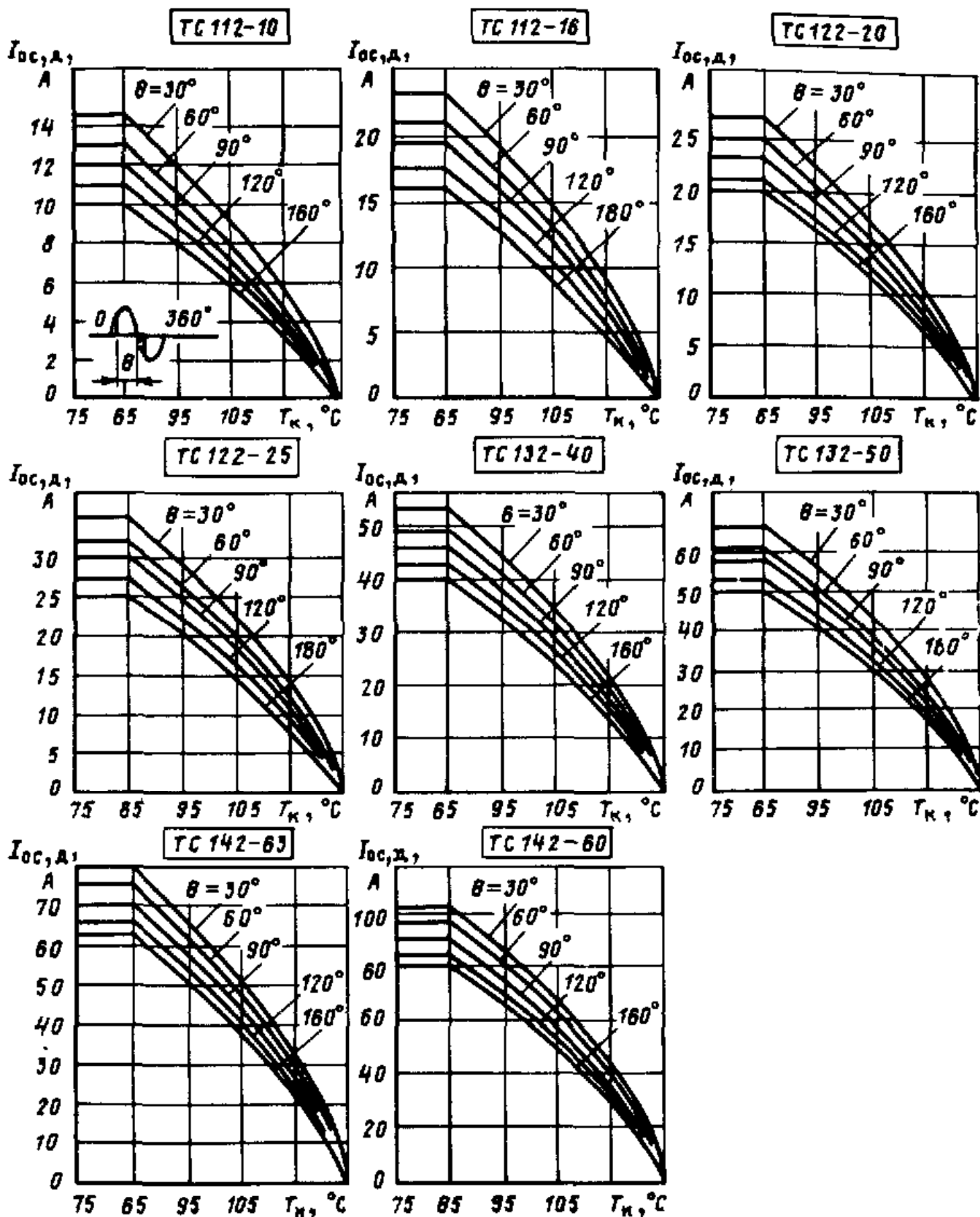


Рис. П7 18. Зависимость максимально допустимого действующего тока в открытом состоянии I_{0c} , д от температуры корпуса T_k при различных углах проводимости для токов синусоидальной формы при двусторонней проводимости

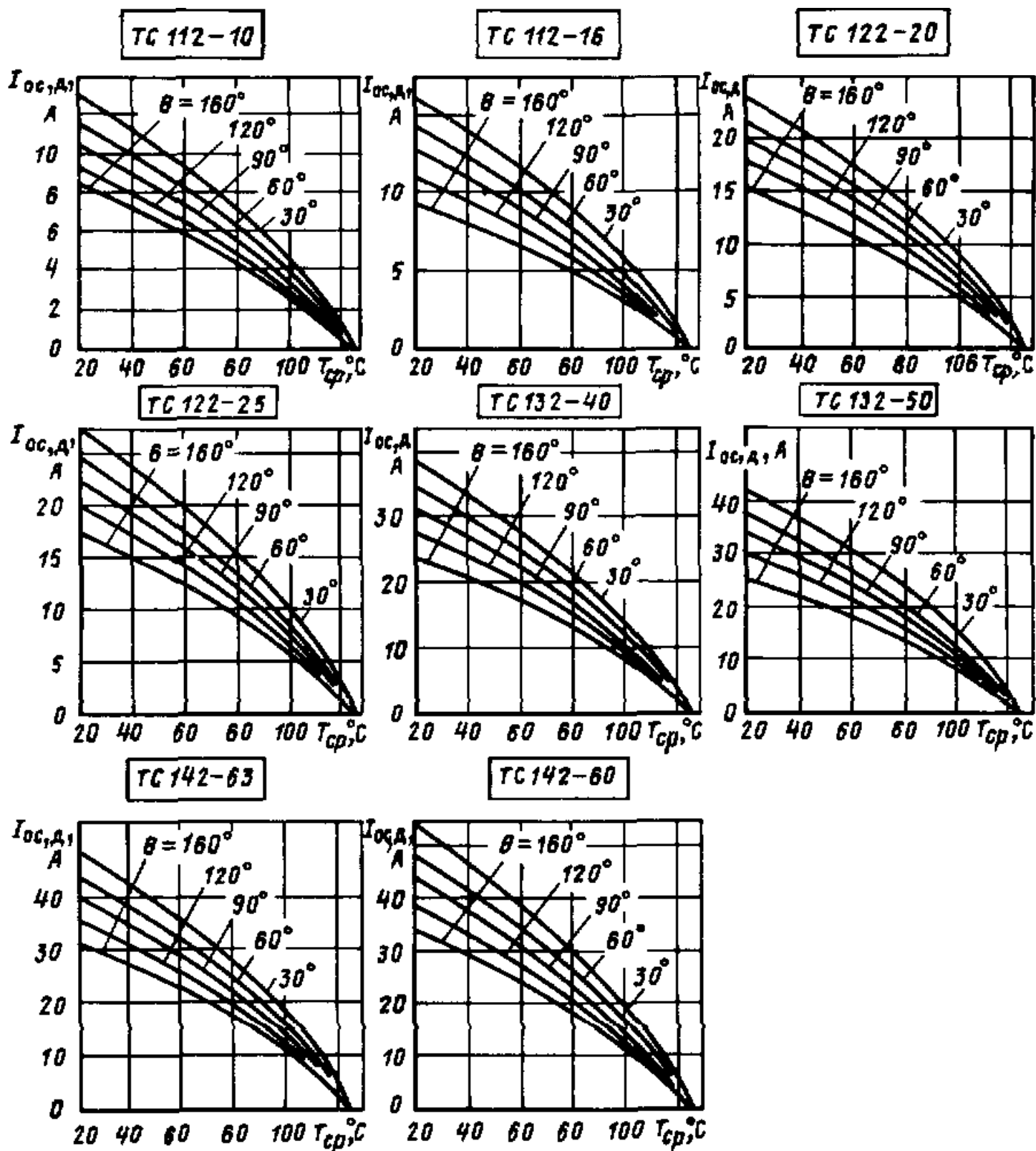


Рис. П7 19. Зависимость максимально допустимого действующего тока в открытом состоянии I_{0c} , д от температуры охлаждающей среды T_{cp} при естественном охлаждении и различных углах проводимости для токов синусоидальной формы при двусторонней проводимости

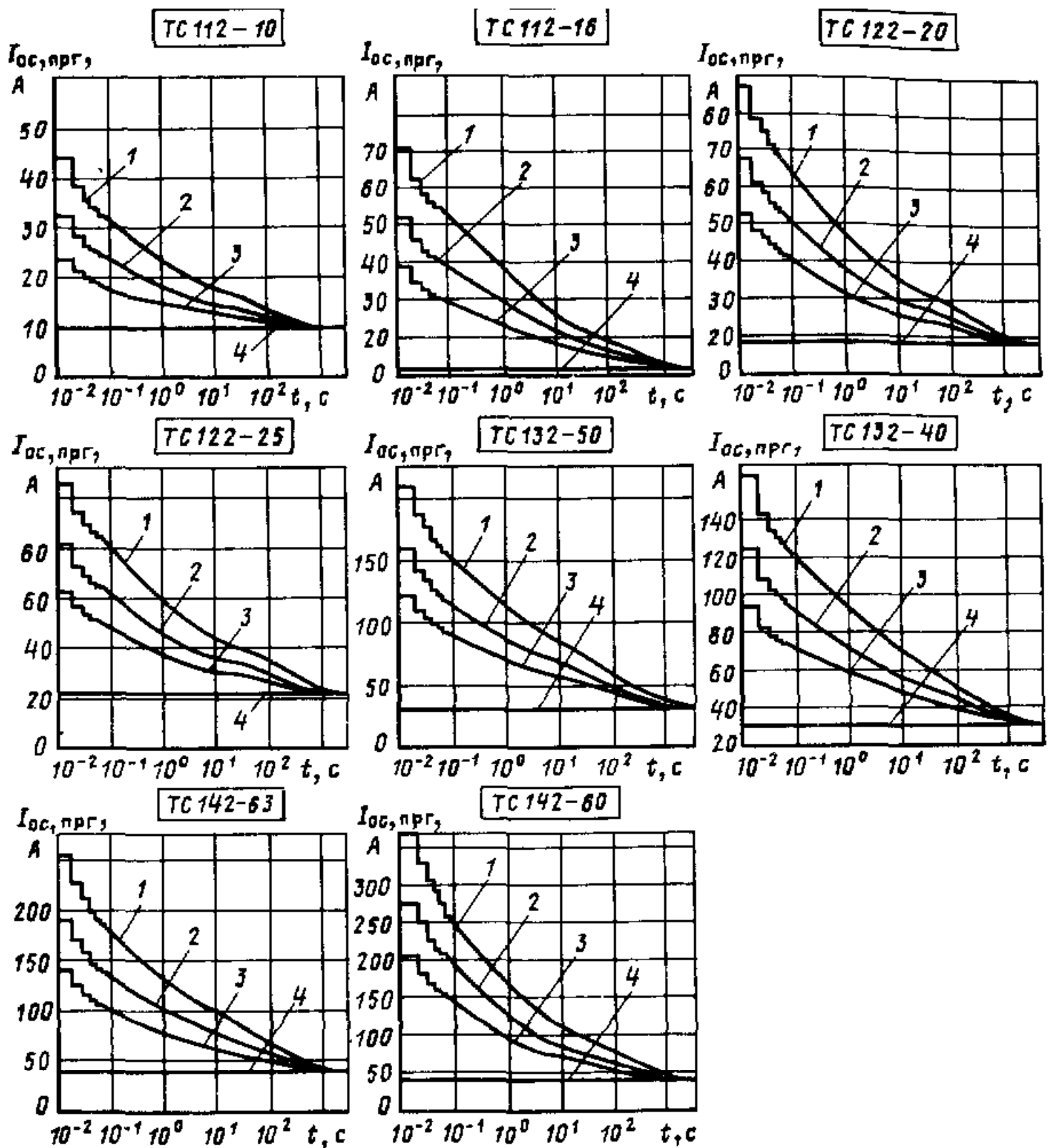


Рис. П7.20. Зависимость максимально допустимого тока перегрузки в открытом состоянии $I_{0c,prg}$ синусоидальной формы от длительности перегрузки t при естественном охлаждении с типовым охладителем при температуре охлаждающей среды $T_{cp} = 40^\circ \text{C}$ и отношении предшествующего тока к предельному ($f = 50 \text{ Гц}$).

1 — 0; 2 — 0,5; 3 — 0,75; 4 — 1

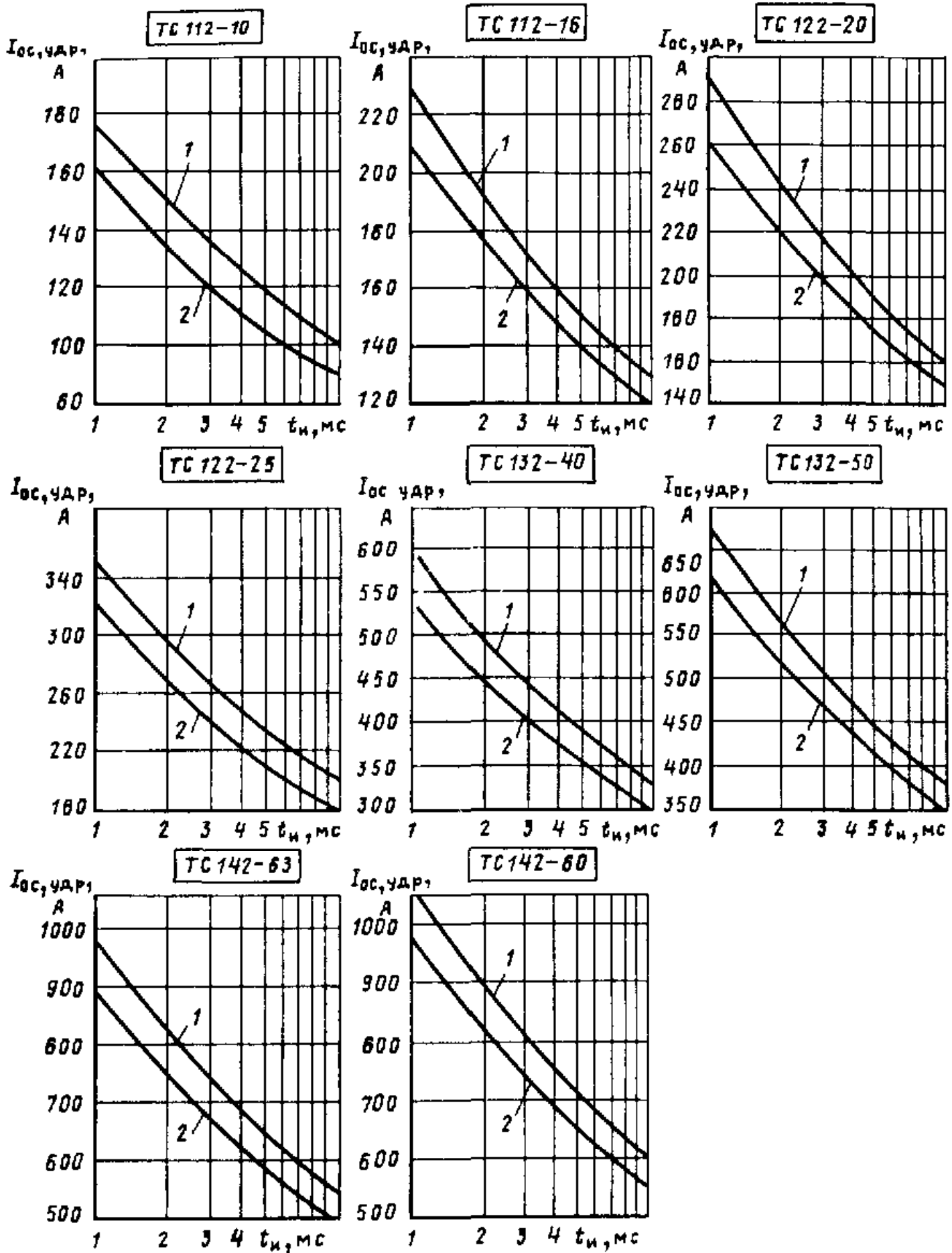


Рис. П7.21. Зависимость допустимой амплитуды ударного неповторяющегося тока в открытом состоянии $I_{ос, удр}$ от длительности $t_{и}$ и длительности импульса до 10 мс при однополупериодном токе при температуре перехода.

1 – 25 °С; 2 – 125 °С

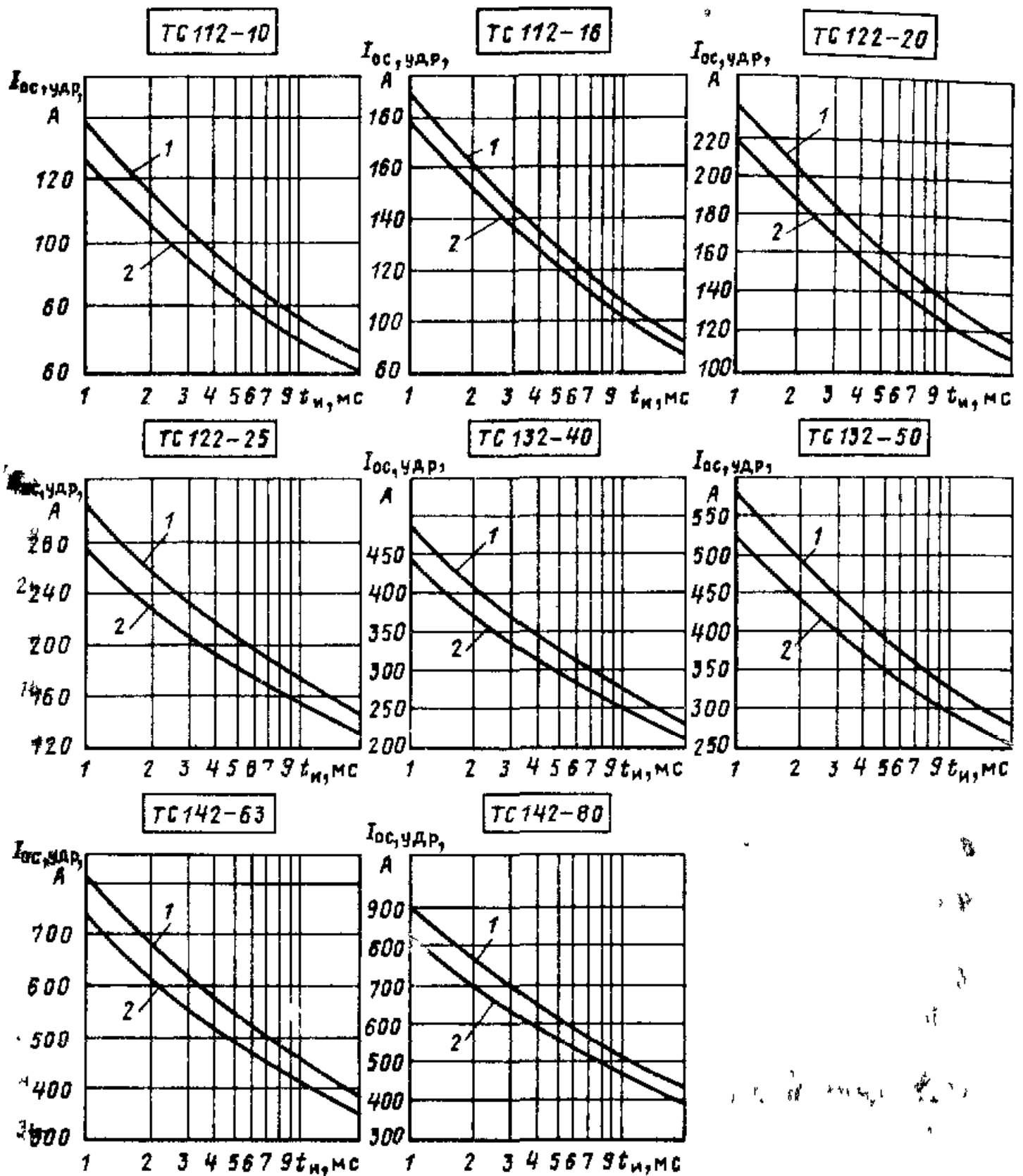


Рис. П7.22. Зависимость допустимой амплитуды ударного неповторяющегося тока в открытом состоянии $I_{ос, удр}$ от длительности $t_{и}$ и длительности импульса до 20 мс при двухполупериодном токе при температуре перехода:
 1 – 25 °C; 2 – 125 °C

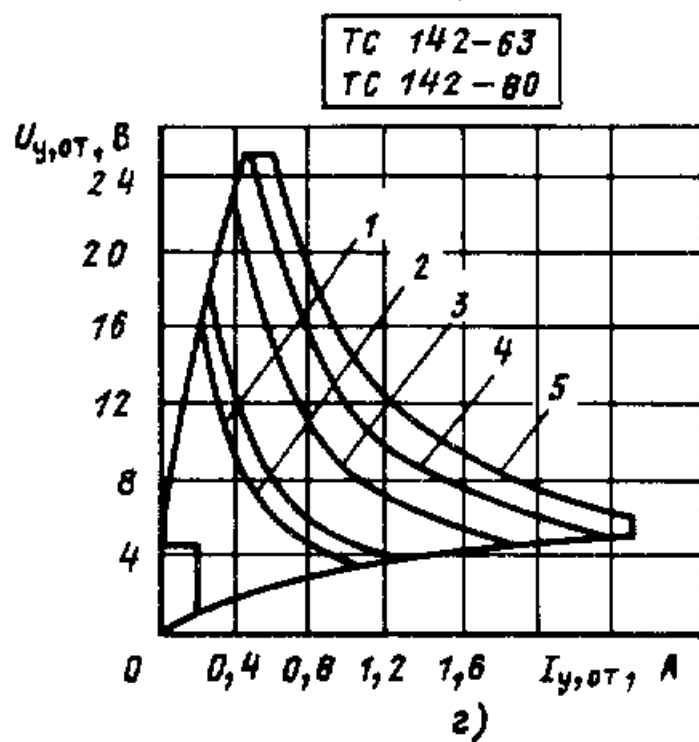
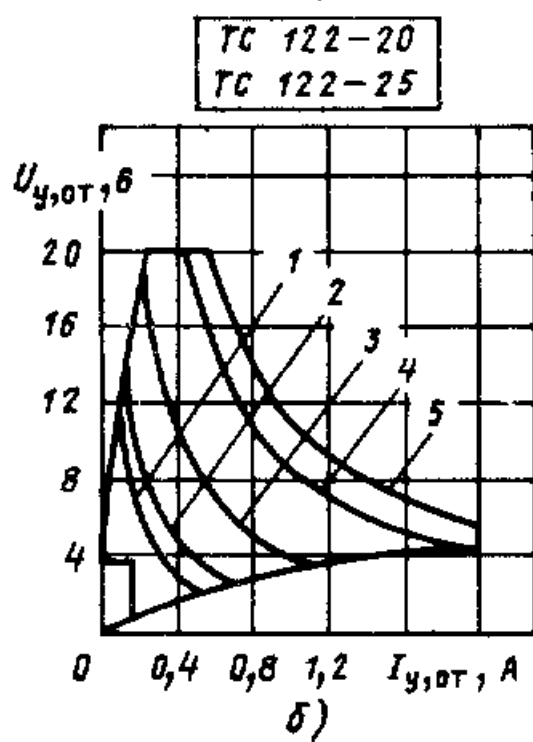
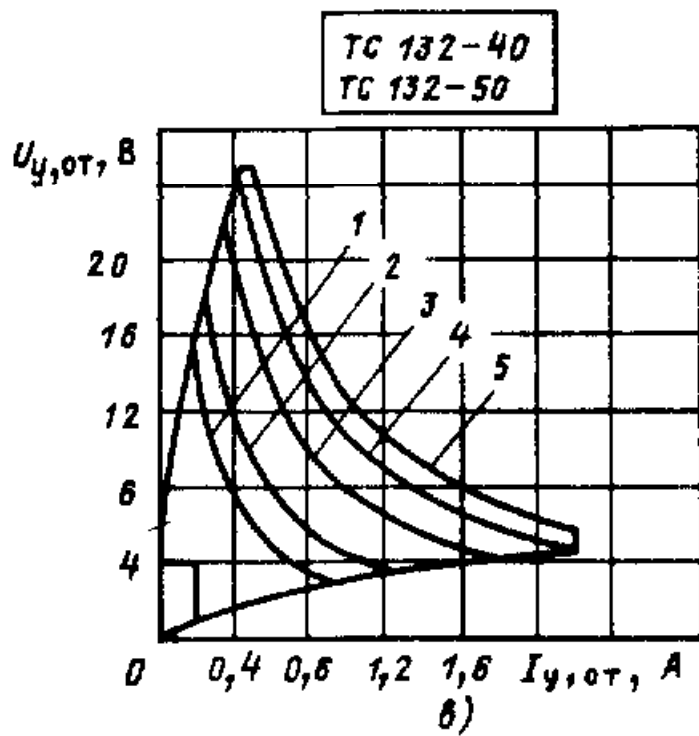
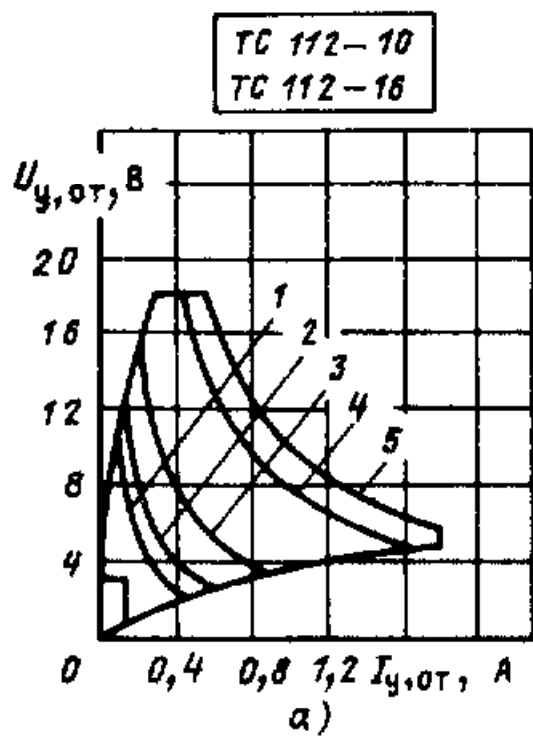


Рис. П7.23. Предельно допустимые характеристики цепи управления

Кривая	Скважность	Длительность импульса управления t_y , мс	Мощность $P_{y, и}$, Вт, по рисунку			
			а	б	в	г
1	2	10	1,0	1,1	3,0	3,8
2	20	1	1,6	1,8	4,8	5,0
3	40	0,5	3,0	4,0	8,0	8,8
4	200	0,1	7,8	8,5	11,0	12,0
5	400	0,05	10,0	11,0	13,0	15,0

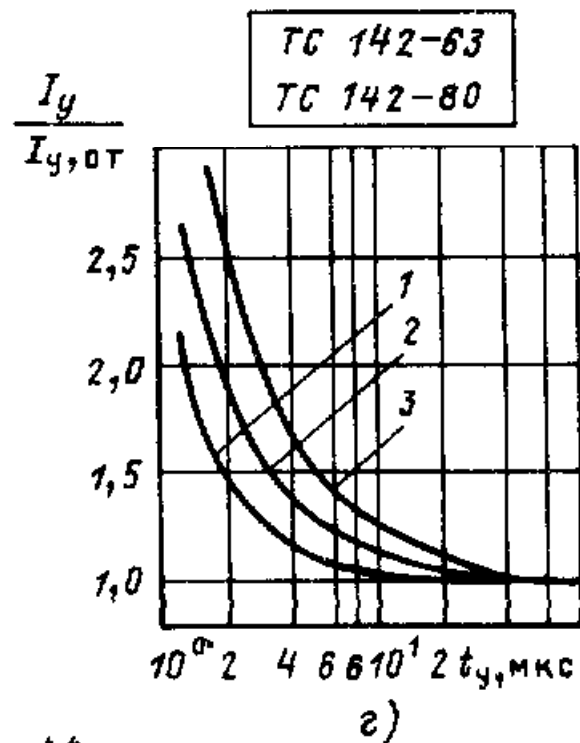
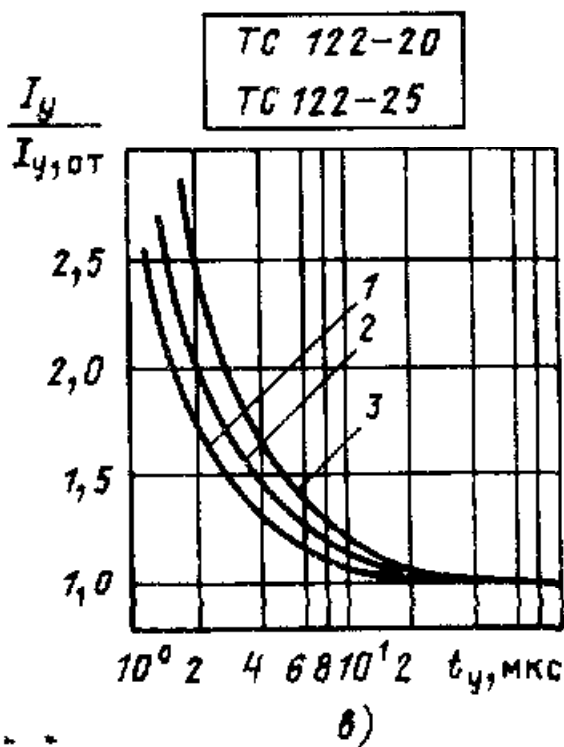
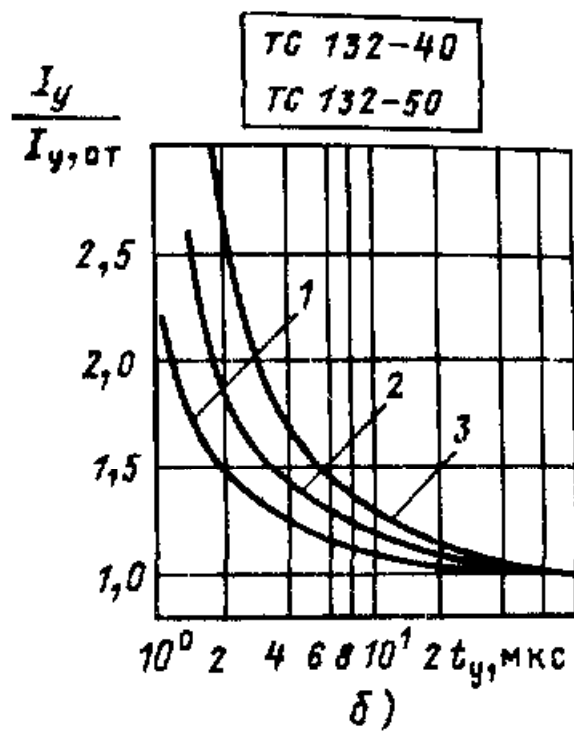
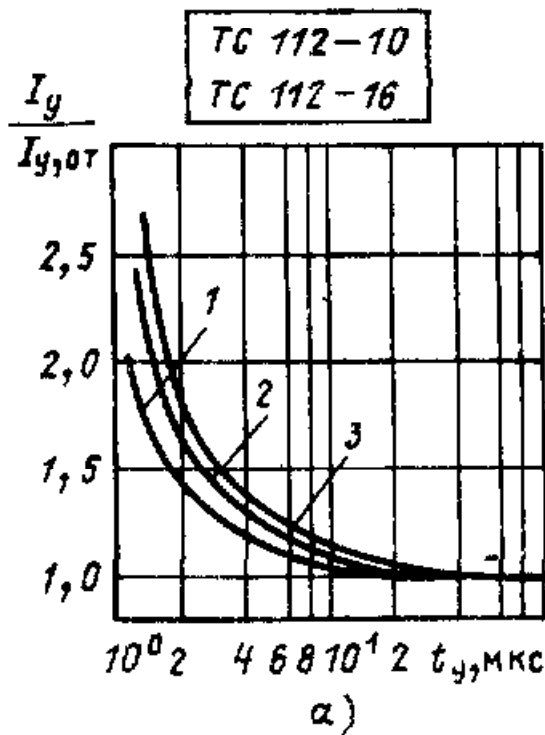


Рис П7 24 Типичные зависимости отпирающего постоянного тока управления I_y , (в относительных единицах) от длительности тока управления при температуре перехода

1 - 125 °C; 2 - 25 °C; 3 - (-60 °C)

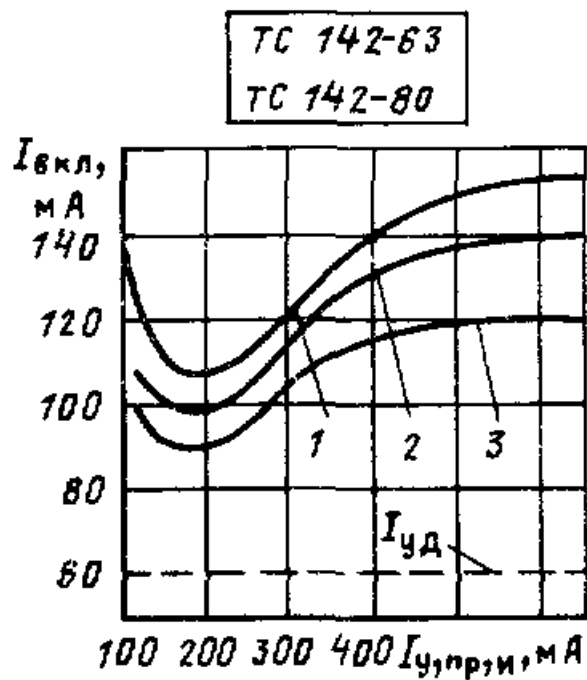
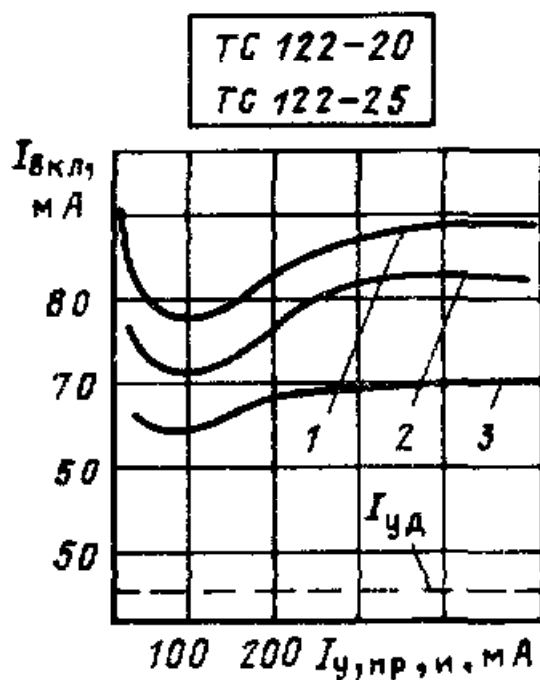
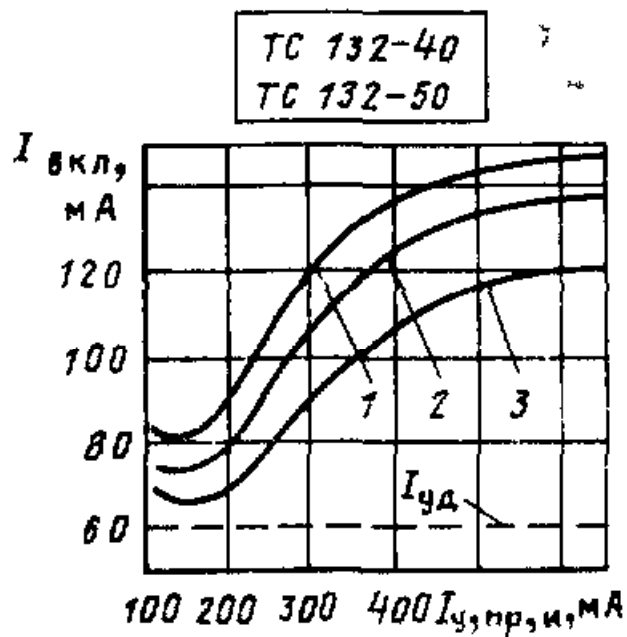
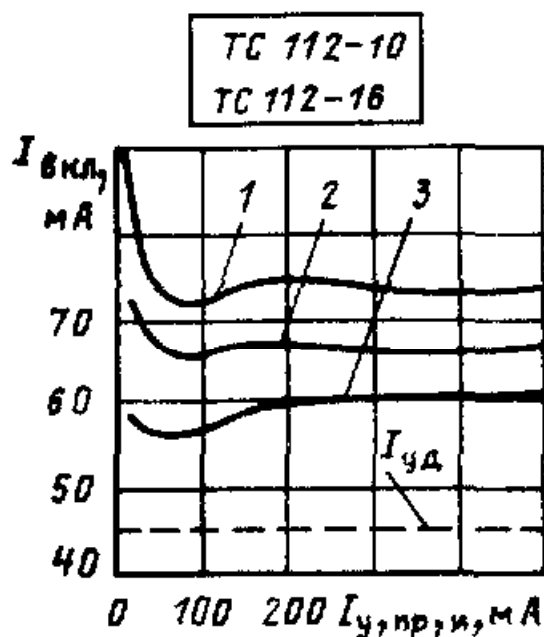
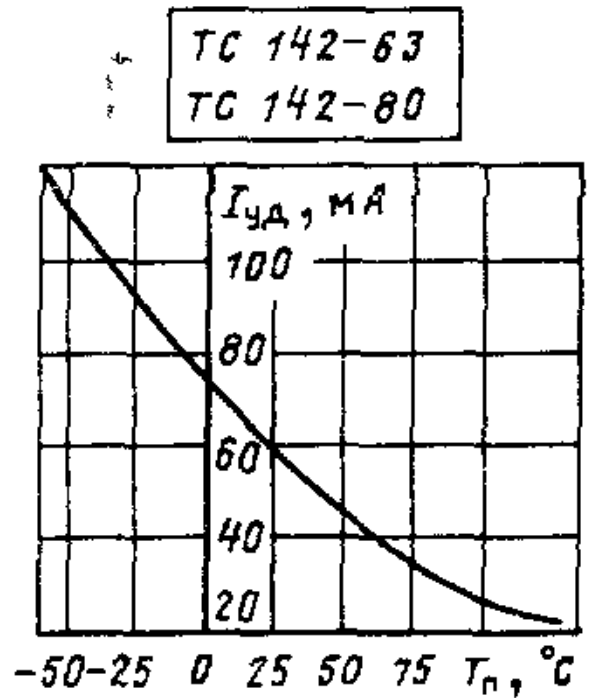
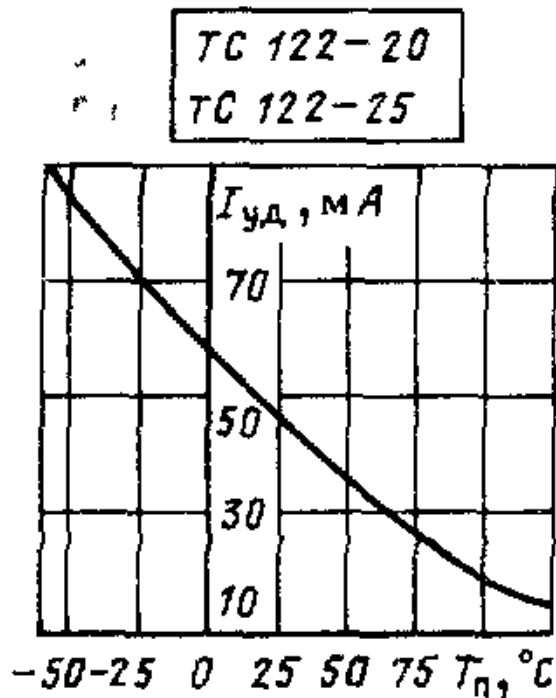
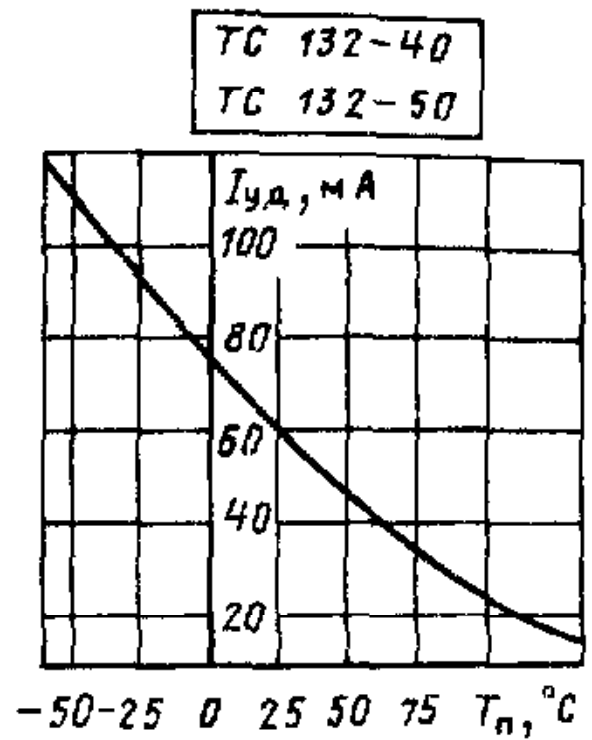
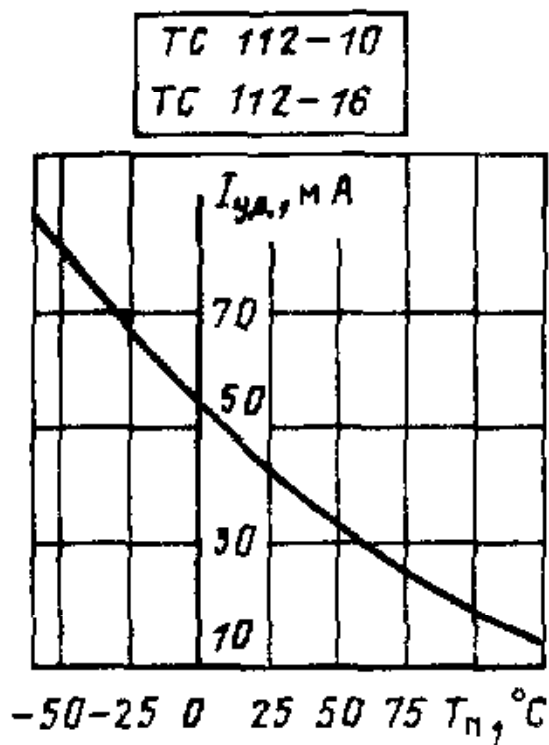


Рис. П7.25 Зависимость тока включения $I_{\text{вкл}}$ от длительности импульса управления $t_{\text{у}}$ и амплитуды прямого импульсного тока управления $I_{\text{у, пр, и}}$ при температуре перехода 25°C , $di/dt = 1 \text{ А/мкс}$:

1 – 2 мкс; 2 – 5 мкс; 3 – 50 мкс



ЭД
Рис. П7.26. Зависимость тока удержания $I_{уд}$ от температуры перехода $T_{п}^{ст}$

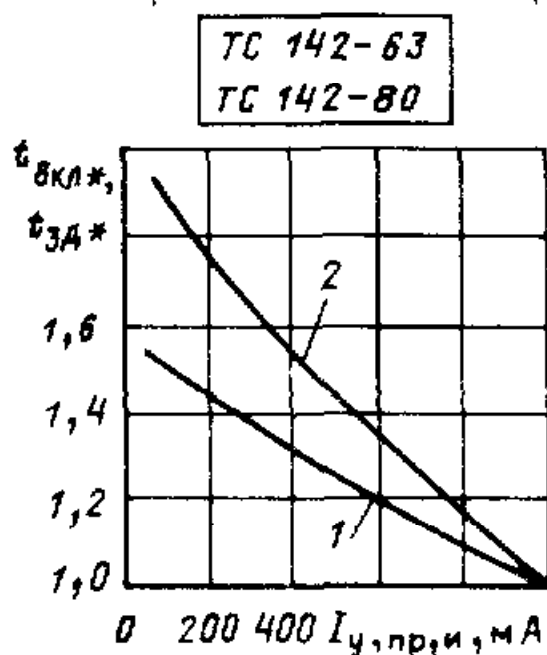
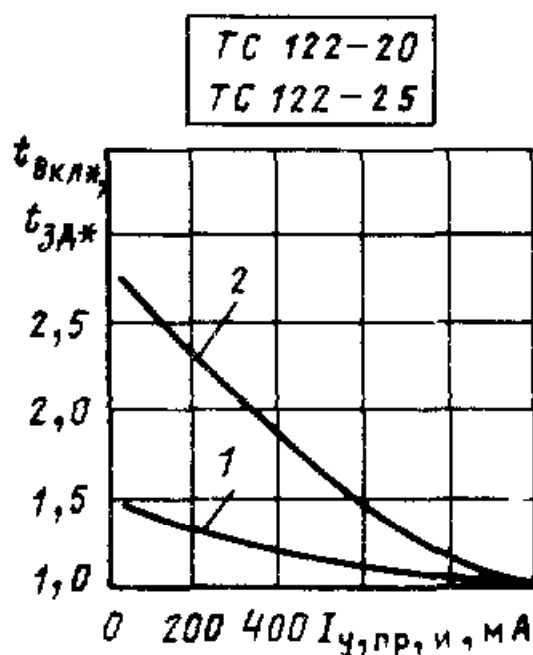
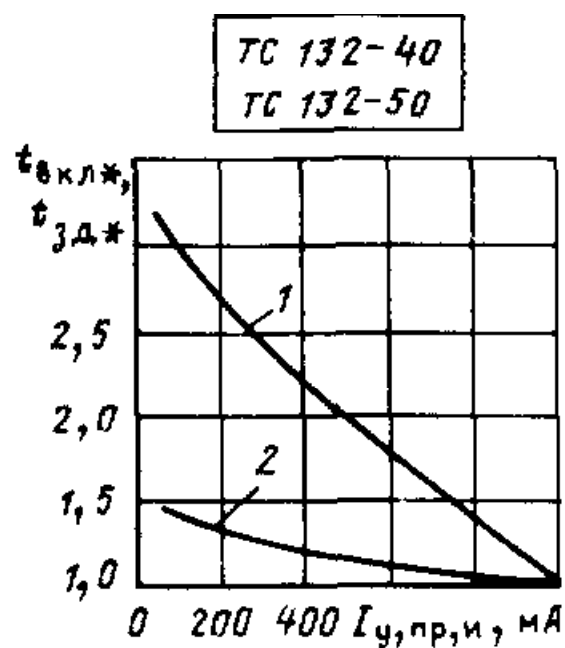
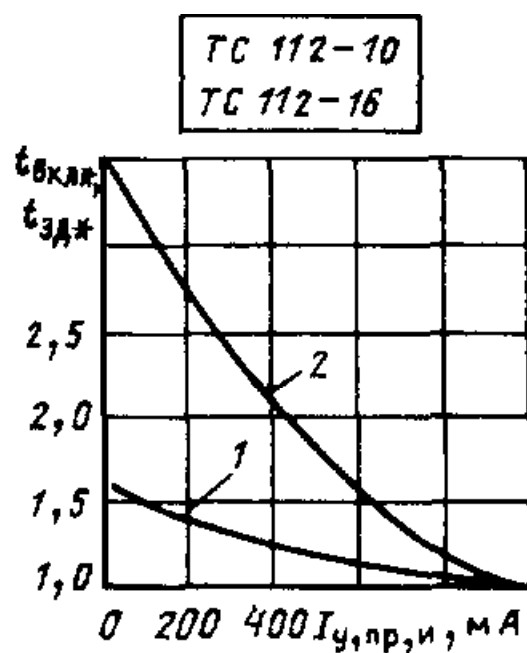


Рис П7 27 Зависимости (в относительных единицах) времени задержки $t_{зд*}$ (кривая 1) и времени включения $t_{вкл*}$ (кривая 2) от амплитуды прямого импульсного тока управления $I_{у,пр}$ и при температуре перехода $25^{\circ}C$, $U_{зс} = 100 В$, $I_{ос} = I_{ос,д}$, $t_y = 50 мкс$, $dI_y/dt = 1 А/мкс$

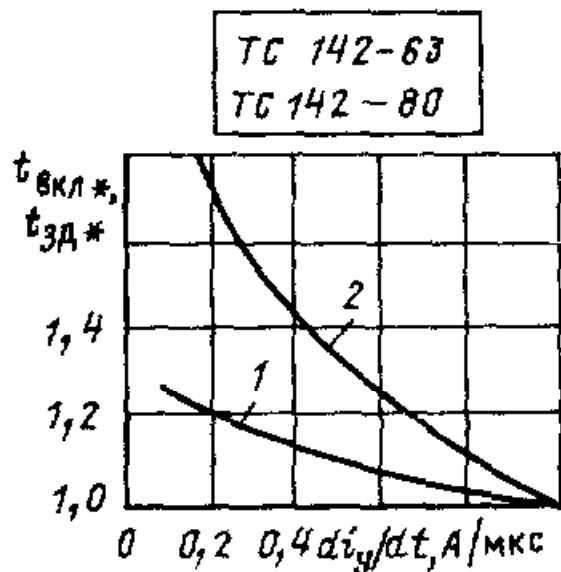
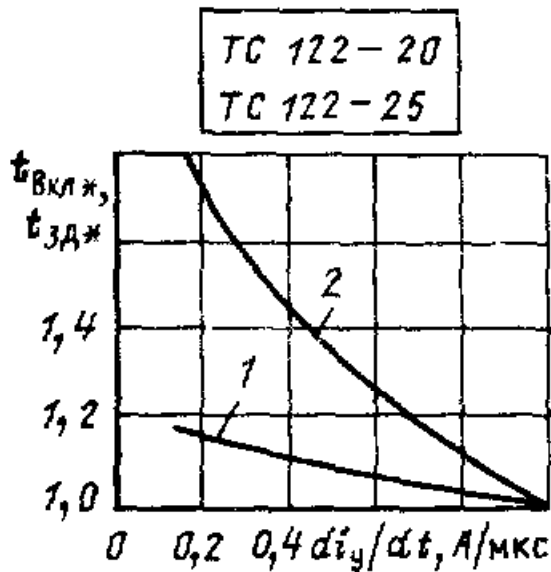
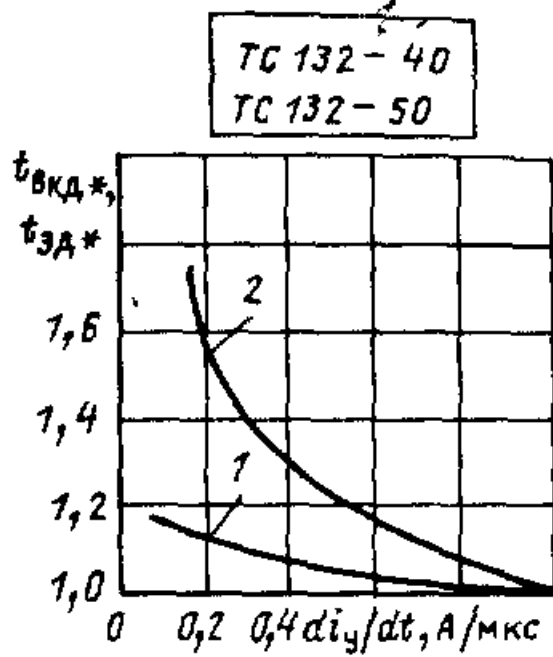
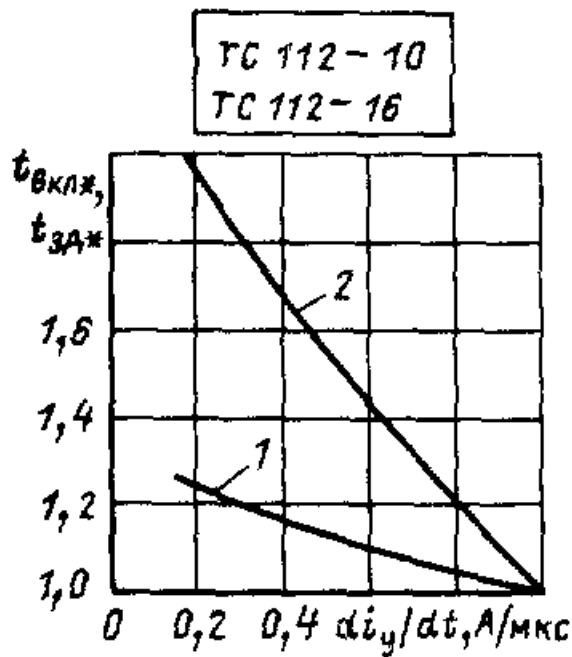


Рис П7 28 Зависимости (в относительных единицах) времени включения $t_{вкл*}$ (кривая 1) и времени задержки $t_{зд*}$ (кривая 2) от скорости нарастания управляющего импульса тока di_y/dt при температуре перехода $25^\circ C$, $U_{зс} = 100 В$, $I_{ос} = I_{ос}$, $t_y = 50 мкс$, $I_y = 1 А$.

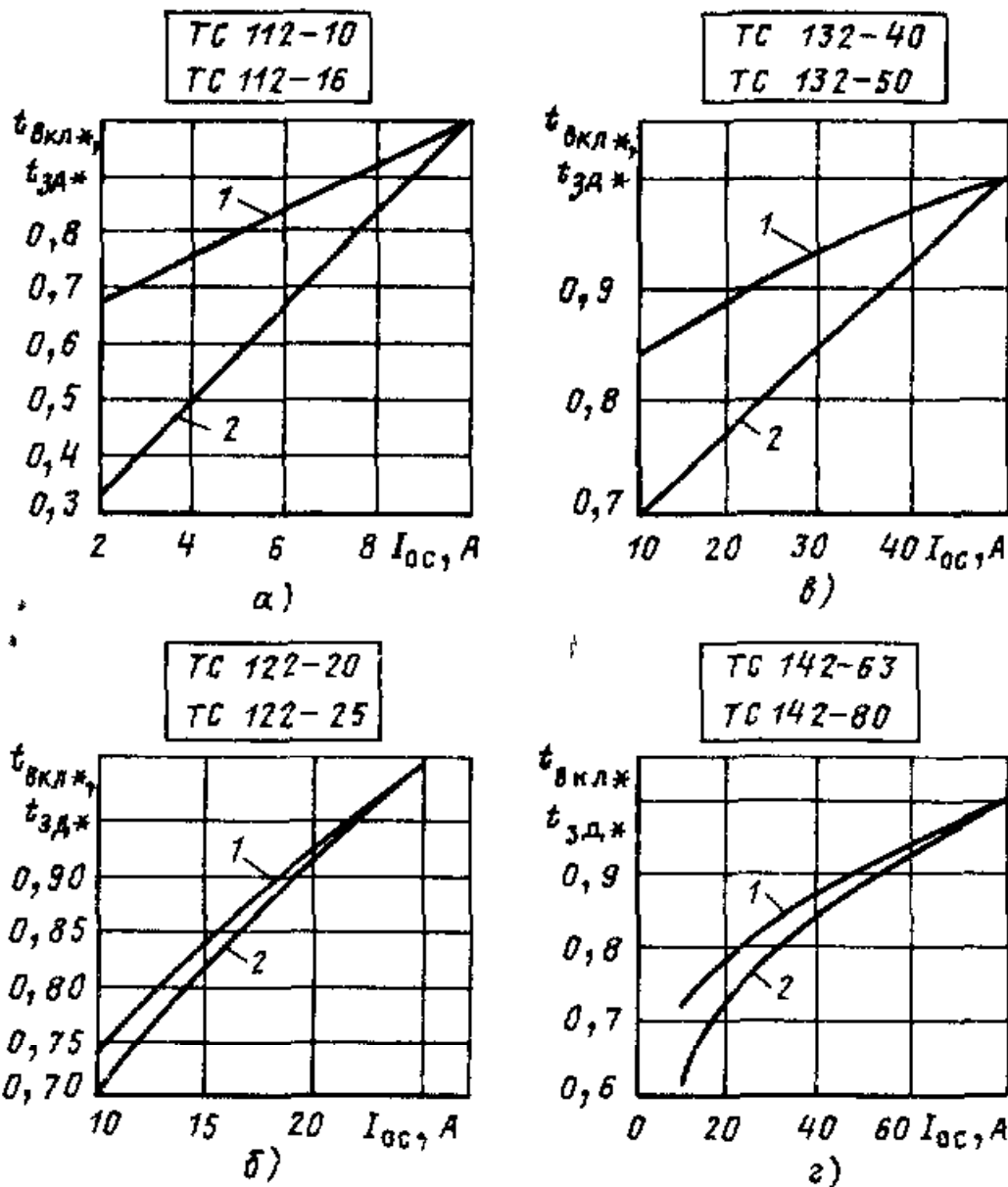


Рис. П7 29 Зависимости (в относительных единицах) времени включения $t_{вкл*}$ (кривая 1) и времени нарастания $t_{зд*}$ (кривая 2) от тока в открытом состоянии $I_{ос}$ при температуре перехода $25^{\circ}C$, $U_{зс} = 100$ В, $t_y = 50$ мкс, $I_y = 1$ А, $di_y/dt = 1$ А/мкс

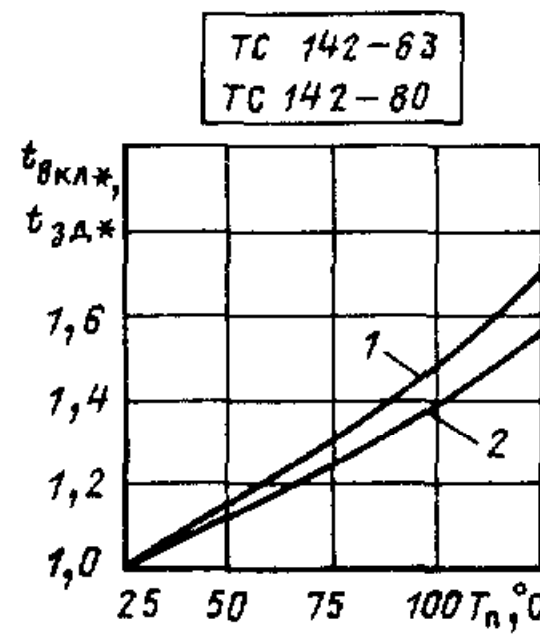
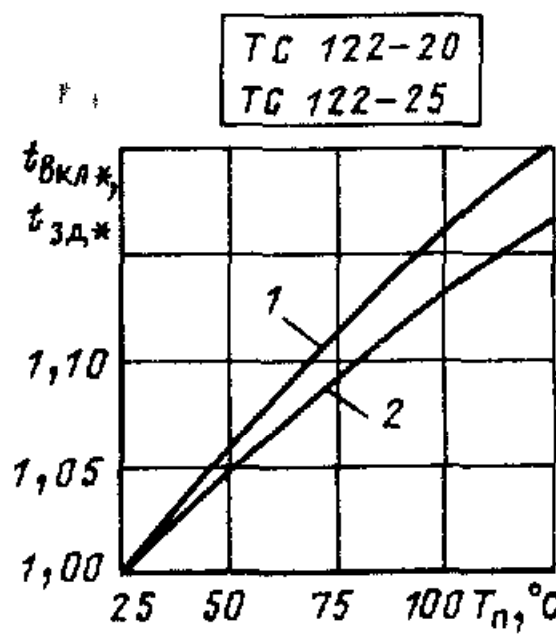
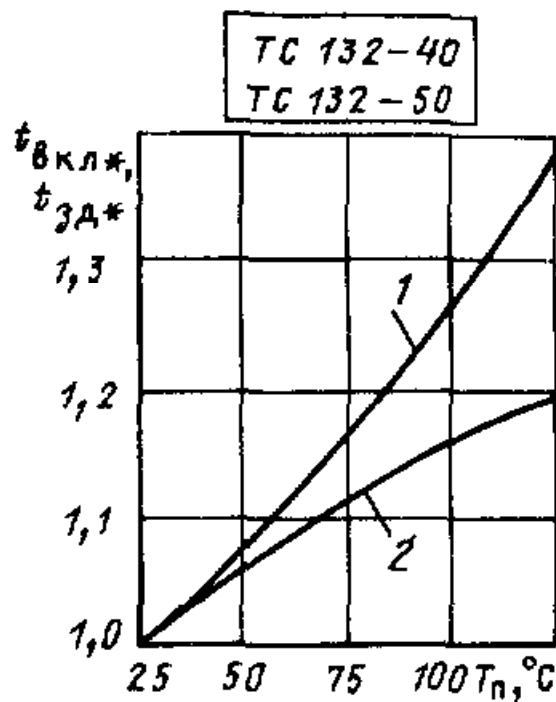
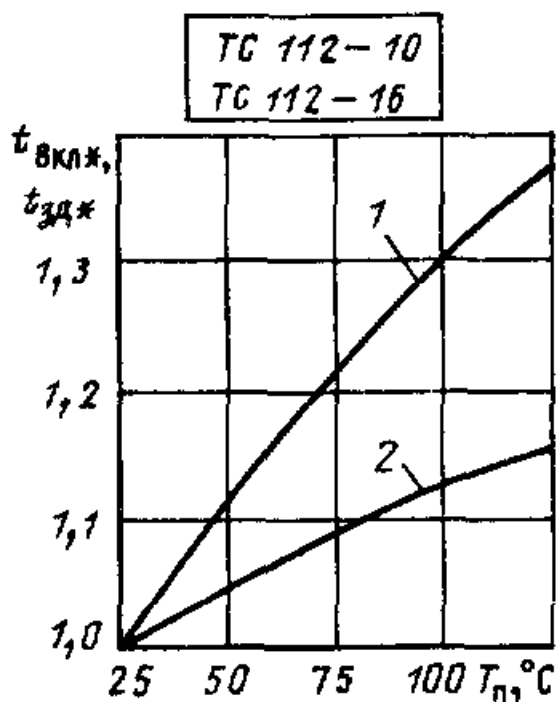


Рис П7 30 Зависимости (в относительных единицах) времени включения $t_{вкл*}$ (кривая 1) и времени нарастания $t_{ир*}$ (кривая 2) от температуры перехода $T_{п}$ при $I_{ос} = I_{ос, д}$, $U_{зс} = 100 \text{ В}$, $I_{у} = 1 \text{ А}$, $dt_{у}/dt = 1 \text{ А/мкс}$, $t_{у} = 50 \text{ мкс}$

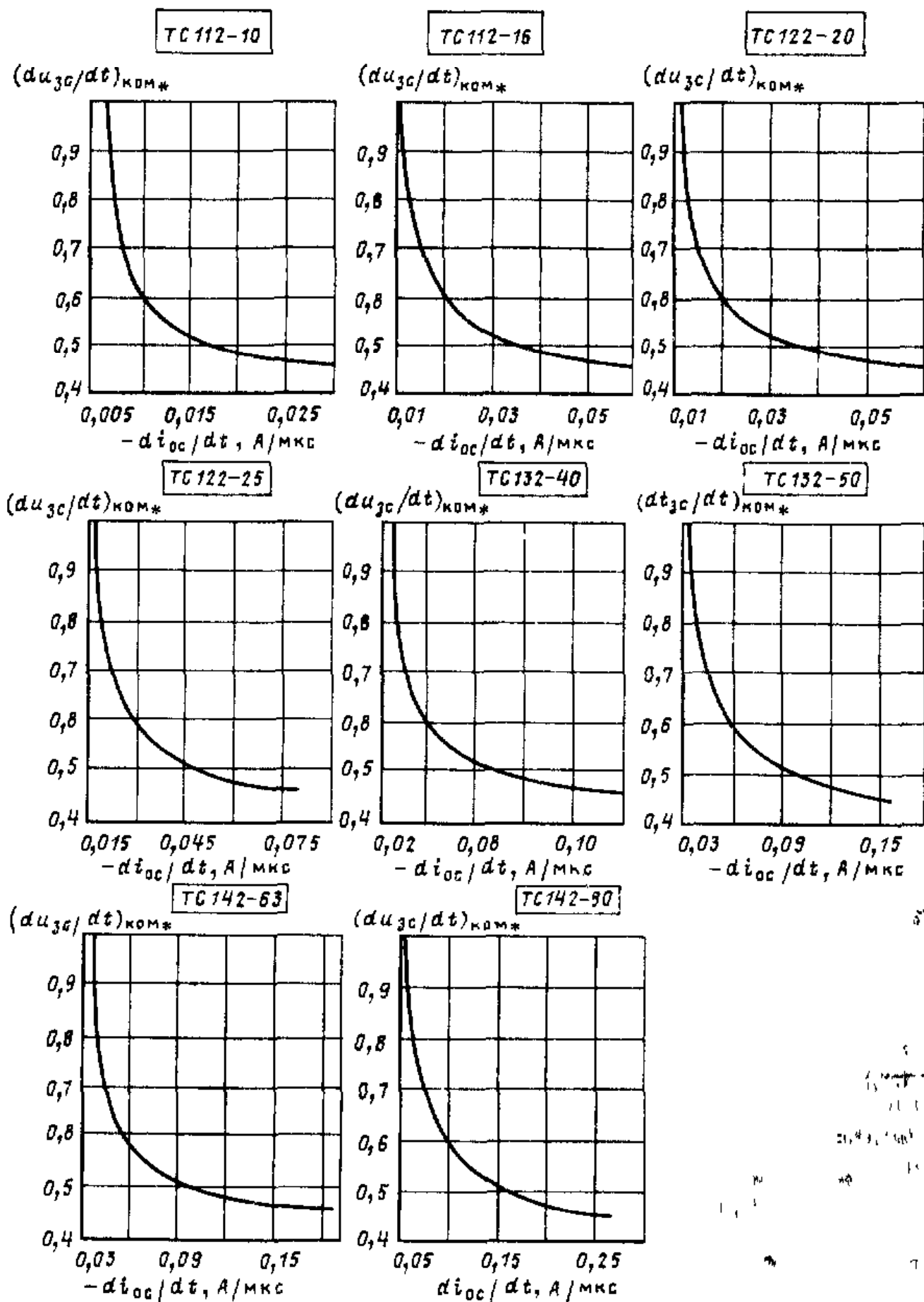


Рис. П7.31. Зависимость критической скорости нарастания коммутационного напряжения $(dU_{zc}/dt)_{ком}$ (в относительных единицах) от скорости спада прямого тока в открытом состоянии $-di_{oc}/dt$ при температуре перехода $125^\circ C$

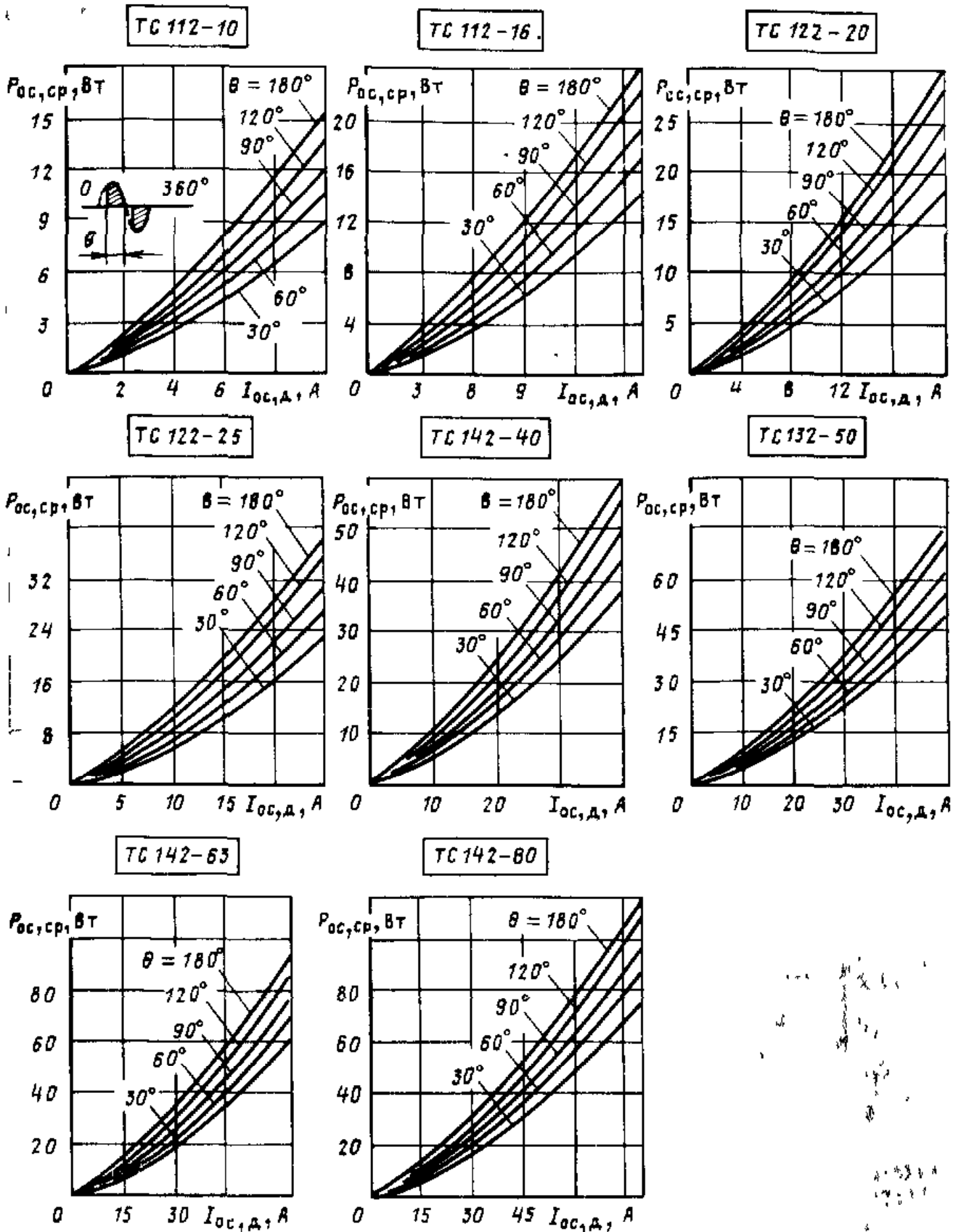
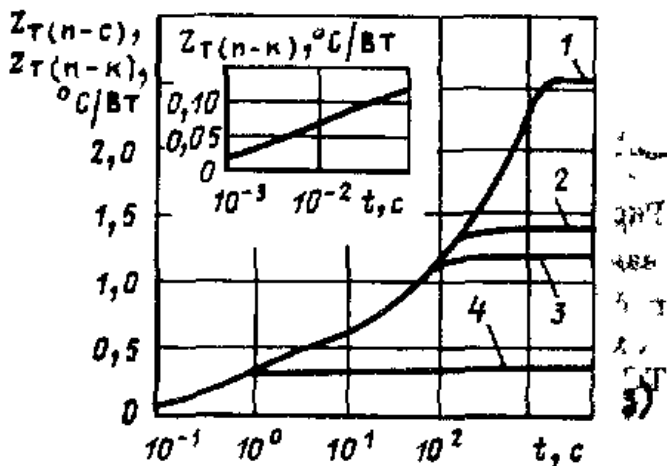
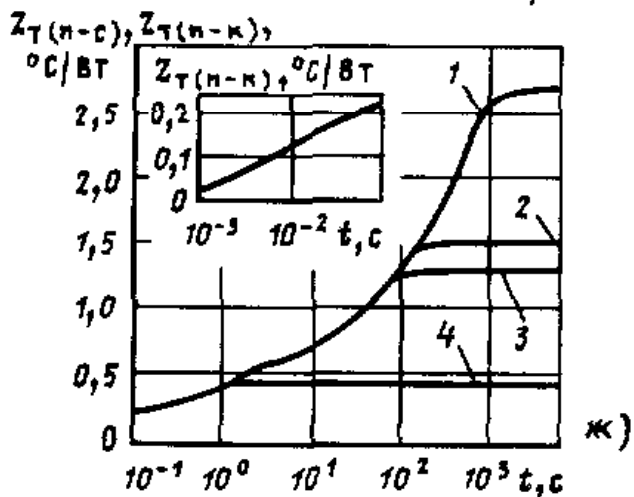
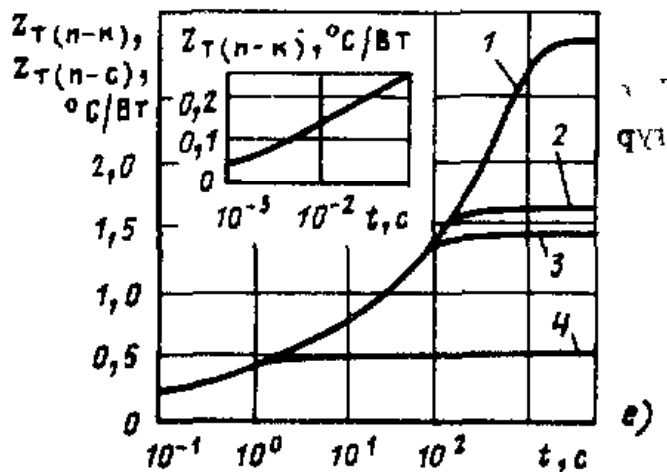
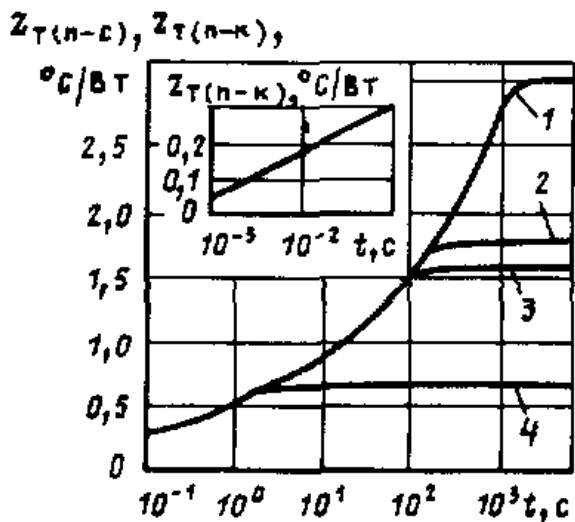
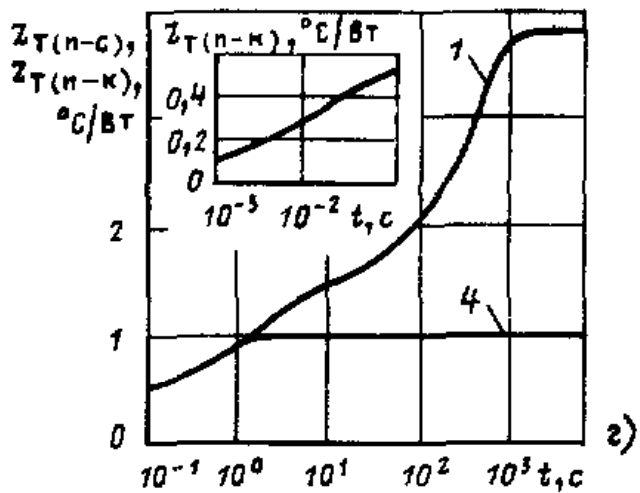
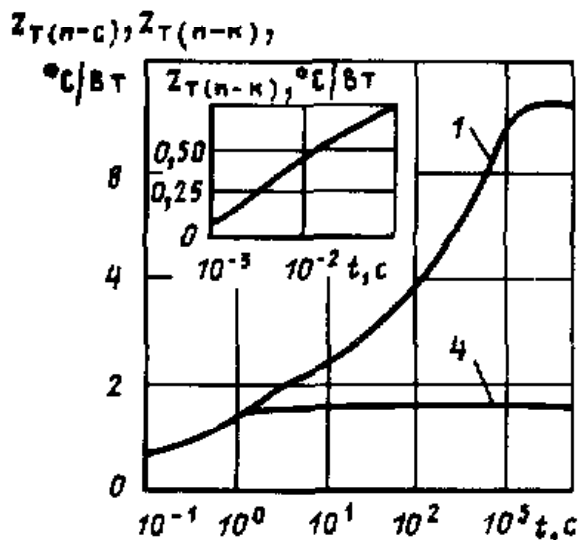
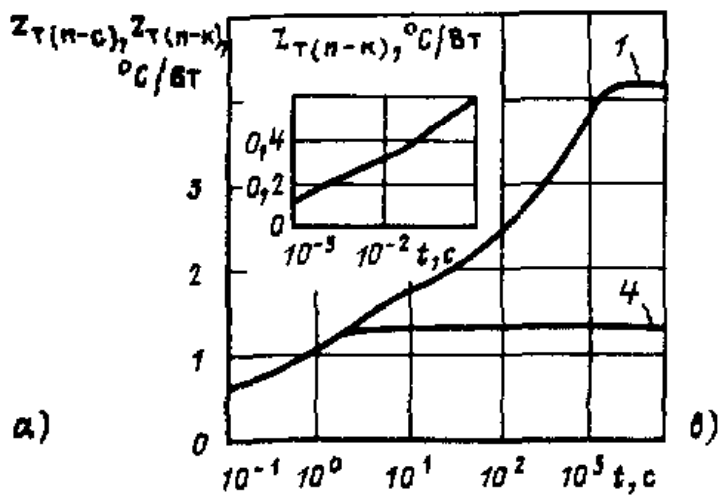
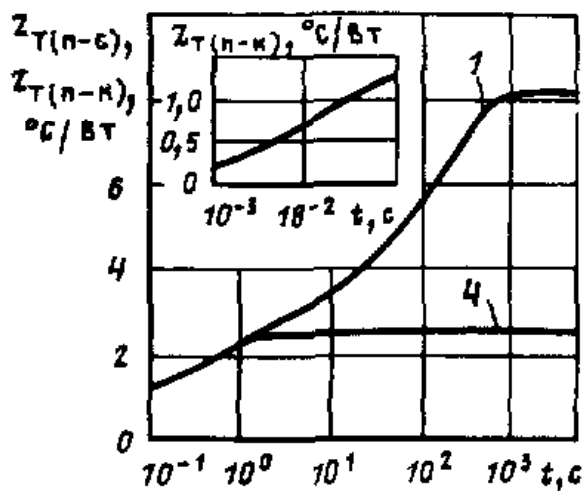
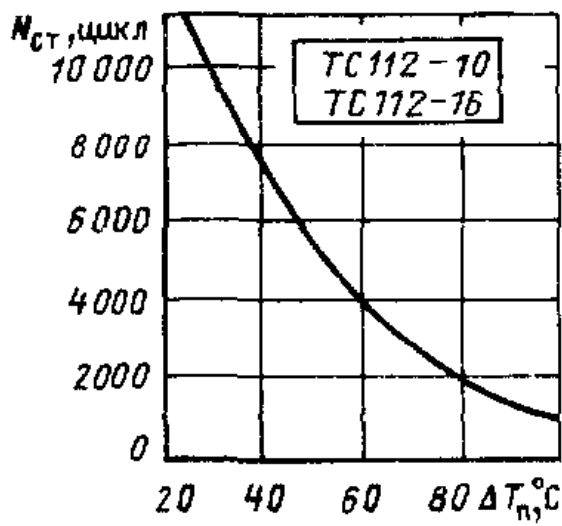
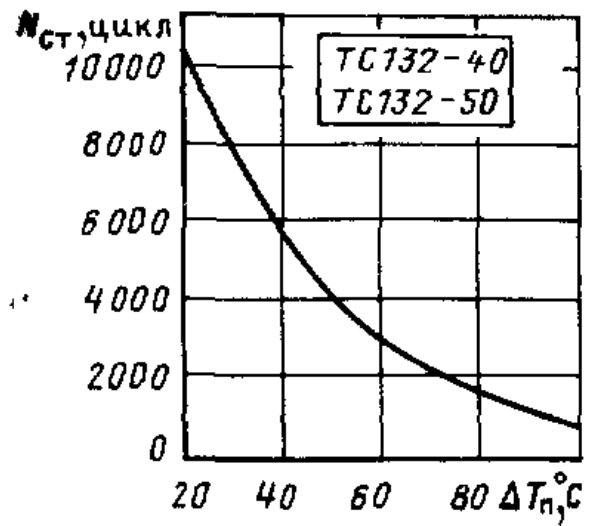


Рис. П7.32. Зависимость средней рассеиваемой мощности в открытом состоянии $P_{0c, cp}$ от действующего тока в открытом состоянии $I_{0c, д}$ при различных углах проводимости для токов синусоидальной формы при двусторонней проводимости

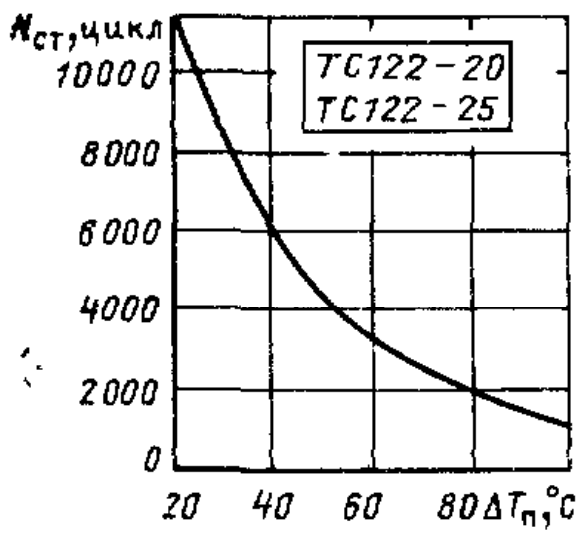




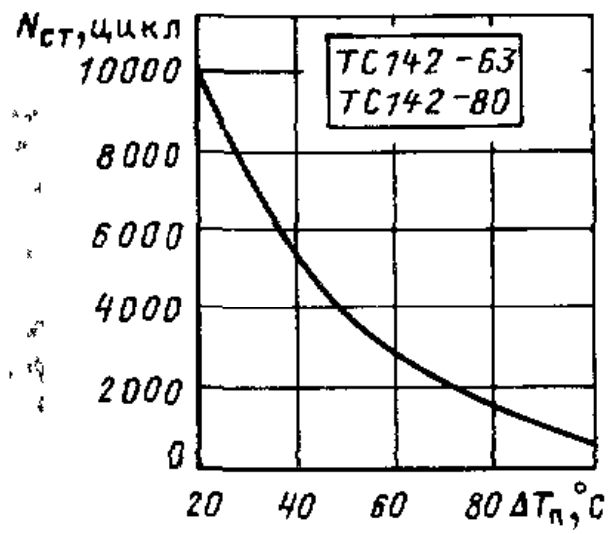
а)



б)



в)



г)

Рис. П7.34. Зависимость допустимого числа циклов $N_{\text{СТ}}$ от перепада температуры перехода ΔT_n при циклической токовой нагрузке

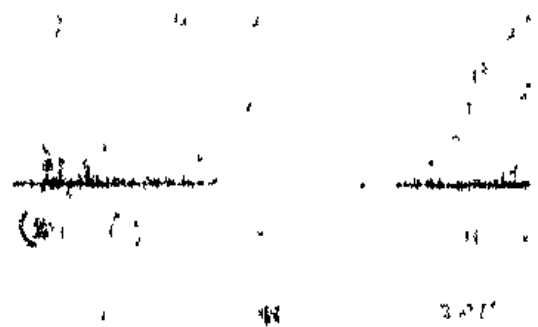


Рис. П7.33. Переходное тепловое сопротивление переход-корпус $Z_{T(\text{п-к})}$ (кривая 4) и переход-среда $Z_{T(\text{п-с})}$ при двусторонней проводимости и различной скорости охлаждающего воздуха, м/с: кривая 1 — 0; 2 — 3; 3 — 6; а — TC112-10 (охладитель O111-60); б — TC112-16 (O111-60); в — TC122-20 (O221-60); г — TC122-25 (O221-60); д — TC132-40 (O231-80); е — TC132-50 (O231-80); ж — TC142-63 (O241-80); з — TC142-80 (O241-80)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Евсеев Ю.А., Дерменжи П.Г. Силовые полупроводниковые приборы: Учебник для техникумов. М.: Энергоиздат, 1981. 472 с.
2. Дзюбин И.И. Симметричные тиристоры. М.: Знание, 1970.
3. Масяндиллов Л.Б., Москаленко В.В. Регулирование частоты вращения асинхронных двигателей. М.: Энергия, 1978.
4. Крылов С.С., Угольников В.П. Реверсирование трехфазного преобразователя с симметричными тиристорами// Электричество. 1968. № 12, С. 50–54.
5. Алымкулов К.А., Бобровский А.С., Белоусов В.В. Тиристорные схемы регулирования скорости электродвигателей бытовых приборов// Электротехническая промышленность. Бытовая электротехника. 1974. № 2 (21). С. 3–4.
6. Схема регулирования скорости вращения вентилятора с использованием триака ВГ 110// Электротехническая промышленность. Бытовая электротехника. 1973. № 6 (19). С. 17–18.
7. Благих В.Т. Электронный стабилизатор температуры// Электротехническая промышленность. Бытовая электротехника, 1973, № 5 (18), с. 15–16.
8. Полупроводниковые регуляторы силы света ламп накаливания и скорости вращения электродвигателей малой мощности// Электротехническая промышленность. Бытовая электротехника, 1975, № 3 (28), с. 13–14.
9. Куприянов А.С., Хасин И.З. Электронный регулятор температуры для аккумуляторных электродвигателей// Электротехническая промышленность. Бытовая электротехника, 1980, №2 (57), с. 8–9.
10. Куприянов А.С. Электронный регулятор температуры с унифицированным блоком управления// Электротехническая промышленность. Бытовая электротехника, 1977, № 2 (39), с. 15–16.
11. Флинд Э. Электронные устройства для дома: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1984.
12. Полупроводниковый регулятор тока РГ-4.УХЛ 4.2. Каталог 31.46.01–84. Информэлектро.
13. Светильник настольный со светорегулятором типа ННБ-88-100-010. Проект ЗПО "Преобразователь". Запорожье, 1981
14. Лампы накаливания электрические общего назначения. Каталог 09.30.03-86. Информэлектро.
15. ГОСТ 24650-81 (СТ СЭВ 1655-79). Приборы полупроводниковые силовые. Предельно допустимые значения и характеристики.
16. ГОСТ 20332-84 (СТ СЭВ 1125-78). Тиристоры. Термины, определения и буквенные обозначения параметров.
17. ГОСТ 20859.1-79 (СТ СЭВ 1135-78). Приборы полупроводниковые силовые единой унифицированной серии. Общие технические условия.
18. Триаки ТС106-10. Каталог 05.12.05-85. Информэлектро.
19. Триаки ТС112, ТС122, ТС131, ТС132, ТС141, ТС142. Каталог 05.12.04-84. Информэлектро.
20. О.Г. Чебовский, Л.Г. Моисеев, Р.П. Недошивин. Силовые полупроводниковые приборы (справочник). М.: Энергоатомиздат, 1985.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
1. Общие представления о тиристоре и симисторе	5
2. Принцип действия и статические характеристики симистора при включении в прямом направлении	14
3. Особенности работы симистора при включении в обратном направлении	22
4. Дополнительные режимы работы симистора	29
5. Динамические характеристики симистора	35
6. Характеристики и параметры симисторов	41
7. Устройства управления симисторами	43
8. Регулирование напряжения и тока	49
9. Регулирование частоты и направления вращения электрических двигателей	52
Регулирование частоты вращения двигателей постоянного тока	53
Регулирование частоты вращения двигателей переменного тока	57
Регулирование производительности и частоты вращения электробытовых приборов	64
10. Применение симисторов для регулирования режимов работы электронагревательных приборов	67
Тепловое действие тока и его регулирование в нагревательных приборах	67
Регуляторы температуры	70
11. Регулирование светового потока электрических ламп с помощью симисторов	73
Регуляторы силы света	75
Регуляторы тока	78
12. Выбор симисторов по параметрам электрических цепей	80
<i>Приложение 1. Термины, определения и буквенные обозначения симисторов</i>	83
<i>Приложение 2. Габаритно-присоединительные размеры симисторов</i>	87
<i>Приложение 3. Предельно допустимые значения параметров симисторов</i>	88
<i>Приложение 4. Параметры симисторов</i>	90
<i>Приложение 5. Габаритно-присоединительные размеры охладителей</i>	92
<i>Приложение 6. Предельно допустимые значения и характеристики симисторов с рекомендуемым охладителем</i>	94
<i>Приложение 7. Семейство характеристик симисторов</i>	94
Список литературы	118