

**МРБ**

Массовая  
радио-  
сигнатура

Я. С. Кублановский  
**Тиристорные  
устройства**

Издательство «Радио и связь»

# ТИРИСТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА

© Издательство «Радио и связь», 1987

## Предисловие

Тиристоры — полупроводниковые приборы с четырехслойной  $p-n-p-n$  структурой обладают такими свойствами, как быстродействие, достаточно большие рабочие напряжения и токи, мгновенная готовность к работе, высокий КПД, большой срок службы и др., которые обеспечили им широкое распространение в электронике, электротехнике, автоматике и в ряде других областей техники.

По принципу действия полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой существенно отличаются от транзисторов и в электрических устройствах действуют как полупроводниковые ключи, которые открываются и закрываются при *кратковременной* подаче соответствующих сигналов. Таким образом, эти полупроводниковые приборы обладают замечательным свойством «запоминать» заданное им внешним сигналом электрическое состояние.

В настоящее время тиристоры с успехом конкурируют с мощными транзисторами, тиратронами, электромеханическими и механическими реле и широко применяются в таких устройствах, как переключатели, реле времени, регуляторы напряжений, импульсные генераторы, управляемые выпрямители, инверторы, и др. Использование полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой позволяет более просто реализовать ряд известных схем, а также создавать новые устройства, схемы которых не имеют аналогов в ламповой и транзисторной технике.

Успешное и эффективное применение тиристоров возможно в тех случаях, когда радиоловитель знаком не только с паспортными данными приборов, но и понимает физические принципы действия приборов, влияния на их работу различных факторов, а также отчетливо представляет методы построения схем тиристорных устройств. В то же время популярной радиотехнической литературы, в которой были бы систематизированы сведения о тиристорах и созданных на их основе устройствах, пока еще мало.

В настоящей книге читатель, недостаточно знакомый с полупроводниковыми приборами с четырехслойной  $p-n-p-n$  структурой и принципами использования их в различных устройствах, сможет найти ответы на основные возникающие у него вопросы. В книге рассматриваются физические основы работы и основные характеристики диодных и триодных тиристоров. Показаны способы и возможности применения этих приборов на примерах схем разнообразных устройств, приводятся рекомендации по выбору и расчету основных элементов схем.

Второе издание книги (первое вышло в 1978 г.) переработано и дополнено рядом схем тиристорных устройств, а также сведениями о некоторых типах триодных тиристоров. Можно надеяться, что схемы описанных устройств и принципы, заложенные в основу их работы, привлекут внимание читателя и послужат ему исходным материалом для разработки на их основе оригинальных устройств.

Отзывы о книге присылать по адресу: 101000, Москва, Почтамт, а/я 693, издательство «Радио и связь», Массовая радиобиблиотека.

## Глава 1

### УСТРОЙСТВО, ПРИНЦИП РАБОТЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ЧЕТЫРЕХСЛОЙНОЙ СТРУКТУРОЙ

#### 1. Устройство, принцип работы, обозначения диодных и триодных тиристоров

Приборы с четырехслойной структурой  $p-n-p-n$  представляют собой один из видов многочисленного семейства полупроводниковых приборов, свойства которых определяются наличием в толще полупроводниковой пластины смежных слоев с различными типами проводимости. Основу такого прибора составляет кремниевая пластина, имеющая четырехслойную структуру, в которой чередуются слои с дырочной  $p$

и электронной  $n$  проводимостями (рис. 1,а). Эти четыре слоя образуют три  $p$ - $n$  перехода  $J_1, J_2, J_3$ . Выводы в приборах с четырехслойной структурой делаются от двух крайних областей ( $p$  и  $n$ ), а в большинстве приборов — и от внутренней области  $p$ .

Крайнюю область  $p$  структуры, к которой подключается положительный полюс источника питания, принято называть анодом  $A$ ; крайнюю область  $n$ , к которой подключается отрицательный полюс этого источника, — катодом  $K$ , а вывод от внутренней области  $p$  — управляющим электродом УЭ. Естественно, что для полупроводникового прибора такие определения носят условный характер, однако они получили широкое распространение по аналогии с тиратронами и ими удобно пользоваться при описании схем с этими приборами.

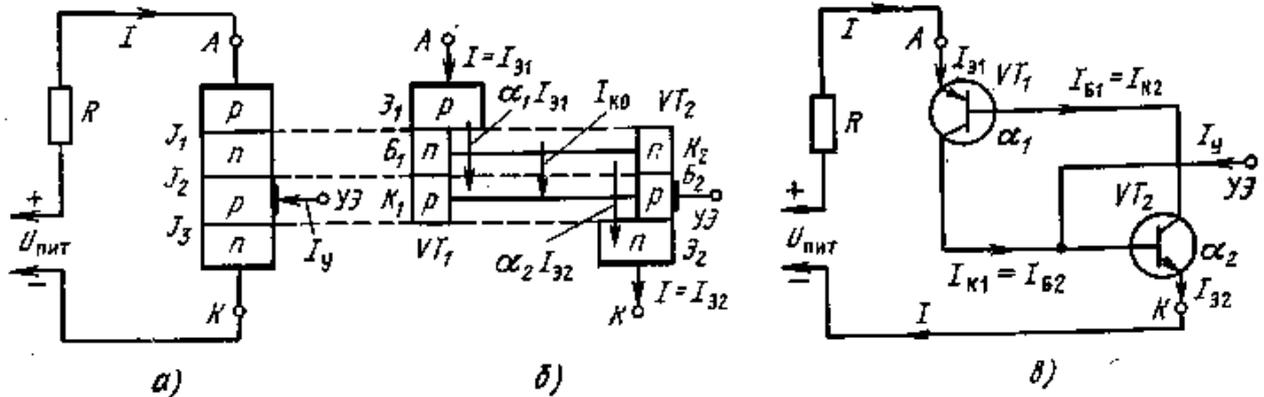


Рис. 1. Схематическое устройство полупроводникового прибора с четырехслойной структурой (а), представление его в виде двухтранзисторной схемы (б, в)

Согласно ГОСТ 15133 — 77 все переключающие полупроводниковые приборы с двумя устойчивыми состояниями, имеющие три или более  $p$ - $n$  перехода, называются тиристорами. Приборы с двумя выводами (анод и катод) называются диодными тиристорами или динисторами, а приборы с тремя выводами (анод, катод, управляющий электрод) — трйодными и тиристорами или тринисторами. В этой книге рассматриваются только эти два типа приборов, которые широко (особенно тринисторы) применяются в различных устройствах. С другими типами полупроводниковых приборов с многослойной структурой (запираемыми и симметричными тиристорами, фототиристорами и др.) читатель может познакомиться в [1 — 4].

Полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой может быть моделирован комбинацией двух обычных транзисторов с различными типами проводимости (рис. 1,б, в):  $VT_1$  со структурой  $p$ - $n$ - $p$  и  $VT_2$  со структурой  $n$ - $p$ - $n$ . У транзистора  $VT_1$  переход  $J_1$  является эмиттерным, а переход  $J_2$  — коллекторным, у транзистора  $VT_2$  эмиттерным служит переход  $J_3$ , а коллекторным  $J_2$ ; таким «образом, оба транзистора имеют общий коллекторный переход  $J_2$  (рис. 1,б). Крайние области четырехслойной полупроводниковой структуры являются эмиттерами, а внутренние — базами и коллекторами составляющих транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$ .

База и коллектор транзистора  $VT_1$  соединяются соответственно с коллектором и базой транзистора  $VT_2$ , образуя цепь внутренней положительной обратной связи (рис. 1,б, в). Действительно, из рис. 1,в видно, что коллекторный ток  $I_{к1}$  транзистора  $VT_1$  одновременно является базовым током  $I_{б2}$ , отпирающим транзистор  $VT_2$ , а коллекторный ток  $I_{к2}$  последнего — базовым током  $I_{б1}$ , отпирающим транзистор  $VT_1$ , т. е. база каждого транзистора питается коллекторным током другого транзистора.

Рассмотрим режим работы полупроводникового прибора с четырехслойной структурой, когда на него подано небольшое напряжение: плюс источника питания  $U_{пит}$  через резистор  $R$  подключен к аноду, минус — к катоду, а ток в цепи управляющего электрода равен нулю (рис. 1,а, в). Напряжение такой полярности называется прямым. Приложенное к прибору напряжение распределяется между тремя  $p$ - $n$  переходами структуры. При указанной полярности напряжения  $U_{пит}$  оба эмиттерных перехода  $J_1$  и  $J_3$  составляющих транзисторов будут включены в прямом, а общий коллекторный переход  $J_2$  — в обратном направлениях. Таким образом, все напряжение источника практически окажется приложенным к среднему переходу  $J_2$ , который препятствует протеканию большого тока через прибор, несмотря на то, что два других перехода структуры включены в прямом направлении. Через полупроводниковый прибор и во внешней цепи начинает протекать небольшой ток  $I_{J_2}$  коллекторного перехода  $J_2$ , включенного в обратном направлении.

Обозначим через  $a_1$  и  $a_2$  интегральные коэффициенты передачи токов эмиттеров транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  соответственно. Из рассмотрения транзисторной схемы замещения (рис. 1,б,в) видно, что ток  $I_{J_2}$ , протекающий через переход  $J_2$ , складывается из трех компонентов: коллекторных токов  $a_1 I_{э1}$  и  $a_2 I_{э2}$ , созданных эмиттерными токами обоих транзисторов, и небольшого собственного обратного тока этого перехода  $I_{к0}$ , т. е.

$$I_{J_2} = a_1 I_{э1} + a_2 I_{э2} + I_{к0},$$

где  $I_{э1}$  и  $I_{э2}$  — эмиттерные токи составляющих транзисторов  $VT_1$  и  $VT_2$  соответственно;  $I_{к0}$  — собственный обратный ток коллекторного перехода  $J_2$ .

Как видно из рис. 1,б, в, токи  $I_{э1}$ ,  $I_{э2}$  и  $I_{J_2}$  должны быть одинаковыми по значению с током во внешней цепи  $I$  и, следовательно, равны между собой, т. е.  $I_{э1} = I_{э2} = I_{J_2} = I$ . Таким образом,

$$I = a_1 I + a_2 I + I_{K0},$$

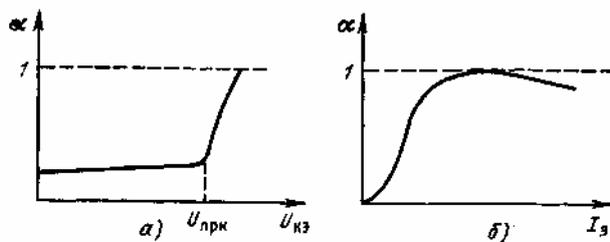
отсюда

$$I = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (1)$$

Уравнение (1) является основным соотношением для полупроводниковые приборов с четырехслойной структурой *p-n-p-n*, из которого видно, что ток  $I$  через прибор зависит от значения коэффициентов  $a_1$  и  $a_2$  и резко возрастает, когда сумма  $(a_1 + a_2)$  приближается к единице.

Пока напряжение, приложенное к прибору, таково, что коллекторный переход  $J_2$  остается включенным в обратном направлении, ток, протекающий через переход мал, а значения коэффициентов  $a_1$  и  $a_2$  много меньше единицы. Тогда на основании равенства (1) получаем, что ток во внешней цепи примерно равен собственному обратному току коллекторного перехода, который применительно к четырехслойной полупроводниковой структуре принято называть током в закрытом состоянии, т. е.  $I = I_{K0} = I_{3c}$ . В этом режиме оба транзистора находятся в выключенном состоянии, сопротивление между выводами  $A$  и  $K$ , которое определяется сопротивлением перехода  $J_2$ , включенного в обратном направлении, будет большое (сотни килоом), что соответствует *закрытому* (непроводящему) состоянию полупроводникового прибора с четырехслойной структурой.

Существуют два основных способа увеличения коэффициента  $a$ , получивших наибольшее распространение в практике. Известно, что значение коэффициента передачи тока эмиттера в кремниевых транзисторах существенно зависит от тока эмиттера, а также от напряжения между коллектором и эмиттером. На рис. 2 показаны примерные зависимости коэффициента  $a$  от напряжения коллектор — эмиттер (при токе базы, равном нулю) и от тока эмиттера кремниевого транзистора. При токах эмиттера, не превышающих долей миллиампера, значение  $a$  мало — менее 0,1. Оба способа воздействия на коэффициенты  $a_1$  и  $a_2$  используются для включения полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой.



**Рис. 2. Примерные зависимости коэффициента  $a$  от напряжения коллектор — эмиттер  $U_{кз}$  (а) и от тока эмиттера  $I_3$  (б) у кремниевого транзистора**

Вначале рассмотрим способ открывания прибора путем повышения напряжения, приложенного к выводам анод — катод (рис. 1, а, в), полагая ток управляющего электрода  $I_y$  равным нулю. Начнем постепенно увеличивать напряжение  $U_{кз}$ , а тем самым и напряжения, действующие между коллектором и эмиттером у каждого из составляющих транзисторов (рис. 1, с). Сначала ток через прибор остается практически неизменным, так как токи составляющих транзисторов и ток  $I_{K0}$  почти не возрастают, поскольку коллекторный переход  $J_2$  продолжает оставаться включенным в обратном направлении, а коэффициенты  $a_1$  и  $a_2$  по-прежнему много меньше единицы (рис. 2, а). При дальнейшем повышении напряжения и по мере приближения его к пробивному напряжению перехода  $J_2$  начинают увеличиваться токи составляющих транзисторов, ток  $I_{K0}$ , а следовательно, и коэффициенты  $a_1$  и  $a_2$ . При некотором значении напряжения на приборе, которое называется напряжением переключения  $U_{прк}$ , происходит пробой перехода  $J_2$ , сопровождающийся лавинообразным нарастанием токов обоих составляющих транзисторов и тока через прибор.

При напряжениях, достаточно близких к напряжению лавинного пробоя коллекторного перехода  $J_2$ , следует учитывать эффект умножения носителей зарядов (дырок и электронов) при прохождении ими обратно включенного перехода  $J_2$ . Для упрощения можно предположить, что коэффициенты лавинного умножения дырок  $M_p$  и электронов  $M_n$  одинаковы:  $M_p = M_n = M$ . С учетом этого явления ток через коллекторный переход

$$I_{J2} = M(\alpha_1 I_{Э1} + \alpha_2 I_{Э2} + I_{K0}),$$

а уравнение (1) принимает вид

$$I = \frac{MI_{K0}}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)}, \quad (1a)$$

где  $M$  — коэффициент лавинного умножения носителей зарядов, который является функцией напряжения, приложенного к переходу  $J_2$ .

При напряжениях, подаваемых на прибор, пока коллекторный переход  $J_2$  остается включенным в обратном направлении, умножение зарядов отсутствует, т. е.  $M=1$ . Однако при приближении этого напряжения к значению  $U_{прк}$  в коллекторном переходе начинает проявляться процесс ударной ионизации атомов, происходит образование дополнительных носителей и коэффициент  $M$  становится больше единицы.

Лавинное нарастание тока через  $p-n-p-n$  структуру начинается при напряжении, которое обеспечивает выполнение равенства  $M(a_1+a_2) = 1$ . При этом условия оба составляющих транзистора переходят в режим насыщения, сопротивление между выводами  $A$  и  $K$  прибора падает до нескольких ом, что соответствует сопротивлению трех последовательно соединенных  $p-n$  переходов, включенных в прямом направлении. Ток через прибор, который называется током в открытом состоянии (прямой или анодный ток), практически ограничивается лишь сопротивлением внешней цепи  $R$  (рис. 1, а, в), а падение напряжения на приборе, которое называется напряжением в открытом состоянии  $U_{oc}$ , составляет единицы вольт. Такой режим соответствует *открытому* (проводящему) состоянию прибора с четырехслойной структурой.

Следует заметить, что при переходе составляющих транзисторов в режим насыщения напряжения их коллекторных переходов становятся примерно равными нулю, и если в момент переключения коэффициент  $M > 1$ , то после переключения он становится равным единице.

Открытое состояние полупроводникового прибора с четырехслойной структурой сохраняется, пока через него протекает ток, обеспечивающий выполнение равенства  $a_1 + a_2 = 1$  при малом значении напряжения на приборе. Наименьшее значение этого тока называется удерживающим током  $I_{уд}$ .

Второй способ переключения приборов из закрытого состояния в открытое основан на том, что в кремниевых транзисторах коэффициент  $a$  в сильной степени зависит от тока эмиттера (рис. 2, б) и быстро возрастает при увеличении этого тока. На эмиттерный ток транзистора можно воздействовать током базы; поэтому полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой можно перевести в открытое состояние, если пропустить ток в цепи базы одного из составляющих транзисторов, что приведет к увеличению тока эмиттера и соответственно коэффициента  $a$  этого транзистора. Этот способ применяется для открывания трехэлектродных приборов. В дальнейшем мы будем рассматривать только такие трехэлектродные полупроводниковые приборы, у которых вывод управляющего электрода сделан из внутренней  $p$ -области структуры ( $p$  — база транзистора  $VT_2$  на рис. 1, б, в). В этом случае для включения прибора ток управляющего электрода  $I_y$ , подаваемый от дополнительного внешнего источника, должен иметь направление, соответствующее направлению тока базы транзистора  $n-p-n(VT_2)$ , т. е. втекать в базу (рис. 1, 0).

С учетом управляющего тока  $I_y$  ток, протекающий через средний коллекторный переход  $J_2$ , будет

$$I_{J2} = \alpha_1 I_{\Phi 1} + \alpha_2 I_{\Phi 2} + I_{K0} + \alpha_2 I_y,$$

и тогда уравнение (1) для тока через прибор несколько изменится:

$$I = \frac{I_{K0} + \alpha_2 I_y}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (16)$$

Рассмотрим процесс включения трехэлектродного прибора, между анодом и катодом которого действует напряжение  $U_{пит}$ , которое меньше, чем напряжение переключения, а в цепь управляющего электрода от внешнего источника подан ток  $I_y$  (рис. 1, в).

Механизм включения полупроводникового прибора с четырехслойной структурой посредством тока  $I_y$  можно пояснить, используя двухтранзисторную схему замещения (рис. 1, б, в). Протекая в цепи база — эмиттер транзистора  $VT_2$ , ток  $I_y$  увеличивает эмиттерный и коллекторный токи этого транзистора и тем самым — коэффициент  $a_2$ . Однако коллекторный ток транзистора  $VT_2$  является базовым током второго транзистора и, протекая в цепи базы транзистора  $VT_1$ , открывает последний. Эмиттерный и коллекторный токи транзистора  $VT_1$  возрастают, растет и коэффициент  $a_1$ . Коллекторный ток  $VT_1$ , протекая в цепи базы транзистора  $VT_2$  и складываясь с током управляющего электрода  $I_y$ , приводит к дальнейшему росту эмиттерного и коллекторного токов транзистора  $VT_2$ . Таким образом, благодаря действию внутренней положительной обратной связи по току создаются условия для лавинного нарастания тока через  $p-n-p-n$  структуру (16) и прибор переключается в открытое состояние. Следует обратить внимание на то, что ток управляющего электрода  $I_y$  позволяет увеличить коэффициент  $a_2$  и таким образом начать процесс лавинообразного нарастания тока через  $p-n-p-n$  структуру независимо от значения напряжения  $U_{пит}$ , действующего между анодом и катодом прибора.

После включения прибора управляющий ток может быть сделан равным нулю. При этом благодаря действию положительной обратной связи составляющие транзисторы  $VT_1$  и  $VT_2$  останутся в режиме насыщения, ибо ток базы, необходимый для насыщения каждого из транзисторов, обеспечивается коллекторным током дополняющего транзистора. В этом состоит принципиальное различие между полупроводниковыми приборами с четырехслойной  $p-n-p-n$  структурой и транзисторами (последние сохраняют открытое состояние, пока цепь базы питается током от какого-либо внешнего источника). Как и при первом способе отпираания, прибор остается в открытом состоянии, пока протекающий через него ток обеспечивает выполнение условия  $a_1 + a_2 \gg 1$ .

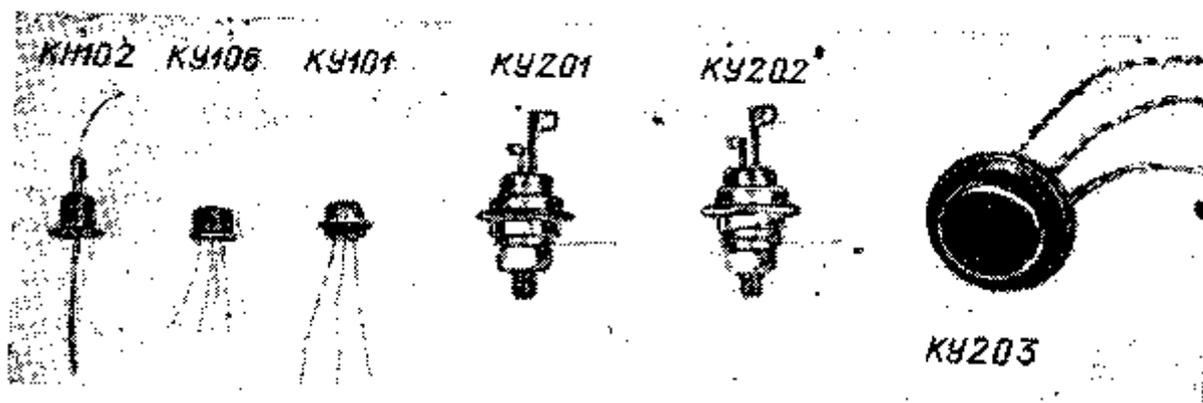
Оба рассмотренных способа увеличения коэффициентов  $a$  используются на практике для переключения из закрытого состояния в открытое полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой. Первый способ — для переключения двухэлектродных приборов (динисторов), второй — для включения трехэлектродных приборов (тринисторов). При любом способе отпираания время перехода приборов из закрытого состояния в открытое составляет единицы микросекунд.

Открытый полупроводниковый прибор можно вновь перевести в закрытое состояние, если уменьшить протекающий через него ток так, чтобы стало выполняться условие  $(a_1 + a_2) < 1$ , или просто на короткое время разомкнуть внешнюю цепь, сделав прямой ток равным нулю.

Обратимся теперь к случаю, когда к аноду полупроводникового прибора с четырехслойной структурой приложено относительно небольшое напряжение обратной полярности, так называемое обратное напряжение (плюс к катоду, минус к аноду), а ток в цепи управляющего электрода равен нулю. При подаче напряжения обратной полярности оба крайних (эмиттерных) перехода  $J_1$  и  $J_3$  четырехслойной полупроводниковой структуры включаются в обратном, а средний (коллекторный) переход  $J_2$  — в прямом направлениях. Обычно переход  $J_3$  обладает очень слабой запирающей способностью, и поэтому все напряжение внешнего источника практически оказывается приложенным к переходу  $J_1$ . При этом через прибор и во внешней цепи будет протекать небольшой ток перехода  $J_1$ , включенного в обратном направлении, который называется обратным током  $I_{обр}$ .

Если увеличивать обратное напряжение, то при некотором его значении произойдет электрический пробой перехода  $J_1$ , что может привести к разрушению прибора. Обратное напряжение для полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой строго ограничивается по значению, а для некоторых типов приборов оно вообще недопустимо.

Итак, механизм действия полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой (тиристоров) имеет резко выраженный ключевой характер. Приборы могут находиться только в одном из двух устойчивых состояний: «Закрото» и «Открито». Эта особенность приборов отражена в их названии: «тира» — по-гречески означает дверь.



**Рис. 3. Общий вид динистора типа КН102, тринисторов типов КУ101, КУ201, КУ202, КУ203 и гибридного тиристора КУ106**

Полупроводниковые приборы с четырехслойной  $p-n-p-n$  структурой изготавливаются из кремния, что обусловлено, во-первых, сильной зависимостью в кремниевой структуре коэффициентов  $\alpha$  от протекающего тока, во-вторых, возможностью получить  $p-n$  переходы на более высокие пробивные напряжения по сравнению с германиевыми структурами и, в-третьих, более высокой допустимой рабочей температурой.

Каждый полупроводниковый прибор монтируется в герметичном металлическом корпусе, предохраняющем его от внешних воздействий. Динисторы и триисторы малой мощности имеют проволочные выводы электродов и выпускаются в корпусах, аналогичных соответственно корпусам выпрямительных диодов и транзисторов средней мощности (рис. 3). Тринисторы средней мощности выпускаются в специальных корпусах, в которых поверхность монокристалла с проводимостью  $p$ -типа припаяна к медному основанию корпуса, служащего анодом прибора. Корпус имеет болт (анодный вывод) для крепления к радиатору, который обеспечивает отвод тепла, выделяющегося в полупроводниковой структуре при работе прибора. Выводы катода и управляющего электрода — жесткого-типа и сделаны через керамический изолятор в верхней части корпуса.

Отечественной промышленностью выпускаются разнообразные полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой (главным образом тринисторы), охватывающие широкий диапазон напряжений и токов. Внешний вид динистора, и некоторых типов тринисторов малой и средней мощностей отечественного производства показан на рис. 3.

Динисторам и тринисторам малой и средней мощностей присваиваются обозначения, состоящие из следующих элементов.

Первый элемент обозначения — буква К (или цифра 2) определяет, что исходным полупроводниковым материалом, из которого изготовлен прибор, служит кремний.

Второй элемент обозначения — буква, указывающая подкласс прибора: Н — тиристоры диодные (динисторы), У — тиристоры триодные (тринисторы).

Третий элемент обозначения — цифра, определяющая мощность прибора. Диодные и триодные тиристоры малой мощности (с допустимым значением постоянного тока в открытом состоянии не более 0,3 А) обозначаются цифрой 1, а приборы средней мощности (с допустимым значением постоянного тока в открытом состоянии от 0,3 до 10 А) — цифрой 2.

Четвертый и пятый элементы обозначения — число от 01 до 99 определяет порядковый номер разработки прибора.

Шестой элемент обозначения — буква русского алфавита от А до Я, указывающая параметрическую группу

в данном подклассе приборов.

Примеры обозначения: КН102А — диностор малой мощности, КУ101Е — три-ностор малой мощности, КУ201Л — тринистор средней мощности.

В радиолубительской практике наибольшее применение находят диносторы типа КН102, тринисторы типов КУ101, КУ201 и КУ202 с различными буквенными индексами. Могут встретиться устаревшие и снятые с производства приборы, имеющие обозначения: диносторы Д227, Д228 и тринисторы Д235, Д238: Основные параметры приборов Д227 и Д228 аналогичны или близки соответствующим параметрам диносторов типа КН102. Приборы типов Д235 и Д238 по значению прямого тока (постоянного я импульсного), а также по допустимой рассеиваемой мощности эквивалентны тринисторам типов КУ201 и КУ202 соответственно, однако максимальное прямое напряжение для приборов типа Д235 не превышает 100 В, а для приборов Д238 150 В.

Условные графические обозначения диносторов и три-носторов на электрических схемах показаны на рис. 4 (ГОСТ 2.730 — 73\*).

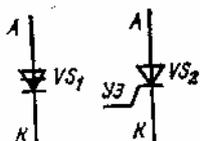


Рис. 4. Условные графические обозначения диностора  $VS_1$  и тринистора  $VS_2$  на электрических схемах

## 2. Вольт-амперные характеристики диодных и триодных тиристоров

Режим работы диносторов и тринисторов хорошо иллюстрируется их статическими вольт-амперными характеристиками, из которых можно получить представление об основных параметрах этих приборов. На рис. 5,а приведена типовая вольт-амперная характеристика диностора. Здесь по горизонтальной оси отложено напряжение  $V$  между его анодом и катодом (анодное напряжение), а по вертикальной — ток  $I$ , протекающий через прибор. Область характеристики при положительных анодных напряжениях образует прямую ветвь, а при отрицательных — обратную ветвь характеристики. На характеристике можно выделить четыре участка, обозначенные на рис. 5,а арабскими цифрами, каждый из которых соответствует особому состоянию четырехслойной полупроводниковой структуры.

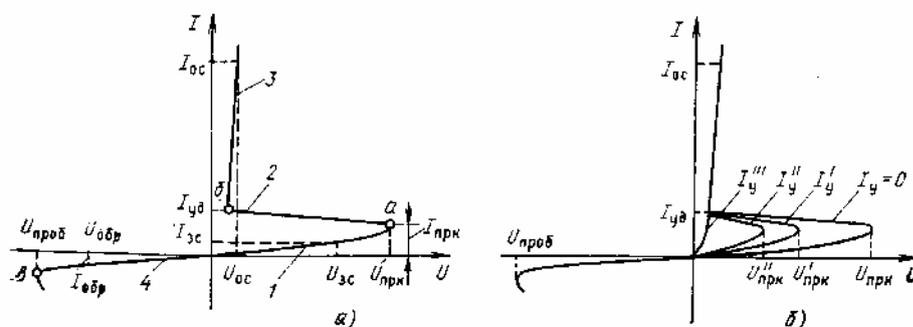


Рис. 5. Статические вольт-амперные характеристики диностора (а) и тринистора (б)

Участок 1 характеристики соответствует закрытому состоянию (в прямом направлении) диностора. На этом участке сумма коэффициентов  $(a_1 + a_2) < 1$  и через диностор протекает небольшой ток  $I_{зс}$  — ток прибора в закрытом состоянии. В закрытом состоянии сопротивление промежутка анод — катод прибора велико и обратно пропорционально значению тока  $I_{зс}$ . В пределах участка 1 увеличение анодного напряжения мало влияет на ток, пока не будет достигнуто напряжение (точка  $a$  характеристики), при котором в четырехслойной полупроводниковой структуре наступает лавинообразный процесс нарастания тока, и диностор переключается в открытое состояние. Прямое напряжение, соответствующее точке  $a$  характеристики, называется напряжением переключения  $U_{прк}$ , а ток, протекающий при этом через прибор, — током переключения  $I_{прк}$  [параметры режима, при которых  $M(a_1 + a_2) = 1$ ].

В процессе переключения диностора в открытое состояние незначительное увеличение тока сопровождается быстрым уменьшением напряжения на аноде прибора (участок 2), так как составляющие транзисторы переходят в режим-насыщения (рис. 1,6,0). Сопротивление диностора в пределах участка 2 становится отрицательным. Причину этого можно пояснить следующим образом. Произведение  $M(a_1 + a_2)$  в процессе переключения не может становиться больше единицы, поскольку ток через диностор не меняет своего направления [см. равенство (1а)]. Таким образом, возрастание суммы  $a_1 + a_2$  должно сопровождаться снижением значения коэффициента умножения  $M$ , что возможно лишь при уменьшении напряжения на

коллекторном переходе  $J_2$ , т. е. на аноде динистора.

Участок 3 вольт-амперной характеристики соответствует открытому состоянию прибора. В пределах этого участка все три  $p$ - $n$  перехода полупроводниковой структуры включены в прямом направлении и относительно малое напряжение, приложенное к прибору, может создать большой ток  $I_{oc}$  в открытом состоянии, который при данном напряжении источника питания практически определяется только сопротивлением внешней цепи. Падение напряжения на открытом приборе — напряжение в открытом состоянии  $U_{oc}$ , как и у обычного диода, незначительно зависит от прямого тока. Что касается значения наибольшего постоянного тока, который может пропускать прибор в этом режиме, то, как обычно в полупроводниковых структурах, он определяется площадью  $p$ - $n$  перехода и условиями охлаждения прибора.

Динистор сохраняет открытое состояние, пока прямой ток  $I_{пр}$  будет больше некоторого минимального значения — удерживающего тока  $I_{уд}$  (точка  $b$  на характеристике). При снижении тока до значения  $I_{пр} < I_{уд}$  динистор скачком возвратится в закрытое состояние.

Таким образом, динистор может находиться в одном из двух устойчивых состояний. Первое (участок 1) характеризуется большим напряжением на приборе ( $U_{зс}$ ) и незначительным током ( $I_{зс}$ ), протекающим через него, а второе (участок 5) — малым напряжением на приборе ( $U_{oc}$ ) и большим током ( $I_{oc}$ ). Рабочая точка на участке 2 вольт-амперной характеристики находиться не может.

Участок 4 характеризует собой режим динистора, когда к его электродам приложено напряжение обратной полярности  $U_{обр}$  (плюс к катоду, минус к аноду), — непроводящее состояние в обратном направлении. Как отмечалось в § 1, режим полупроводникового прибора с четырехслойной структурой при подаче напряжения обратной полярности определяется запирающими свойствами  $p$ - $n$  перехода  $J_1$  (рис. 1,а). Таким образом, обратная ветвь вольт-амперной характеристики фактически определяет режим перехода  $J_1$ , включенного в обратном направлении, и имеет такой же вид, как и обратная ветвь характеристики обычного кремниевого диода. Обратный ток  $I_{обр}$  мал и примерно равен току в закрытом состоянии. Если увеличивать (по абсолютному значению) напряжение  $U_{обр}$ , то при некотором его значении  $U_{проб}$ , называемым обратным напряжением пробоя (точка  $e$  на участке 4), наступает пробой перехода  $J_1$ , который может привести к разрушению прибора. Поэтому подавать на полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой даже на короткое время обратное напряжение, близкое к  $U_{проб}$ , недопустимо. Наибольшее обратное напряжение, которое может выдерживать прибор, указывается в его паспортных данных и при эксплуатации не должно превышать.

Рассмотрим теперь семейство статических вольт-амперных характеристик тринистора, изображенное на рис. 5,6. Изменяемым параметром семейства является значение тока  $I_y$  в цепи управляющего электрода.

Вольт-амперная характеристика при токе  $I_y = 0$ , по существу, представляет собой характеристику динистора и обладает всеми особенностями, рассмотренными выше. При подаче управляющего тока и его последующем увеличении ( $I''_y > I''_y > I''_y > 0$ ) участки 1 и 2 характеристики укорачиваются, а напряжение переключения снижается ( $U''_{арн} < U''_{прк} < U_{прк}$ ). Каждая характеристика, соответствующая большему току  $I_y$ , располагается внутри предшествующей. Наконец, при некотором значении управляющего тока  $I''_y$  вольт-амперная характеристика тринистора вообще «спрямляется» и становится подобной прямой ветви характеристики обычного кремниевого диода (рис. 5,6). Соответствующее значение управляющего тока называется отпирающим током управления  $I''_y = I_{y.от}$ . Физически это означает, что при токе управления  $I_y > I_{y.от}$  сумма ( $a_1 + a_2$ ) = 1 и средний переход  $J_2$  полупроводниковой четырехслойной структуры тринистора всегда оказывается в режиме насыщения. Следовательно, при подаче такого тока управления тринистор переключается из закрытого состояния в открытое при любом значении прямого (анодного) напряжения, находящегося в пределах  $0 < U_{пр} < U_{86}$ .

Управляющий электрод тринистора выполняет роль своеобразного «поджигающего» электрода (аналогично действию сетки в тиратроне). Причем управляющее действие этого электрода проявляется лишь в момент включения тринистора: закрыть прибор или изменить значение тока, протекающего через открытый прибор, изменяя ток управления, невозможно. (Исключение составляет специальный тип приборов — запираемые тиристоры, которые открываются положительным, а закрываются отрицательным сигналами на управляющем электроде [2].)

Выключить открытый тринистор можно, как и динистор, только сделав прямой ток меньше значения удерживающего тока  $I_{уд}$  (рис. 5,6).

Способ открывания тринисторов током управляющего электрода имеет существенные достоинства, так как позволяет коммутировать большие мощности в нагрузке маломощным управляющим сигналом (коэффициент усиления по мощности составляет примерно  $5 \cdot 10^2 \dots 2 \cdot 10^3$ ).

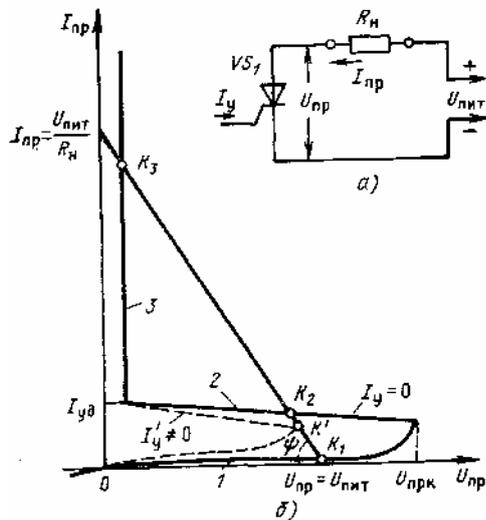
Важной особенностью почти всех типов полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой является их способность работать в импульсных режимах с токами, значительно превышающими допустимые постоянные токи в открытом состоянии. Так, например, динисторы КН102 при постоянном токе не более 0,2 А допускают импульсный ток до 10 А, тринисторы типов КУ203 и КУ216 способны пропускать импульсные токи до 100 А при допустимом постоянном токе 5 А и т. д.

При описании принципов работы ключевых устройств на динисторах и три-нисторах, кроме статических вольт-амперных характеристик приборов (рис. 5), пользуются и нагрузочными характеристиками. Применительно к устройствам с динисторами и тринисторами нагрузочная характеристика (нагрузочная прямая или линия нагрузки) отражает зависимость прямого тока  $I_{пр}$  от напряжения на аноде прибора  $U_{ап}$  при наличии в анодной цепи сопротивления нагрузки  $R_n$  (рис. 6,а). Ее аналитическое выражение

$$I_{np} = \frac{U_{пит}}{R_H} - \frac{U_{np}}{R_H}$$

получают на основании второго закона Кирхгофа.

Нетрудно заметить, что это действительно уравнение прямой линии, отсекающей на осях координат отрезки  $U_{np} = U_{пит}$  при  $I_{np} = 0$  и  $I_{np} = U_{пит}/R_H$  при  $U_{np} = 0$ .



**Рис. 6. Схема тристора с анодной нагрузкой в цепи постоянного тока (а) и нагрузочная характеристика (б)**

На рис. 6,б нагрузочная прямая изображена совместно с вольт-амперной характеристикой тристора. Угол наклона линии нагрузки  $\gamma$ ) прямо пропорционален значению  $\text{arctg } 1/R_H$  и зависит от сопротивления нагрузки  $R_H$ . Для нормальной работы ключевых устройств нагрузочная прямая должна пересекаться со всеми тремя участками прямой ветви вольт-амперной характеристики тристора (или динистора), что обеспечивается соответствующим выбором напряжения источника питания и сопротивления анодной нагрузки. На рис. 6,б линия нагрузки пересекается с вольт-амперной характеристикой, соответствующей току управляющего электрода  $I_y = 0$  в точках  $K_1$ ,  $K_2$  и  $K_3$ . Точка  $K_1$  расположена на участке 1, характеризует устойчивое состояние устройства (рис. 6,а) в режиме «Выключено», когда тристор закрыт. Точка  $K_3$ , расположенная на участке 3, характеризует устойчивое состояние в режиме «Включено» — тристор открыт. Наконец, точка  $K_2$  на участке 2 соответствует неустойчивому состоянию устройства, в котором оно находиться не может, и поэтому переходит в одно из двух устойчивых состояний. На рис. 6,б показано, что для открывания тристора при напряжении источника питания  $U_{пит}$  в цепь управляющего электрода необходимо подать ток  $I_y > I_{y,от}$ . При управляющем токе  $I_y$  участок 1 вольт-амперной характеристики укорачивается и в точке  $K'$  касается линии нагрузки. Вследствие неустойчивости этой точки тристор скачком переключается в открытое состояние, определяемое устойчивой точкой  $K_3$ . В практических устройствах для открывания тристора обычно выбирают ток управляющего электрода равным  $I_y > I_{y,от}$ , при этом вольт-амперная характеристика прибора спрямляется (рис. 5,6), что гарантирует устойчивое включение прибора независимо от значения напряжения  $U_{пит}$ .

Если сопротивление анодной нагрузки  $R_H$  увеличивать, то угол наклона линии нагрузки  $\gamma$  уменьшается, а рабочая точка  $K_3$  смещается вниз по участку 3 вольт-амперной характеристики прибора и в конце концов вообще выйдет за пределы этого участка. При таком сопротивлении анодной нагрузки прямой ток становится меньше значения удерживающего тока, и тристор (или динистор) вновь возвратится в закрытое состояние.

Переход прибора из одного устойчивого состояния в другое всегда происходит при кратковременном пересечении нагрузочной прямой с вольт-амперной характеристикой в одной точке противоположного состояния.

### 3. Основные электрические параметры приборов

Терминология, относящаяся к электрическим параметрам тиристорных устройств, существенно отличается от терминологии, принятой в транзисторной технике. Определения и буквенные обозначения электрических параметров тиристорных устройств устанавливаются ГОСТ 20332 — 84.

Электрические параметры тиристорных устройств можно разделить на две группы: первая характеризует пребывание приборов в одном из устойчивых состояний — закрытом или открытом, вторая — процесс переключения из одного какого-либо устойчивого состояния в другое. Рассмотрим некоторые основные параметры, которые непосредственно связаны с использованием приборов в радиолюбительской практике.

Для лучшего понимания физической сущности параметров первой группы удобно воспользоваться

статическими вольт-амперными характеристиками тиристоров (рис. 5).

1. Постоянное напряжение в закрытом состоянии ( $U_{3c}$  — наибольшее прямое напряжение, которое длительное время может быть приложено к прибору и при котором он находится в закрытом состоянии, т. е. сохраняет состояние высокого сопротивления).

2. Постоянный ток в закрытом состоянии  $I_{3c}$  — ток в закрытом состоянии при определенном прямом напряжении (обычно при напряжении  $u_{3c}$ ).

3. Импульсное неповторяющееся напряжение в закрытом состоянии  $U_{3c,ип}$  — наибольшее мгновенное значение любого неповторяющегося напряжения на аноде тиристора, не вызывающее его переключение из закрытого состояния в открытое.

4. Постоянное обратное напряжение  $U_{обр}$  — наибольшее напряжение, которое длительное время может быть приложено к прибору в обратном направлении и при котором он сохраняет состояние высокого сопротивления.

5. Постоянный обратный ток  $I_{обр}$  — обратный анодный ток при определенном обратном напряжении (обычно при напряжении  $U_{обр}$ ).

Значения  $U_{ac}$ ,  $I_{3c}$ ,  $U_{обр}$  и  $I_{обр}$  в справочных данных указываются для определенной (обычно максимально допустимой) температуры окружающей среды, в которой работает прибор.

6. Обратное напряжение пробоя  $U_{проб}$  — обратное напряжение на приборе, при котором обратный ток через прибор становится больше допустимого значения (точка *в* на рис. 5,а).

7. Напряжение переключения  $U_{прк}$  — прямое напряжение, соответствующее точке перегиба вольт-амперной характеристики (точка *а* на рис. 5,а).

8. Ток переключения  $I_{прк}$  — ток через прибор в момент переключения. Параметры  $U_{прк}$  и  $I_{прк}$  указываются только для динисторов.

9- Удерживающий ток  $I_{уд}$  — наименьший прямой ток, который необходим для поддержания прибора в открытом состоянии (точка *б* на рис. 5,а).

10. Напряжение в открытом состоянии  $U_{oc}$  — падение напряжения на приборе, обусловленное током в открытом состоянии.

11. Ток в открытом состоянии  $I_{oc}$  — наибольшее значение постоянного тока в открытом состоянии.

12. Повторяющийся импульсный ток в открытом состоянии  $I_{oc,и}$  — наибольшая амплитуда периодически повторяющихся импульсов тока в открытом состоянии с определенной длительностью и скважностью.

13. Импульсное отпирающее напряжение  $U_{от,и}$  — наименьшая амплитуда импульса прямого напряжения с определенной длительностью фронта, обеспечивающая переключение динистора из закрытого состояния в открытое.

14. Постоянный отпирающий ток управления  $I_{y,от}$  — наименьший постоянный ток управляющего электрода, необходимый для переключения тринистора из закрытого состояния в открытое.

15. Постоянное отпирающее напряжение управления  $U_{y,01}$  — напряжение между управляющим электродом и катодом тринистора, соответствующее постоянному отпирающему току управления (измеряется непосредственно перед моментом отпирающего прибора).

16. Импульсный отпирающий ток управления  $I_{y,от,и}$  — наименьшая амплитуда импульса тока управляющего электрода (с определенной длительностью), при которой обеспечивается переключение тринистора из закрытого состояния в открытое.

17. Импульсное отпирающее напряжение управления  $U_{y,от,и}$  — значение амплитуды импульса напряжения на управляющем электроде (с определенной длительностью), соответствующее импульсному отпирающему току управления.

18. Неотпирающее постоянное напряжение управления  $U_{y,нот}$  — наибольшее постоянное напряжение на управляющем электроде, не вызывающее переключение тринистора из закрытого состояния в открытое.

19. Неотпирающий постоянный ток управления  $I_{y,нот}$  — наибольший постоянный ток в цепи управляющего электрода тринистора, не вызывающий его переключение из закрытого состояния в открытое.

20. Средняя рассеиваемая мощность  $P_{cp}$  — сумма всех средних мощностей, рассеиваемых тиристором (указывается при определенной температуре окружающей среды или корпуса прибора).

Основные параметры, характеризующие процессы переключения (коммутации) динисторов и тринисторов из закрытого состояния в открытое и наоборот, следующие.

1. Время включения (динистора)  $t_{вкл}$  — интервал времени между моментом, соответствующим уровню 0,1 амплитуды импульсного отпирающего напряжения, в моментом, когда прямой ток увеличивается до 0,9 его значения в открытом состоянии.

2. Время включения тринистора по управляющему электроду  $t_{y,вкл}$  — интервал времени между моментом, соответствующим уровню 0,1 амплитуды отпирающего импульса тока управления, и моментом, когда прямой ток увеличивается до 0,9 его значения в открытом состоянии.

3. Время выключения  $t_{выкл}$  — наименьший интервал времени между моментом, когда прямой ток уменьшается до нуля (при переключении прибора из открытого состояния в закрытое), и моментом, когда повторно поданное прямое напряжение не возвращает прибор в открытое состояние.

4. Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии  $(du_{3c}/dt)_{кр}$  — наибольшее значение скорости нарастания прямого напряжения, которое не вызывает переключения прибора из закрытого состояния в открытое.

5. Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии  $(di_{oc}/dt)_{кр}$  — наибольшее значение скорости

нарастания прямого (анодного) тока в процессе отпирания, при которой тринистор остается в рабочем состоянии.

Тиристоры рассчитаны для работы в достаточно широком диапазоне температур окружающей среды. Например, динисторы типа КН102 — на интервал рабочих температур от — 40 до +70° С, тринисторы КУ101 — от — 55 до +85° С, КУ104 и КУПО — от — 40 до +85°С, КУ201 и КУ202 — от -55 до +70°С, КУ203 — от — 60 до +120° С. Однако некоторые параметры тиристоров, как и других полупроводниковых приборов, несколько меняются в диапазоне температур. Характер изменения у всех типов тиристоров одинаков, и эти закономерности полезно знать при практическом использовании приборов.

С повышением температуры окружающей среды несколько возрастают ток в закрытом состоянии и обратный ток, что приводит к некоторому снижению напряжения переключения и обратного пробивного напряжения, соответственно уменьшается значение удерживающего тока. При отрицательных температурах увеличивается минимальное значение отпирающего тока управления, а также время включения по управляющему электроду тринистора, несколько возрастает напряжение приборов в открытом состоянии.

Параметры динисторов типа КН102, а также некоторых типов тринисторов малой и средней мощностей, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в приложении. Данные других типов тринисторов читатель может найти в справочниках [3, 4].

Параметры тиристоров, приводимые в справочных данных, позволяют произвести выбор прибора в зависимости от статических и коммутационных характеристик устройства, для которого он предназначен. При этом следует иметь в виду, что использование тиристоров при напряжениях и токах, равных предельно допустимым значениям, нежелательно, так как в этом случае любые случайные колебания режима работы устройств могут привести к повреждению приборов.

## Глава 2

# СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ДИОДНЫМИ И ТРИОДНЫМИ ТИРИСТОРАМИ

### 4. Общие замечания

В большинстве устройств динисторы и тринисторы фактически выполняют функции двухпозиционных переключателей, которые характеризуются большим сопротивлением в закрытом и малым — в открытом состояниях. Основные требования, предъявляемые к приборам в таких устройствах: надежность сохранения закрытого или открытого состояния и быстрый переход из одного состояния в другое при подаче переключающих (управляющих) сигналов.

В тех устройствах, для которых время коммутации не имеет решающего значения, управление динисторами и тринисторами осуществляется выключателями, кнопками, контактами реле и т. д. В различных импульсных устройствах переключение приборов производится посредством коммутирующих импульсов с достаточно крутым фронтом.

Прежде чем рассмотреть способы управления приборами, отметим основные положения, общие как для динисторов, так и для тринисторов.

Если прибор относительно продолжительное время находится в закрытом состоянии под прямым напряжением, то такой режим называется ждущим. Для надежного сохранения закрытого состояния в ждущем режиме прямое (анодное) напряжение на динисторе или тринисторе (напряжение источника питания  $U_{\text{пит}}$ ) должно быть

$$U_{\text{пит}} < U_{3c}, \quad (2)$$

где  $U_{3c}$  — наибольшее постоянное прямое напряжение (приводится в справочных данных), при котором гарантируется длительное пребывание прибора в закрытом состоянии.

Значение  $U_{3c}$  в справочных данных указывается для определенной положительной температуры окружающей среды.

Если закрытый динистор или тринистор подвержен действию наводок, бросков (всплесков) напряжения такой полярности, что прямое напряжение на нем возрастает, то исходное напряжение источника питания должно соответствовать условию

$$U_{\text{пит}} + U_{\text{ном}} < U_{3c.\text{нп}}$$

где  $U_{\text{ном}}$  — напряжение помехи, возникающее на приборе;  $U_{3c.\text{нп}}$  — наибольшее мгновенное значение неповторяющегося напряжения на аноде прибора, не вызывающее его переключение.

Вообще, для повышения надежности условие (2) целесообразно выполнять с некоторым запасом; так, если принять  $U_{\text{пит}} = 0,7 U_{3c}$ , то надежность увеличится в несколько раз [3]. Необходимо отметить, что в ждущем режиме через полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой, а следовательно, и во внешней цепи протекает ток закрытого состояния прибора  $I_{3c}$ , нагружающий источник питания.

После кратковременной подачи включающего сигнала тиристор останется в проводящем состоянии, если прямой (анодный) ток  $I_{пр}$  будет *больше* удерживающего тока  $I_{уд}$ , т. е. условием сохранения открытого состояния прибора является неравенство

$$I_{пр} > I_{уд} \quad (3)$$

Ток через прибор при данном напряжении источника питания  $U_{пит}$  практически определяется сопротивлением анодной нагрузки  $R_H$ :

$$I_{пр} = I_H = (U_{пит} - U_{ос}) / R_H = U_{пит} / R_H, \quad (4)$$

где  $U_{ос}$  — падение напряжения на открытом приборе; обычно  $U_{ос} < U_{пит}$ .

Значение удерживающего тока используемого типа динистора или тринистора ограничивает максимальное сопротивление анодной нагрузки  $R_{H \max}$ , при которой прибор может находиться в открытом состоянии. Действительно, используя неравенство (3), получаем

$$R_{H \max} < (U_{пит} - U_{ос}) / I_{уд}$$

Приборы малой мощности имеют удерживающий ток 1 ... 25 мА, а приборы средней мощности 100... 300 мА.

Итак, для длительного пребывания тиристора в открытом состоянии максимальный постоянный ток нагрузки  $I_{H \max}$  не должен превышать значение допустимого постоянного тока прибора в открытом состоянии  $I_{ос}$ , а минимальный ток нагрузки  $I_{H \min}$  быть больше удерживающего тока, т. е.

$$I_{H \max} < I_{ос}; \quad I_{H \min} > I_{уд} \quad (5)$$

Для выключения динистора или тринистора необходимо каким-либо способом кратковременно снизить прямой (анодный) ток до значения *меньшего*, чем значение удерживающего тока, т. е. выполнить условие

$$I_{пр} < I_{уд} \quad (6)$$

В момент выключения тринистора ток управляющего электрода должен быть равным нулю.

## 5. Включение диодных тиристор

Прямое напряжение (напряжение источника питания  $U_{пит}$ ) на закрытом динисторе в общем случае выбирается из условия (2). Обычно для этих приборов паспортное значение  $U_{зс}$  соответствует  $U_{зс} = 0,5 U_{прк}$ .

Переключение динистора из закрытого состояния в открытое производится по *аноду*, т. е. необходимо тем или иным способом увеличить прямое напряжение так, чтобы оно превысило напряжение переключения:

$$U_{пр} > U_{прк}$$

Следует иметь в виду, что значение напряжения  $U_{прк}$  для динисторов одной и той же группы может существенно (в 1,5... 2 раза) отличаться от одного образца прибора к другому.

Наиболее часто динисторы используются в устройствах, где их переключение производится импульсами напряжения соответствующей полярности. В связи с этим в справочных данных динисторов обычно вместо значения  $U_{прк}$  приводится амплитуда импульсного отпирающего напряжения  $U_{от-и}$ , при которой гарантируется выполнение условия

$$U_{пит} + U_{от-и} > U_{прк}$$

и, следовательно, надежное переключение данного типа динистора независимо от значения напряжения  $U_{пит}$ , выбранного из условия (2).

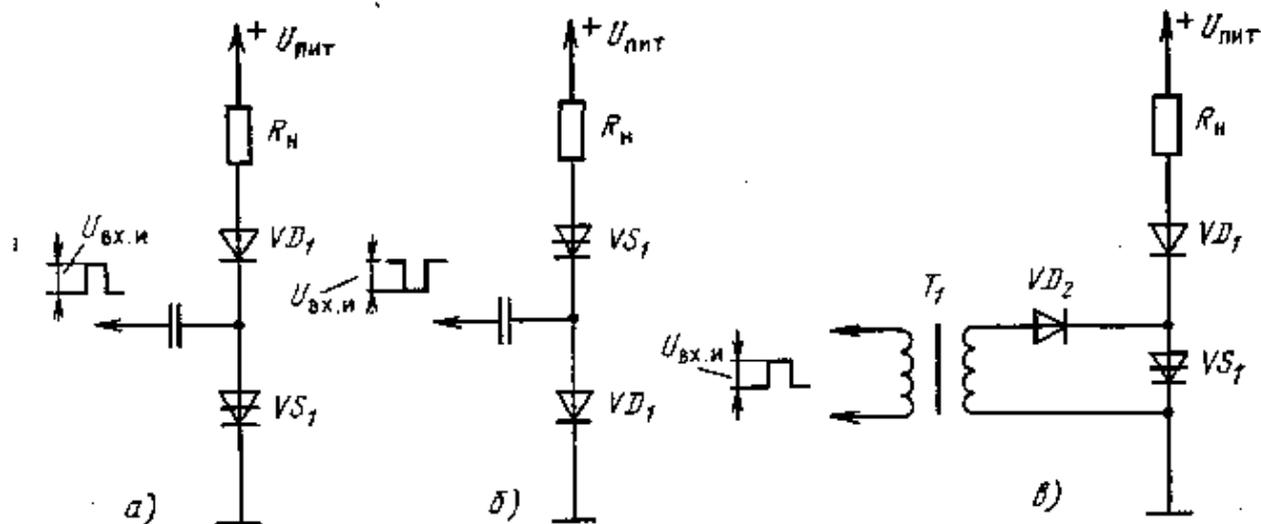


Рис. 7. Способы переключения динисторов:

а — для отпирающего импульса положительной полярности; б — для отпирающего

## импульса отрицательной полярности; в — через импульсный трансформатор

Для динисторов типа КН102 значение  $U_{от.и}$  примерно в 3 ... 4 раза превышает напряжение  $u_{яс}$  (см. приложение).

Переключение динисторов импульсами с достаточно коротким фронтом значительно повышает стабильность момента отпирания. Длительность отпирющих импульсов ТОТ обычно должна быть не менее нескольких микросекунд. Например, для динисторов типа КН102 — не менее 2 мкс.

На рис. 7,а, б показаны способы переключения динисторов из закрытого состояния в открытое импульсами напряжения различной полярности с амплитудой  $U_{вх.и} > U_{от.и}$ . Последовательное включение обычного диода  $VD_{и}$  для которого отпирющий импульс имеет обратное направление, увеличивает входное сопротивление устройств. При переключении динистора в проводящее состояние Обычный диод не препятствует прохождению тока через нагрузку. Такой диод выбирается по допустимому обратному напряжению в зависимости от амплитуды входных импульсов  $U_{вх.и}$  и по максимальному току нагрузки.

Если амплитуда внешних входных импульсов недостаточна для переключения динистора, то можно использовать схему с повышающим импульсным трансформатором  $T_I$  (рис. 7,в). В этой схеме необходим диод  $VD_2$ , который предотвращает прохождение тока от источника  $U_{пит}$  через нагрузку  $R_n$  и вторичную обмотку трансформатора, т. е. подключение нагрузки к источнику питания при закрытом динисторе  $VS_I$ .

## 6. Включение триодных тиристоров постоянным и импульсным токами

Тринисторы работают в режиме, при котором соблюдается условие (2), и переключаются из закрытого состояния в открытое током управляющего электрода.

По сравнению с динисторами тринисторы имеют значительные преимущества, поскольку значение отпирющего тока управления не зависит от анодного напряжения и одинаковым управляющим сигналом можно коммутировать в широких пределах напряжения и тока, допустимые для выбранного типа прибора. Кроме того, использование тринисторов более удобно и в схемном отношении, так как не требуются какие-либо дополнительные меры для развязки цепей входа (управления) и выхода (нагрузки).

В книге рассматриваются только тринисторы, у которых вывод управляющего электрода соединен с внутренней р-областью (рис. 1,а) и которые переключаются из закрытого состояния в открытое при подаче на управляющий электрод сигнала *положительной полярности* по отношению к катоду.

Управляющий сигнал, отпирющий прибор, может представлять собой постоянный ток, полуволну (или часть ее) синусоидального напряжения или иметь форму импульсов сравнительно небольшой длительности.

Рассмотрим процесс включения тринистора при подаче в цепь управляющего электрода тока  $I_y > I_{y.от.}$ , начинающегося в некоторый момент времени  $t_i$ . После подачи управляющего сигнала (тока) прибор переключается в открытое состояние не сразу — проходит некоторое время, прежде чем тринистор начинает открываться и ток через него достигает своего конечного значения, определяемого полным сопротивлением анодной цепи. На рис. 8 показаны отпирющий сигнал (ток  $i_y$ ), длительность фронта которого для простоты принята равной нулю, и кривая нарастания прямого тока, на которой отмечены две точки, соответствующие уровням 0,1 и 0,9 установившегося значения тока  $I_{пр}$ .

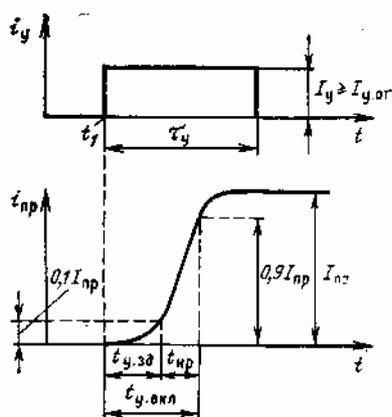


Рис. 8. График, иллюстрирующий процесс включения тринистора

Время, необходимое для того, чтобы ток тринистора достиг уровня 0,1 установившегося значения, называется временем задержки по управляющему электроду  $t_{y.зд}$ . Временной интервал между уровнями 0,1 и 0,9 установившегося значения тока называется временем нарастания прямого тока  $t_{пр}$ . За точкой 0,9  $I_{пр}$  ток растет значительно медленнее, это — время распространения тока на всю проводящую площадь перехода. Уровни, по которым отсчитываются указанные интервалы, показаны на рис. 8.

Время включения по управляющему электроду тринистора  $t_{y.вкл}$ , которое приводится в справочных данных:  $t_{y.вкл} = t_{y.зд} + t_{пр}$ . Обычно  $t_{y.зд}$  в несколько раз больше  $t_{пр}$  и практически определяет время  $t_{y.вкл}$ .

В течение времени задержки  $I_{y.зд}$  во внутренней р-области накапливается минимальный заряд, достаточный для развития лавинообразного процесса нарастания тока через структуру. В этом интервале времени через тринистор проходит небольшой ток, в основном определяемый током управляющего электрода (16). Процесс включения среднего перехода  $J_2$  (рис. 1,а) только развивается, и, если в течение промежутка времени  $t_{y.зд}$  снять управляющий сигнал, тринистор возвратится в закрытое состояние. Время задержки в некоторых пределах зависит от тока управления  $I_y$ : возрастает при уменьшении тока  $I_y$  и несколько сокращается при увеличении тока до значения импульсного отпирающего тока  $I_{y.от.и}$ . При токах  $I_y > I_{y.от.и}$  задержка  $t_{y.зд}$  практически не меняется.

В конце интервала времени  $t_{y.за}$  прямой ток достигает значения тока удержания, и в полупроводниковой структуре начинает развиваться лавинообразный процесс нарастания тока. Этот процесс развивается сначала в ограниченной-области среднего перехода  $J_2$ , непосредственно прилегающей к управляющему электроду; поэтому на начальном этапе нарастания тока (начало интервала времени  $t_{нр}$ ) средний переход  $J_2$  проводит лишь в пределах небольшой зоны, которая, однако, быстро расширяется и в конце концов захватывает всю площадь перехода. При больших токах управления, имеющих фронт с крутизной несколько ампер в микросекунду, зона начальной проводимости среднего перехода увеличивается. Скорость распространения процесса включения в среднем (коллекторном) переходе зависит от конструкции управляющего электрода, структуры и составляет примерно 1 ... 10 мм/мкс.

Если скорость нарастания тока через открытый тринистор велика по сравнению со скоростью расширения включившейся части перехода  $J_2$ , то в последнем возникают точки с весьма высокой плотностью тока, что приводит к локальному интенсивному разогреву этих участков полупроводниковой структуры, причем температура упомянутых участков может повыситься до температуры плавления кремния и разрушить прибор.

Наибольшая (критическая) скорость нарастания прямого тока указывается в справочных данных некоторых типов тринисторов. Даже при небольших, но регулярно повторяющихся *превышениях* критического значения  $(di_{0cf}dt)_{кр}$  в полупроводниковой структуре возникают остаточные изменения, и после некоторого времени работы прибор может выйти из строя.

Время распространения у тринисторов не нормируется. У приборов средней мощности, рассчитанных на работу с относительно большими токами (десятки ампер), время распространения обычно несколько превышает время нарастания, а у маломощных тринисторов — примерно равно ему. На время нарастания  $t_{ар}$  и время распространения значение управляющего тока практически не влияет.

Время включения по управляющему электроду  $t_{y.вкл}$  у маломощных тринисторов составляет 1 ... 2 мкс, у приборов средней мощности доходит до 10 мкс. Приборы, специально предназначенные для импульсного режима работы, имеют меньшее значение  $t_{y.скр}$ . Например, у тринисторов КУ104 оно не превышает 0,3 мкс, а у тринисторов КУ216 0,15 мкс.

Для уверенного отпирающего тринистора от источника постоянного тока значения управляющего тока  $I_y$  и управляющего напряжения  $U_y$  выбираются из условий

$$\left. \begin{array}{l} I_y \geq I_{y.от.} \\ U_y \geq U_{y.от.} \\ I_y U_y \leq P_y \end{array} \right\} \quad (7)$$

где  $I_{y.от.}$  — постоянный отпирающий ток управления;  $U_{y.от.}$  — постоянное отпирающее напряжение управления;  $P_y$  — допустимая средняя мощность, рассеиваемая на управляющем электроде.

В цепях постоянного тока тринисторы могут отпираются различными способами. Конкретный способ управления во многом зависит от функций устройства. Один из наиболее простых способов, при котором источник анодного питания  $U_{пит}$  одновременно используется и для получения необходимого отпирающего тока в цепи управляющего электрода, иллюстрируется схемами на рис. 9,а — в.

В схеме рис. 9,а тринистор  $VS_1$  включается сразу при подаче анодного питания, если суммарное сопротивление анодной нагрузки и резистора  $R_1$  обеспечивает ток управляющего электрода

$$I_y = U_{пит} / (R_H + R_1) > I_{y.от.}$$

После открывания прибора напряжение на аноде снижается до значения  $U_{oc}$ , все напряжение источника питания практически оказывается приложенным к нагрузке и в цепи управляющего электрода начинает протекать незначительный ток, равный  $I_y = U_{oc} / R_1$ .

Для отпирающего тринистора в устройстве, показанном на рис. 9,б, необходимо кратковременно нажать кнопку  $S_1$ . Если при этом значение тока  $I_y$ , протекающего в цепи управления, удовлетворяет условию (7), то тринистор переключится в открытое состояние. Обычно для надежного включения достаточно через цепь управляющего электрода пропустить ток  $I_y = (1 \dots 1,1) I_{y.от.}$  для чего сопротивление резистора  $R_1$  (рис. 9,б), ограничивающего ток управляющего электрода, рассчитывается по формуле

$$R_1 = (0,9 \dots 1) U_{пит} / I_{y.от.}$$

Для схемы рис. 9,а рассчитанное по формуле (8) сопротивление резистора  $R_1$  должно быть уменьшено на значение сопротивления анодной нагрузки  $R_H$ .

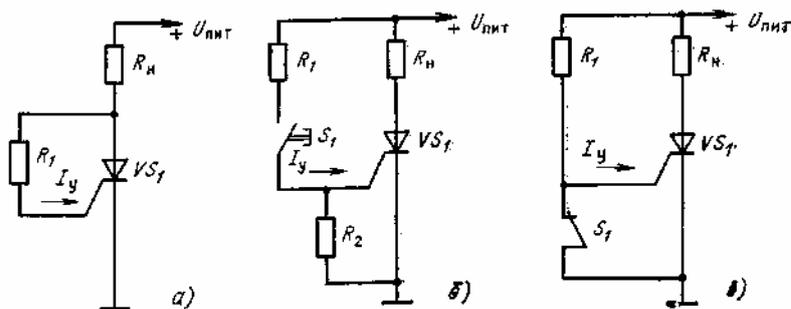


Рис. 9. Способы включения транзисторов от источника постоянного тока

Резистор  $R_2$  (рис. 9,б) обеспечивает гальваническую связь управляющего электрода с катодом, что увеличивает устойчивость работы транзистора в ждущем режиме (особенно при повышенной температуре окружающей среды). Рекомендуемое сопротивление этого резистора указывается в справочных данных некоторых типов транзисторов. Обычно у маломощных приборов оно составляет несколько сотен ом, а у приборов средней мощности — примерно 50... 100 Ом.

В схеме рис. 9,в транзистор открывается и через нагрузку начинает проходить ток при размыкании выключателя  $S_1$ . Такой способ отпирания транзистора менее экономичен, чем два предыдущих, поскольку от источника питания постоянно потребляется ток, равный  $U_{пит}/R_1$ ; при закрытом приборе он протекает через замкнутые контакты  $S_1$ , а при размыкании выключателя — через цепь управляющий электрод — катод транзистора. Сопротивление резистора  $R_1$  рассчитывается по формуле (8).

Широкое распространение получили импульсные способы управления три-нисторами, которые являются наиболее экономичными и позволяют фиксировать момент включения прибора с высокой точностью. Фактически схема рис. 9,б также иллюстрирует импульсный способ отпирания — длительность управляющего импульса равна времени, пока замкнуты контакты кнопки  $S_1$ . При импульсном управлении используются отпирающие импульсы тока  $I_{у.от.и}$ , амплитуда которых может быть значительно большей постоянного отпирающего тока  $I_{у.от}$ , но, несмотря на это, рассеиваемая средняя мощность на управляющем электроде будет мала, поскольку включающие импульсы действуют в течение короткого интервала времени.

Соотношения (7) можно руководствоваться и при импульсном управлении, если длительность отпирающих импульсов не менее примерно 100 мкс. При более коротких импульсах ток управляющего электрода следует увеличивать. В справочных данных большинства типов транзисторов приводится значение амплитуды отпирающих импульсов тока управления  $I_{у.от.и}$ , обеспечивающее переключение прибора из закрытого состояния в открытое при любом анодном напряжении не выше максимально допустимого, а также значение импульсного отпирающего напряжения на управляющем электроде  $U_{у.0т.и}$ . Таким образом, при импульсном способе отпирания амплитуды импульсов тока управления  $I_{у.и}$  и управляющего напряжения  $U_{у.и}$  должны выбираться по соотношениям

$$\left. \begin{aligned} I_{у.и \max} > I_{у.и} > I_{у.от.и}, \\ U_{у.и \max} > U_{у.и} > U_{у.от.и}, \\ I_{у.и} U_{у.и} \leq P_{у.и}, \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

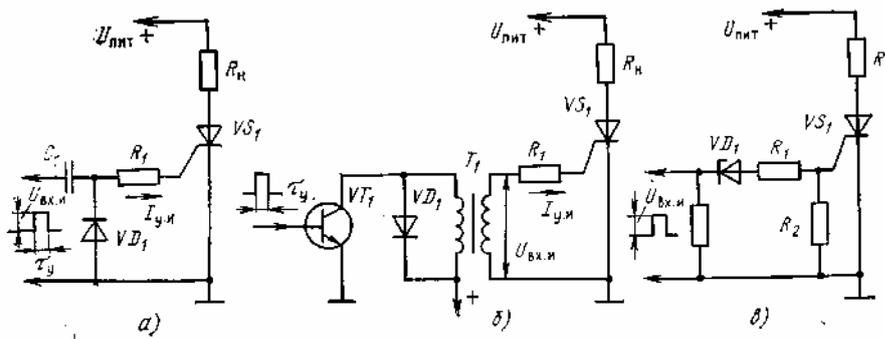
где  $I_{у.и \max}$  и  $U_{у.и \max}$  — максимально допустимые импульсные значения тока и напряжения управляющего электрода соответственно;  $P_{у.и}$  — допустимая импульсная мощность на управляющем электроде.

Длительность импульсов  $I_{у.от.и}$  и  $U_{у.от.и}$ , как правило, указывается в справочных данных транзисторов. Следует помнить, что длительность отпирающих (управляющих) импульсов  $t_y$  всегда должна превышать время включения  $t_{вкл}$  прибора, т. е.  $t_y > t_{вкл}$ . Минимальное значение  $t_y$  зависит от характера анодной нагрузки, так как за время  $t_y$  прямой ток должен успеть возрасти до уровня, большего тока удержания; при чисто активной нагрузке достаточно иметь  $t_y = (1,5 \dots 2)t_{вкл}$ .

Для открывания транзисторов приемлемы импульсы положительной полярности любой формы. Однако в тех случаях, когда необходимо получить минимальное и стабильное (в диапазоне температур) время включения, а также уменьшить рассеиваемую на приборе мощность при переключении, следует использовать отпирающие импульсы с амплитудой, близкой к значению  $I_{у.и \max}$ , и кругизной фронта около 3... 5 А/мкс. При таких параметрах управляющего импульса и при постоянной окружающей температуре нестабильность момента отпирания от импульса к импульсу не превышает сотых долей микросекунды.

Некоторые способы импульсного отпирания транзисторов показаны на рис. 10. В схеме рис. 10,а емкость разделительного конденсатора  $C_1$  должна быть такой, чтобы к концу действия включающего импульса  $t_y$  в цепи управляющего электрода поддерживался бы достаточный для открывания прибора ток.

Обычно емкость конденсатора  $C_1$  выбирается в пределах 0,01 ... 0,05 мкФ. Диода  $VD_1$  предотвращает появление отрицательного импульса на управляющем электроде при разряде конденсатора после окончания импульса  $t_y$ .



**Рис. 10. Способы включения триисторов импульсным сигналом**

Связь источника включающих импульсов с управляющим электродом три-ямстора часто выполняется через импульсный трансформатор ( $T_1$  на рис. 10,б). Трансформаторная связь имеет ряд преимуществ: обеспечивает развязку управляющего электрода триистора с источником управляющих импульсов (транзисторный усилитель  $VT_1$  на рис. 10,б); позволяет изменять полярность и повышать (или уменьшать) амплитуду импульсов, подаваемых на управляющий? электрод; обеспечивает гальваническую связь управляющего электрода с катодом прибора.

Для ограничения амплитуды тока  $I_{y.и}$  до безопасного для триистора значения в цепь управляющего электрода (при необходимости) следует включать резистор ( $R_1$  на рис. 10,а,б), сопротивление которого рассчитывается по формуле-

$$R_1 = (0,9 \dots 1) \frac{U_{вх.и} - U_{y.от.и}}{I_{y.от.и}}, \quad (10)$$

где  $U_{вх.и}$  — амплитуда входного управляющего импульса.

В ряде устройств необходимо обеспечить включение триистора при некотором фиксированном уровне входного сигнала. Для этого в цепь управления-триистора можно последовательно включить ключевой полупроводниковый прибор (стабилитрон, динистор), имеющий постоянный порог срабатывания. Пример цепи управления с использованием стабилитрона  $VD_1$  показан на рис. 10.в. Триистор  $VS_1$  с цепью управления такой структуры всегда будет включаться в те моменты, когда внешнее входное напряжение  $U_{вх.и}$  достигнет напряжения-пробоя  $U_{ст}$  стабилитрона  $VD_1$ . Последовательный резистор  $R_1$  ограничивает ток управляющего электрода (ставится при необходимости).

Параметры стабилитрона должны обеспечивать требуемый режим цепи управления триистора, т. е. ток стабилизации  $I_{ст}$  и напряжение стабилизации- $U_{ст}$  должны удовлетворять условиям

$$I_{ст} = I_y \geq I_{y.от.и}; \quad U_{ст} \geq U_{R1} + U_{y.от.и}, \quad (11)$$

где  $U_{R1} = I_y R_1$  — падение напряжения на ограничивающем резисторе в цепи управления.

В цепях управления триисторов малой мощности можно использовать, например, стабилитроны типов Д814А-Б, КС156А, КС168А и др., а в цепях три-исторов средней мощности — типа Д815Д-Ж, а также динисторы типа КН102А-В.

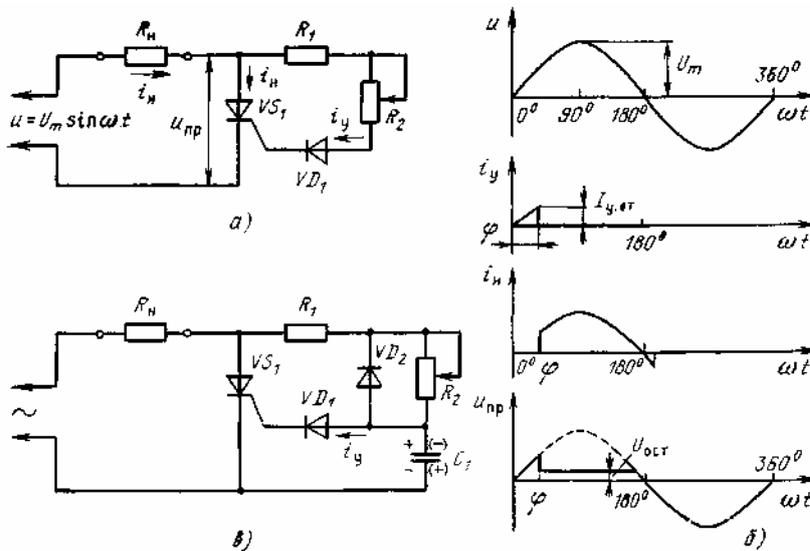
В качестве источников, формирующих управляющие импульсы амплитудой-до нескольких ампер и длительностью примерно до 10...50 мкс, могут быть использованы различные релаксационные генераторы на обычных и однопере-ходных транзисторах (см. § 8). Часто импульсное управление триисторами осуществляется с помощью ЯС-цепей, в которых в качестве включающего сигнала используется импульс тока разряда конденсатора через цепь управляющего электрода.

Если в устройстве, где используется маломощный триистор, в цепи управления возникают импульсные помехи, амплитуда которых превышает значение неотпирающего импульсного напряжения управления  $U_{y.нот.и}$ , то может произойти ложное включение прибора. Для повышения помехоустойчивости необходимо свести к минимуму индуктивные и емкостные связи между силовой и управляющей цепями, что достигается рациональным монтажом цепи управления. Хорошую помехозащищенность имеет цепь управления триистора, показанная на рис. 10,в, если уровень помехи меньше напряжения пробоя стабилитрона, т. е.  $U_{пом} < U_{ст}$ .

## 7. Включение триодных тиристоров переменным током. Фазовое управление

Управление триисторами в цепях переменного тока имеет ряд особенностей. Основное условие, которое необходимо выполнять при любом спо-собе управления приборами, состоит в том, что отпирающие сигналы должны подаваться на управляющий электрод только в те моменты, когда напряжение на аноде положительное относительно катода, т. е. управляющие сигналы должны быть синхронизированы с частотой сети переменного

тока. Кроме того, напряжение на управляющем электроде никогда не должно становиться отрицательным по отношению к катоду, если такой режим не разрешен для выбранного типа прибора. В устройствах, где есть вероятность возникновения отрицательного напряжения на управляющем электроде тринистора, для ограничения этого напряжения следует использовать последовательно или параллельно включенные диоды.



**Рис. 11. Отпирание тринисторов в цепях переменного тока и способы фазового управления: а — схема с регулированием угла задержки до  $90^\circ$ ; б — графики, иллюстрирующие принцип регулирования; в — схема с фазосдвигающей RC-цепью**

На рис. 11,а показан простой способ получения управляющего сигнала, при котором, как и на постоянном токе (рис. 9,а), используется напряжение источника анодного питания. Управляющий электрод тринистора через постоянный резистор  $R_1$  и переменный  $R_2$  подсоединен к аноду, и таким образом обеспечивается нужная полярность напряжений на аноде и на управляющем электроде относительно катода. Действительно, когда на аноде действует положительная полуволна напряжения источника питания  $u = U_m \sin \omega t$ , то потенциал управляющего электрода относительно катода также положителен. При закороченном резисторе  $R_2$  тринистор отпирается в течение каждого положительного полупериода напряжения на аноде в момент, когда мгновенное значение анодного напряжения «пр достигает значения, при котором будет выполняться условие

$$u_{пр}/R_1 \geq I_{y.от}.$$

Если сопротивление резистора  $R_1$  сравнительно невелико, то прибор включается в самом начале положительного полупериода анодного напряжения и остается открытым до конца этого полупериода. При открытом приборе напряжение на его аноде падает до значения  $U_{oc}$ , напряжение источника питания оказывается приложенным к нагрузке, управляющий ток резко уменьшается и становится равным  $I_y = U_{oc}/R_1$  (рис. 11,б).

Диод  $VD_1$  защищает цепь управляющего электрода тринистора от обратного напряжения при отрицательных полупериодах напряжения на аноде. Максимально допустимое обратное напряжение этого диода должно превышать, амплитудное значение напряжения источника питания  $U_m$ .

Если во время положительного полупериода напряжения на аноде в интервале  $0 \dots 180^\circ$  изменять момент включения тринистора, то ток через прибор и нагрузку будет протекать только в течение какой-то определенной части полупериода (рис. 11,б). Так, при небольшой задержке прибор может быть открыт в начале положительного полупериода напряжения, при больших задержках — в любой точке полупериода и, наконец, — в самом его конце. Тем самым можно регулировать средний за период ток, проходящий в нагрузке, от максимального значения почти до нуля. Такой способ управления получил название фазового регулирования (или фазового управления), поскольку при этом изменяется сдвиг фазы между началом положительного полупериода анодного напряжения и началом протекания прямого тока (рис. 11,б). Обычно фазовый сдвиг  $\varphi$ , называемый углом отпирания или углом задержки, выражается в градусах или радианах. В реальных устройствах значение  $\varphi$  может регулироваться примерно от  $5$  до  $170^\circ$ .

Простейшая схема устройства, позволяющего производить фазовое управление тринистором, приведена на рис. 11,а. Здесь изменение угла отпирания осуществляется переменным резистором  $R_2$ . Сопротивление резистора  $R_1$  должно обеспечивать включение тринистора в самом начале полупериода (резистор  $R_2$  закорочен) и может быть рассчитано по формуле

$$R_1 = (0,9 \dots 1) \frac{0,05 U_m - U_{y.от}}{I_{y.от}}, \tag{12}$$

где  $U_m$  — амплитуда напряжения источника питания.

Если резистор  $R_1$  рассчитан по формуле (12), то при  $R_2 = Q$  тринистор отпирается с углом задержки  $\phi=5^\circ$ . При включении резистора  $R_2$  и последующем увеличении его сопротивления тринистор будет открываться при больших значениях анодного напряжения, т. е. с большими углами задержки  $\phi$ , пока, наконец, при некотором значении сопротивления  $R_2$  прибор не откроется в тот момент,

когда анодное напряжение станет равным амплитудному значению напряжения источника. Управляющий ток в этот момент

$$I_y = U_m / (R_1 + R_2) > I_{y.от}$$

и угол задержки  $\phi$  станет равным  $90^\circ$ . Очевидно, что большего угла задержки в цепи, показанной на рис. 11,а, получить невозможно. Поэтому такое устройство позволяет изменять угол задержки примерно от  $5$  до  $90^\circ$  и обеспечивает возможность регулировки среднего тока в нагрузке в пределах  $100 \dots 50\%$  максимального значения.

Более широкие пределы регулирования можно получать, если на управляющий электрод подавать напряжение, сдвинутое по фазе относительно анодного напряжения. Пример простой схемы с фазосдвигающей ЯС-цепью показан на рис. 11,в. Напряжение на управляющий электрод тринистора  $VSi$  подается с конденсатора  $C_1$  через диод  $VD_1$ . При отрицательном полупериоде анодного напряжения конденсатор  $C_1$  через диод  $VD_2$ , резистор  $R_1$  и сопротивление нагрузки  $R_n$  заряжается до напряжения  $U_m$  (полярность этого напряжения показана на схеме в скобках). Во время положительного полупериода конденсатор  $C_1$  через резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и сопротивление нагрузки перезаряжается от напряжения  $U_m$  до некоторого положительного напряжения  $U_{C_1}$  (полярность которого на рис. 11,б показана без скобок), достаточного для открывания тринистора. Время перезаряда конденсатора определяется постоянной времени  $(R_1 + R_2)C_1$ . Изменяя постоянную времени (с помощью переменного резистора  $R_2$ ), можно в широких пределах регулировать момент включения тринистора относительно начала положительного полупериода анодного напряжения, т. е. менять угол задержки  $\phi$ . Пределы изменения угла задержки могут быть примерно  $5 \dots 170^\circ$ , что позволяет регулировать средний ток в нагрузке от максимального значения почти до нуля.

В рассмотренных схемах (рис. 11,а, в) используется так называемый *амплитудно-фазовый* способ управления. При таком способе на управляющий электрод тринистора поступает напряжение, которое относительно медленно достигает уровня, необходимого для включения прибора. Амплитудно-фазовый способ управления характеризуется невысокой стабильностью момента включения тринистора (угла отпирающего), так как этот момент зависит от минимального значения отпирающего тока  $I_{y.от \min}$ , который, в свою очередь, заметно изменяется при колебаниях температуры и смене тринистора.

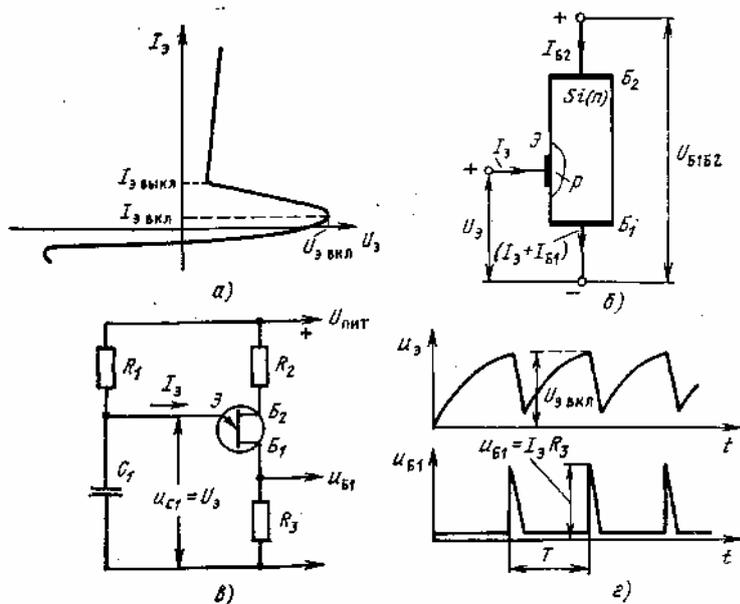
Значительно лучшую стабильность угла отпирающего имеет *импульсно-фазовый* способ управления, при котором включение тринистора осуществляется импульсами, задержанными относительно начала положительного полупериода напряжения на аноде. Для формирования управляющих импульсов используется комбинация из фазосдвигающей RC-цепи и ключевого прибора (динистора, стабилитрона и др.). Некоторые схемы такого типа описаны в следующих главах.

## 8. Генератор управляющих импульсов на однопереходном транзисторе

В цепях управления тринисторами широко используются различные генераторы импульсов. Простые и надежные генераторы управляющих импульсов могут быть выполнены на *однопереходных транзисторах* (ОПТ). Такие генераторы используются во многих устройствах, которые описываются в следующих главах, поэтому рассмотрим их работу подробнее.

Однопереходным транзистором называют трехэлектродный полупроводниковый прибор, обладающий входной вольт-амперной характеристикой с ярко выраженным участком отрицательного сопротивления (рис. 12,с). Однопереходный транзистор, схематическое устройство которого показано на рис. 12,б, имеет три вывода: эмиттер (Э), база 1 (Б<sub>1</sub>) и база 2 (Б<sub>2</sub>). Однопереходные транзисторы изготавливаются из кремниевого стержня *n*-типа, на торцах которого сделаны выводы  $B_1$  и  $B_2$ . На некотором расстоянии от конца стержня с выводом  $B_2$  со-вдают полупроводниковую область *p*-типа, и, таким образом, образуется *p-n* переход, единственный в такой структуре, откуда и происходит название данного прибора. Вывод от *p*-области служит эмиттером Э. На рис. 12,в показано условное графическое обозначение ОПТ.

Если на выводы  $B_1$  и  $B_2$  подать напряжение  $U_{B_1B_2}$ , полярность которого показана на рис. 12,б, а напряжение на эмиттере  $U_3$  установить равным нулю, то переход эмиттер — база 1 окажется включенным в обратном направлении и вход ОПТ будет находиться в закрытом состоянии. В таком режиме участок стержня *n*-типа между базами  $B_1$  и  $B_2$  обладает сопротивлением  $R_{B_1B_2}$  в несколько килоом и имеет линейную вольт-амперную характеристику, как обычный резистор. При подаче положительного напряжения на эмиттер  $U_3 > 0$  запирающее напряжение на переходе уменьшается, и при некотором определенном напряжении  $U_3 = U_{3вкл}$  переход включается в прямом направлении и сопротивление между эмиттером и базой 1 уменьшается до  $5 \dots 20$  Ом. Вход ОПТ переключается в открытое состояние. Для открывания прибора эмиттерный ток должен быть не менее определенного значения, которое называется током включения  $I_{Эвкл}$  (рис. 12,а).



**Рис. 12. Однопереходный транзистор:**  
**в** — входная вольт-амперная характеристика; **б** — принцип устройства; **в** — основная схема релаксационного генератора на однопереходном транзисторе; **г** — формы кривых напряжений на эмиттере и базе 1

Отпирающее напряжение на эмиттере  $U_{3\text{ вкл}}$  изменяется пропорционально междубазовому напряжению:

$$U_{3\text{ вкл}} = n U_{Б1Б2},$$

где  $n$  — коэффициент передачи, который не зависит ни от напряжения питания, ни от окружающей температуры и определяется только конструкцией самого прибора. Чтобы вновь закрыть однопереходный транзистор (при наличии нагрузки в цепи базы 1), необходимо уменьшить эмиттерный ток до некоторого значения, называемого током выключения  $I_{3\text{ выкл}}$ .

Отечественной промышленностью выпускаются однопереходные транзисторы типов КТ117А — КТ117Г. Основные параметры этих приборов:

- Междубазовое напряжение  $U_{Б1Б2} \dots < 30 \text{ В}$
- Коэффициент передачи  $n \dots 0,5 \dots 0,85$
- Ток включения  $I_{3\text{ вкл}} \dots 0,5 \dots 20 \text{ мкА}$
- Междубазовое сопротивление  $R_{Б1Б} \dots 4 \dots 9 \text{ кОм}$
- Ток выключения  $I_{3\text{ выкл}} \dots 1 \dots 12 \text{ мА}$
- Средний ток эмиттера  $I_3 \dots < 50 \text{ мА}$
- Амплитуда импульса тока эмиттера  $I_{3\text{ ил}} \dots \text{sg: I A}$

В цепях управления тристорами ОПТ работает в схеме релаксационного генератора (рис. 12,в), принцип действия которого сводится к следующему. После подачи напряжения питания  $U_{\text{пит}}$  конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться через резистор  $R_1$ . Напряжение с конденсатора, которое нарастает по экспоненте, подается на эмиттер ОПТ. В момент, когда это напряжение достигает порога отпирания  $u_{c1} = U_{3\text{ вкл}}$ , ОПТ переключается в открытое состояние и конденсатор  $C_1$  разряжается через цепь эмиттер — база 1 и резистор  $R_3$ . По мере разряда конденсатора эмиттерный ток и напряжение на эмиттере ОПТ уменьшаются. Когда так разряда конденсатора снижается до значения  $I_{3\text{ выкл}}$ , ОПТ выключается. Затем конденсатор начинает вновь заряжаться, и цикл повторяется.

Напряжение на эмиттере « $\epsilon$ » будет иметь пилообразную форму, а на резисторе  $R_3$ , включенном в цепь базы 1, получаются импульсы положительной полярности (рис. 12,г) с амплитудой  $I_3 R_3$ , которые используются для управления тристором. Резистор  $R_3$  также ограничивает ток разряда конденсатора  $C_1$  до безопасного для ОПТ значения.

Сопротивление резистора  $R_1$  должно обеспечивать автоколебательный режим генератора и выбирается из условия

$$\frac{U_{\text{пит}} (1 - \eta)}{I_{3\text{ вкл}}} > R_1 > \frac{U_{\text{пит}}}{I_{3\text{ выкл}}} \quad (13)$$

Если пренебречь временем разряда конденсатора  $C_1$ , то период повторения импульсов генератора будет определяться продолжительностью заряда конденсатора до напряжения  $U_{3\text{ вкл}}$  и рассчитывается по формуле

$$T = R_1 C_1 \ln \frac{1}{1 - \eta}.$$

(14)

При значении  $n = 0,63$ , которое может считаться примерно номинальным, получим  $T = R_1 C_1$ .

Генераторы с однопереходными транзисторами пользуются для формирования импульсов с частотами повторения до нескольких десятков килогерц.

Если выход генератора соединен непосредственно или через резистор с управляющим электродом тринистора, то сопротивление резистора  $R_3$  должно ограничиваться таким образом, чтобы падение напряжения на нем, обусловленное междуазовым током при закрытом ОПТ, не превышало неотпирающего (напряжения управления тринистора, т. е. не вызвало бы ложного включения ярибора. С учетом этого требования сопротивление резистора  $R_3$  следует выбрать из условия

$$\frac{U_{\text{ПТ}} R_3}{R_{\text{Б1Б2}} + R_2 + R_3} \leq U_{\text{У.НОТ}} \cdot \quad (15)$$

Обычно сопротивление резистора  $R_3$  выбирается равным примерно 100 Ом.

Если выполнить условие (15) не удастся, то импульс с генератора может быть подан на управляющий электрод тринистора с помощью емкостной или трансформаторной связи. В последнем случае первичная обмотка импульсного трансформатора включается в цепь базы 1 вместо резистора  $R_3$ .

Коэффициент передачи  $\eta$ , а следовательно, и напряжение включения  $U_{\text{вкл}}$  мало зависят от температуры. Однако если необходима высокая стабильность напряжения включения, то для термостабилизации  $U_{\text{вкл}}$  в диапазоне температур последовательно в цепь базы 2 включается резистор ( $R_2$  на рис. 12,«). Сопротивление этого резистора можно определить из соотношения

$$R_2 = \frac{0,4 R_{\text{Б1Б2}}}{\eta U_{\text{ПТ}}} + \frac{(1 - \eta) R_3}{\eta} \cdot \quad (16)$$

Обычно сопротивления резисторов  $R_2$  и  $R_3$  значительно меньше междуазового сопротивления (т. е.  $R_2 < R_{\text{Б1Б2}}$  и  $R_3 < R_{\text{Б1Б2}}$ ), и поэтому напряжение включения почпрежнему линейно зависит лишь от междуазового напряжения однопереходного транзистора  $U_{\text{вкл}} = n U_{\text{Б1Б2}} = n U_{\text{ПТ}}$ .

В настоящее время освоен выпуск гибридных тиристоров типа КУ106. У этих приборов в общем корпусе смонтированы маломощный тринистор и одно-переходный транзистор. База 1 однопереходного транзистора непосредственно соединена с управляющим электродом тринистора внутри корпуса. Параметры гибридных тиристоров КУ106 приведены в приложении.

## 9. Скорость нарастания прямого напряжения

Если прямое напряжение на закрытом полупроводниковом приборе с четырехслойной структурой нарастает со слишком большой скоростью  $du_{3c}/dt$ , то прибор может переключиться в проводящее состояние без управляющего сигнала, т. е. произойдет неконтролируемое открывание. Переключение в этом случае происходит при прямом напряжении, меньшем чем  $U_{\text{ПРК}}$ . Такое явление называется переключением за счет «эффекта  $du_{3c}/dt$ ».

Самопроизвольное переключение за счет «эффекта  $du_{3c}/dt$ » может произойти, если в устройствах (особенно импульсных), где используются тиристоры, в Чепях анодного питания возникают ревные скачки (всплески) напряжения, импульсные помехи, а также различного рода колебания в цепях переменного тока. Кроме того, такое переключение может наблюдаться и при переходных режимах, например в момент включения источника питания при резком возрастании напряжения на аноде закрытого прибора. Чувствительность приборов к «эффекту  $du_{3c}/dt$ » возрастает с увеличением температуры.

Неконтролируемое переключение за счет «эффекта  $du_{3c}/dt$ » является нежелательным явлением, нарушающим нормальную работу устройств. Отметим, что «эффект  $du_{3c}/dt$ », как полезный, используется при импульсном открывании ди-нисторов, в то же время для тринисторов такое переключение, неоднократно повторяющееся, может послужить причиной выхода приборов из строя.

Рассмотрим механизм этого явления. На рис. 13,а изображен полупроводниковый прибор с четырехслойной структурой с учетом емкости  $C_2$  среднего перехода, которую, как это видно из рис. 13,б, можно представить суммой емкостей коллекторных переходов составляющих транзисторов. Как отмечалось ранее, при закрытом приборе прямое напряжение практически оказывается приложенным к среднему переходу  $J_2$ , включенному в обратном направлении. При возрастании анодного напряжения емкость  $C_2$  заряжается током  $ic_2$ , протекающим через два крайних перехода  $J_1$  и  $J_3$ , включенных в прямом направлении. Емкости переходов  $J_1$  и  $J_3$  шунтируются соответственно малыми сопротивлениями этих переходов и по этой причине на рис. 13,с, б не показаны. Ток заряда емкости  $C_2$  одновременно является током базы обоих составляющих транзисторов (рис. 13,е) и играет ту же роль в открывании, что и ток управления. При некотором значении зарядного тока может произойти возрастание коэффициентов передачи  $\alpha$ , которое будет достаточным для перехода транзисторов  $V T_1$  и  $V T_2$  в режим насыщения, т. е. для переключения четырехслойной полупроводниковой структуры в открытое состояние.

Зарядный ток емкости  $C_2$  :

$$i_{c2} = C_2 \frac{du_{ac}}{dt}$$

зависит от емкости  $C_2$  и от скорости нарастания напряжения  $du_{ac}/dt$  на этой емкости, т. е. на аноде прибора. Следовательно, достаточно быстрое нарастание анодного напряжения даже при относительно небольшом прямом напряжении может довести ток  $i_{c2}$  до критического значения и включить прибор.

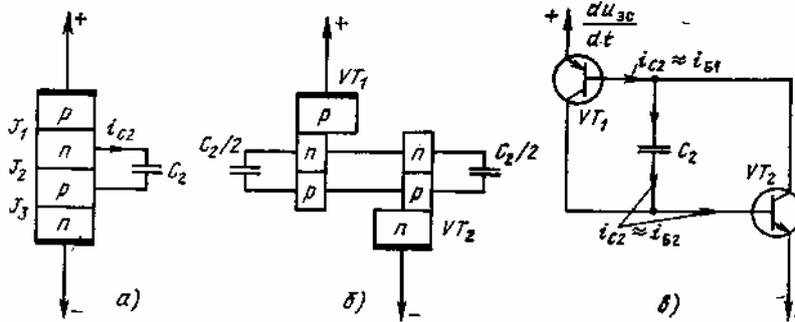


Рис. 13. Схематическое устройство полупроводникового прибора с четырехслойной структурой с учетом емкости среднего перехода (а) и представление прибора в виде двухтранзисторной схемы (б, в)

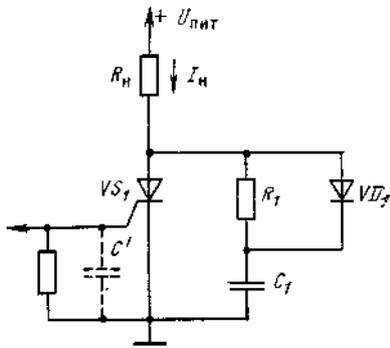


Рис. 14. Схема подсоединение конденсатора для уменьшения значения  $du_{ac}/dt$  на аноде триодистора

В некоторых типах триодисторов влияние «эффекта  $du_{ac}/dt$ » снижают путем шунтирования эмиттерного перехода в самой полупроводниковой структуре, что приводит к возрастанию значения тока управления  $I_{y.от}$ .

В ряде случаев действие «эффекта  $du_{ac}/dt$ » удается уменьшить схемными способами. Для снижения скорости нарастания анодного напряжения между анодом и катодом триодистора, если это возможно, подключается небольшой конденсатор. Способ подсоединения такого конденсатора  $C_1$  показан на рис. 14. При возрастании напряжения на аноде триодистора конденсатор  $C_1$  заряжается через сопротивление нагрузки  $R_n$  и диод  $VD_{II}$  и тем самым снижается скорость нарастания прямого напряжения, которая в этом случае определяется постоянной времени  $R_n C_1$ .

При известном значении сопротивления нагрузки  $R_n$  емкость конденсатора  $C_1$  можно определить из формулы

$$C_1 \geq \frac{0,63 U_{пит}}{R_n (du_{ac}/dt)_{кр}}$$

После открывания триодистора  $VS_1$  конденсатор  $C_1$  разряжается через него и резистор  $R_1$ , который ограничивает разрядный ток до допустимого для триодистора значения. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается из условия

$$R_1 > U_{пит} (I_{oc.n} - I_n) \tag{17}$$

где  $I_n$  — ток нагрузки.

Провода, соединяющие конденсатор  $C_1$ , диод  $VD_1$  и триодистор  $VS_1$ , должны быть по возможности короче, чтобы свести к минимуму влияния паразитных индуктивностей.

Для некоторых типов триодисторов влияние емкостного тока удается снизить включением конденсатора емкостью примерно 1000... 2000 пФ между управляющим электродом и катодом прибора (на рис. 14 конденсатор  $C'$  показан штриховой линией).

Устойчивость работы триодистора к «эффекту  $du_{ac}/dt$ » (особенно при повышенных температурах) улучшается, если сопротивление по постоянному току внешней цепи между управляющим электродом и катодом не превышает нескольких десятков ом. Наконец, для повышения устойчивости на управляющий электрод можно подать небольшое обратное смещение (обычно до 1 В), если это допустимо для используемого типа прибора.

В справочных данных триисторов, предназначенных для импульсного режима работы, указывается критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии (например, для приборов типа КУ203 она составляет 20 В/мкс, для приборов типа КУ216 50 В/мкс), которая не должна превш-щаться при использовании приборов.

## 10. Выключение диодных и триодных тиристоров

Под процессом выключения тиристора понимают переход прибора из открытого (проводящего) состояния в закрытое (непроводящее). Однако время спада прямого тока до нуля не определяет еще полного восстановления закрытого состояния прибора. До повторной подачи на анод полного прямого напряжения необходима дополнительная выдержка, чтобы концентрация остаточных зарядов в базовых областях снизилась до минимума. Таким образом, длительность процесса выключения (закрывания) тиристора разделяется на два интервала: время спада  $t_c$  прямого тока до нуля и время восстановления закрытого состояния  $t_B$ . Время восстановления  $t_B$  определяется скоростью рассасывания остаточных зарядов в базовых областях и зависит от ряда факторов. Так, например, время восстановления увеличивается с повышением окружающей температуры (температуры перехода), с ростом прямого тока через прибор перед моментом его выключения, при увеличении скорости опадания прямого тока, т. е. уменьшении времени  $t_c$ . При подаче на прибор в момент выключения обратного напряжения время восстановления несколько сокращается. Время выключения  $t_{\text{выкл}}$ , которое приводится в справочных данных дино-сторов и триисторов, определяет время восстановления запирающих свойств приборов в прямом направлении, т. е.  $t_{\text{выкл}} = t_c + t_B$ . На прибор в течение промежутка  $t < t_{\text{выкл}}$  *нельзя* повторно подавать прямое напряжение, поэтому при использовании приборов в различных устройствах время, которое предоставляется для восстановления их управляемости, должно быть всегда больше, чем время выключения.

Время выключения у маломощных приборов составляет примерно 3... 40 мкс, а у приборов средней мощности 15... 150 мкс.

Продолжительность процесса выключения наряду со временем включения характеризует быстродействие приборов, а так как время выключения примерно в 5... 30 раз больше времени включения, то именно значение  $t_{\text{выкл}}$  и ограничивает практически максимальную частоту коммутации, при которой прибор может быть использован.

Для выключения диноисторов и триисторов необходимо выполнить условие (6), т. е. перевести прибор в режим, при котором ток через прибор становится меньше удерживающего тока или равным нулю (для триисторов в этом случае управляющий ток  $I_y$  должен быть равен нулю).

Существуют два основных метода выключения приборов:

- 1) снижением прямого тока до значения, меньшего  $I_{уд}$ , или размыканием внешней цепи;
- 2) кратковременной подачей на анод прибора обратного напряжения. Способы выключения приборов в устройствах, питающихся от источника постоянного напряжения, показаны на рис. 15. Первый способ выключения иллюстрируется схемами рис. 15,а — з, второй способ — схемой рис. 15Д

Ток через прибор может быть прерван размыканием цепи или шунтированием прибора. В схеме рис. 15,а выключение триистора происходит при кратковременном размыкании анодной цепи, что осуществляется нажатием кнопки  $S_1$ .

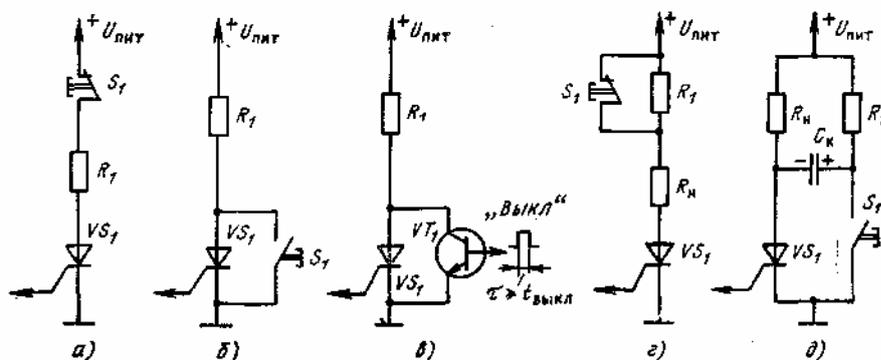


Рис. 15. Способы выключения триисторов в цепях постоянного тока:

- а — размыканием анодной цепи; б — шунтированием прибора; в — с помощью шунтирующего транзистора; г — увеличением сопротивления в анодной цепи; д — обратным напряжением на коммутирующем конденсаторе

В схеме рис. 15,б триистор выключается при нажатии шунтирующей кнопки  $S_1$ , через контакты которой при этом проходит практически весь ток нагрузки, и анодный ток прибора становится равным нулю. Функции шунтирующей кнопки может выполнять транзистор, открываемый током базы на время  $t > t_{\text{выкл}}$ , необходимое

для выключения тринистора (рис. 15,в). Для этой цели подходит транзистор, позволяющий кратковременно пропустить полный ток нагрузки и имеющий рабочее напряжение коллектор — эмиттер не менее чем напряжение используемого источника питания. Схема рис. 15,в особенно удобна для дистанционного выключения маломощных приборов.

При кратковременном нажатии кнопки в схеме, приведенной на рис. 15,г, последовательно с нагрузкой  $R_a$  включается резистор  $R_i$ , сопротивление которого выбирается так, чтобы выполнялось условие  $U_{ншт}/(R_u+R_i) < I_{уд}$ , и тринистор выключается.

Необходимо заметить, что в схемах рис. 15,а — г при отпускании кнопки возникают относительно высокие значения  $du_{зс}/dt$  на аноде прибора, что может вызвать самопроизвольное возвращение прибора в проводящее состояние.

При втором методе выключения к электродам анод — катод полупроводникового прибора с четырехслойной структурой необходимо кратковременно приложить обратное напряжение, получаемое от вспомогательного источника. Такой метод называется принудительной коммутацией, и для его реализации используется дополнительное коммутирующее устройство. Обычно источником обратного напряжения служит предварительно заряженный конденсатор (называемый коммутирующим), который чаще всего подключается параллельно выключаемому прибору. Существует несколько способов подачи обратного напряжения, один из них, наиболее распространенный, показан на рис. 15Д

После включения тринистора  $VS_i$  через него проходит прямой ток (ток нагрузки)  $I_u = I_{пр} = U_{шт}/R_i$ , а коммутирующий конденсатор  $C_{,}$  через резистор  $R_l$  и открытый тринистор  $VS_l$  заряжается практически до напряжения источника питания  $U_c=U_{шт}$  (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на рисунке). Продолжительность заряда конденсатора с момента включения тринистора составляет примерно  $3R_lC_k$ . Если теперь нажать кнопку  $S_1$ , то положительная обкладка конденсатора окажется подключенной к катоду, а отрицательная — к аноду.

Таким образом, к прибору прикладывается обратное напряжение  $U_{обр} = U_{шт}$ . В цепи, образованной конденсатором  $C_k$ , замкнутыми контактами кнопки  $S_1$ , тринистором  $VS_l$ , возникает разрядный ток  $i_c$ , который проходит че-рез прибор в обратном направлении. Заряженный конденсатор представляет со-бой источник отрицательного напряжения с низким внутренним сопротивлением, что обеспечивает возможность прохождения достаточно большого обратного тока. Когда результирующий ток через тринистор становится меньше удерживающего тока, т. е.  $(I_{пр} - i_c) < I_{уд}$ , прибор выключается. Остаточное отрицательное напряжение на конденсаторе несколько сокращает время восстановления закрытого состояния прибора. Вместо кнопки в такой схеме обыч-но используется второй тринистор, на который подается сигнал выключения. В рассмотренной схеме следует применять приборы, имеющие гарантированное обратное напряжение  $U_{обр} > U_{шт}$ .

Емкость коммутирующего конденсатора  $C_k$  должна быть достаточно большой, чтобы обратное напряжение на приборе сохранялось в течение времени  $T_{выкл}$ , необходимого для его выключения. Для случая активной нагрузки емкость конденсатора (в микрофарадах) может быть найдена из соотношения

$$C_k > 1,45 I_{пр} t_{выкл} / U_{шт}, \quad (18)$$

где  $I_{пр}$  — прямой ток (ток нагрузки) в момент коммутации, А;  $t_{выкл}$  — время выключения прибора, мкс;  $U_{шт}$  — напряжение источника питания, В.

Показанные на рис. 15 способы выключения тринисторов также применимы и для выключения динисторов.

В устройствах, работающих в цепях переменного тока, для выключения три-нисторов (или динисторов) не требуется специального сигнала. Приборы выключаются автоматически за счет естественного изменения полярности напряжения на аноде в начале каждого отрицательного полупериода напряжения. После выключения на анод прибора в течение отрицательного полупериода поддается обратное напряжение (рис. 11,6), что повышает устойчивость работы три-нисторов в устройствах на переменном токе. Такой метод выключения называется естественной коммутацией, его простота и удобство являются одними из основных причин широкого применения тринисторов в различных цепях переменного тока.

## 11. Последовательное соединение приборов

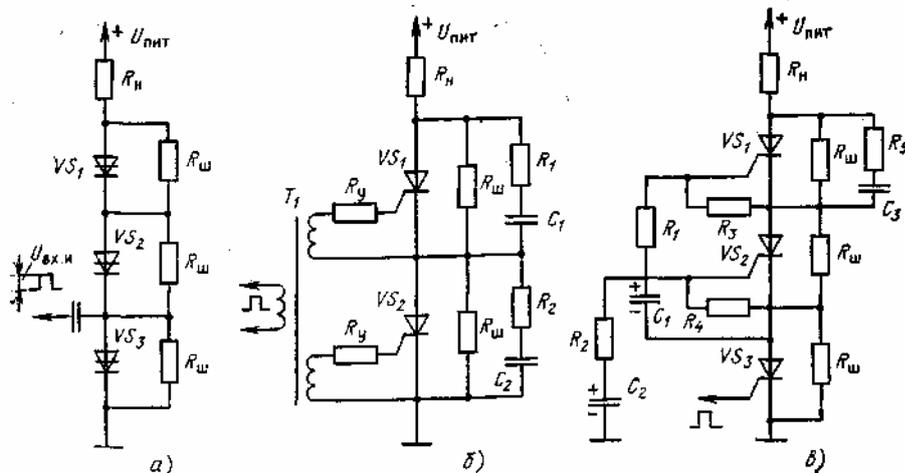
В ряде устройств, в которых напряжение источника питания превышает наибольшее постоянное прямое напряжение в закрытом состоянии одного прибора, используется последовательное соединение нескольких (обычно однотипных) приборов (рис. 16). При последовательном соединении приборов закрытое состояние всей цепочки сохраняется, если напряжение на каждом приборе не превосходит его напряжения  $U_{зс}$ , т. е. при  $m$ -м числе приборов долж-но выполняться условие

$$U_{шт}/m < U_{зс}. \quad (19)$$

Токи в закрытом состоянии и емкости  $p-n$  переходов полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой одного и того же типа могут существенно различаться, поэтому при их последовательном соединении для выравнивания напряжений на отдельных приборах необходимо применять выравнивающие цепи.

В ждущем режиме напряжение источника питания на каждом из последо-ательно соединенных приборов будет распределяться обратно пропорционально их токам в закрытом состоянии: наибольшее падение напряжения оказывается на приборе, имеющем наименьший ток в закрытом состоянии. Для выравнивания

напряжений на приборах применяют резисторы, которые подключаются параллельно каждому прибору (резистор  $R_m$  на рис. 16).



**Рис. 16. Схемы последовательных соединений диносторов (а) и триносторов (б, в): а — отпирание цепочки диносторов импульсным сигналом; б — отпирание цепочки триносторов с помощью импульсного трансформатора  $T_1$ ; в — отпирание цепочки триносторов с помощью конденсаторов связи ( $C_1, C_2$ )**

Сопротивление шунтирующих резисторов рассчитывают по формуле

$$R_{ш} \leq \frac{mU_{зс} - U_{пит}}{(m-1)I_{зс}}$$

где  $U_{зс}$  — наибольшее постоянное прямое напряжение прибора в закрытом состоянии;  $U_{пит}$  — напряжение источника питания;  $I_{зс}$  — ток в закрытом состоянии;  $m$  — число последовательно соединенных приборов. Шунтирующие резисторы вносят дополнительные потери; поэтому сопротивления их желательно выбирать как можно большими. Мощность, рассеиваемая на каждом резисторе  $R_m$ , определяется по формуле

$$P_{ш} = \frac{U_{пит}^2}{m^2 R_{ш}}$$

Резисторы  $R_{ш}$  обеспечивают равномерное распределение напряжения на приборах *только* в ждущем (установившемся) режиме. В моменты коммутации (переключения из открытого состояния в закрытое) цепочки приборов к ней прикладывается прямое напряжение, которое может иметь достаточно крутой фронт нарастания. При этом напряжения на отдельных приборах распределяются обратно пропорционально емкостям  $p-n$  переходов каждого из них. На приборе, имеющем минимальную емкость, возникает перенапряжение, которое может привести к переключению этого прибора, а затем и всей цепочки в открытое состояние. Различие в емкостях  $p-n$  переходов может быть устранено, «если параллельно каждому прибору подключить конденсатор небольшой емкости (конденсаторы  $C_1, C_2$  на рис. 16,б). Для приборов малой и средней мощностей емкость этого конденсатора составляет примерно 500... 2000 пФ. Последовательно с каждым конденсатором для ограничения разрядного тока через прибор целесообразно включать резистор (резисторы  $R_1, R_2$  на рис. 16,б), сопротивление которого определяется по формуле (17) и должно выбираться возможно меньшим, чтобы не снижать эффективность действия конденсаторов, выравнивающих напряжения на последовательно соединенных приборах в переходных режимах.

Рассмотрим переключение последовательной цепочки диносторов (рис. 16,а). В исходном состоянии напряжение на каждом приборе соответствует условию (19), и вся цепочка находится в закрытом состоянии. Переключение цепочки в открытое состояние может быть осуществлено при подаче переключающего импульса на один из диносторов, например на  $VS_3$ . Амплитуда этого импульса  $U_{вх.и}$  должна удовлетворять условию

$$(U_{вх.и} + U_{пит}/m) > U_{от.и.}$$

Когда диностор  $VS_3$  переключается в открытое состояние, напряжение источника питания перераспределяется между остальными приборами и к каждому из них оказывается приложенным напряжение  $U_{пит}/(m-1)$ . Прибор из цепочки, имеющий минимальное напряжение  $U_{прк}$ , меньше чем  $U_{пит}/(m-1)$ , следующим переключится в открытое состояние. Затем процесс повторяется и вся цепочка диносторов переключается в открытое состояние.

Существуют два способа включения последовательно соединенных триносторов:

- 1) яри одновременной подаче отпирющих импульсов на управляющий электрод каждого прибора;
- 2) при подаче отпирющего импульса на управляющий электрод только одного прибора.

Первый способ, при котором внешние отпирющие импульсы подаются на управляющие электроды каждого триностора, иллюстрируется схемой рис. 16.б. Для такого способа управления необходим импульсный трансформатор  $T_1$  с количеством изолированных вторичных обмоток, равным числу последовательно

соединенных приборов. Изоляция между обмотками должна выдерживать напряжение не меньшее чем  $U_{пит}$ . В цепь управления каждого тринистора следует включать резистор  $R^?$  для выравнивания входных сопротивлений отдельных приборов (рис. 16,6). Для одновременного включения тринисторов последовательной цепочки отпирающие импульсы должны иметь минимально возможную длительность фронта (несколько десятых долей микросекунды) и такую амплитуду, чтобы ток управления каждого тринистора был примерно равен  $I_{y.от.н}$ .

При втором способе отпирающий импульс подается на управляющий электрод только одного тринистора, а включение остальных приборов осуществляется сигналами, формирующимися в самой цепочке (рис. 16,0). В исходном состоянии конденсаторы  $d$  и  $C_2$  заряжены до напряжений, имеющихся на тринисторах  $VS_2$  и  $VS_3$  соответственно, в данном случае  $U_{c1} = U_{c2} = U_{пит}/3$ ; полярность напряжений на обкладках конденсаторов показана на рисунке. Тринистор  $VS_2$  отпирается внешним управляющим импульсом. Напряжение на аноде тринистора  $VS_3$  резко снижается, вследствие чего конденсатор  $C_2$  разряжается через резистор  $Rz$ , цепь управляющего электрода тринистора  $VS_2$  и открытый тринистор  $VS_3$ . Разрядный ток конденсатора  $C_2$  открывает тринистор  $VS_2$ . Разрядным током конденсатора  $C_4$  аналогичным образом включается тринистор  $VS_1$ . Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  ограничивают токи в цепях управляющих электродов приборов  $VS_1$  и  $VS_2$ . Сопротивление каждого из них рассчитывают по формуле (10), полагая  $U_{вх.н} = U_{c1} = U_{c2} = U_{nsум}/3$ . Конденсаторы  $d$  и  $C_2$  кроме основной функции выполняют также дополнительную: выравнивают напряжения на тринисторах  $VS_2$  и  $VS_3$  в моменты коммутации. Для тринистора  $VS_1$  эту роль выполняет конденсатор  $C_3$ . Резистор  $Rs$  ограничивает разрядный ток конденсатора  $C_3$  через прибор  $VS_1$  при открывании последнего.

## Глава 3

# УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОММУТАЦИИ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ

## 12. Общие замечания

В предыдущих главах было показано, что динисторы и тринисторы имеют два устойчивых электрических состояния (закрытое и открытое), управляются маломощным сигналом, обладают относительно высоким быстродействием и могут пропускать значительные нагрузочные токи. Эти свойства приборов открывают новые возможности в построении простых, надежных бесконтактных выключателей (реле), и поэтому они с успехом используются в коммутационных устройствах, с помощью которых осуществляются операции включения, отключения, а также переключения электрических цепей постоянного и переменного токов.

Кроме того, обладая малым сопротивлением в открытом состоянии и весьма большим — в закрытом, полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой хорошо удовлетворяют требованиям, предъявляемым к переключающим элементам. Из-за небольшого падения напряжения на открытых приборах последние выгодно применять в электрических цепях с относительно низким напряжением и большим током.

Созданные на основе диодных и триодных тиристорных статические бесконтактные выключатели успешно конкурируют с механическими и электромеханическими аналогами. Причем преимущества тиристорных устройств особенно заметны при многократных переключениях, поскольку они не имеют изнашивающихся контактов в силовых цепях, а следовательно, в них отсутствуют явления дребезга, подгорания и залипания контактов.

Переключатели на тринисторах практически выполняют любые функции обычных выключателей, однако в дополнение к простому действию «включено», «выключено» эти устройства могут использоваться как реле времени, импульсные выключатели, выключатели быстродействующей защиты электрических цепей от перенапряжений и коротких замыканий и т. д.

При конструировании и использовании тиристорных выключателей (переключателей) следует иметь в виду, что в закрытом состоянии полупроводниковые приборы с четырехслойной структурой не обеспечивают полной развязки (изоляции) источника питания и нагрузки, как это имеет место, например, при использовании механических выключателей. Степень развязки определяется током прибора в закрытом состоянии, и тем она выше, чем меньше значение этого тока.

В настоящей главе дается описание устройств, в которых динисторы и тринисторы используются для замыкания или полного размыкания электрической цепи. (Устройства, в которых с помощью тринисторов регулируется среднее значение напряжения или мощности на нагрузке, рассматриваются в гл. 6.)

Длительное пребывание коммутирующих устройств в режимах «Выключено» и «Включено» обеспечивается соответствующим режимом работы тиристорных устройств. В режиме «Выключено» напряжения источника питания постоянного или переменного тока выбираются так, чтобы обеспечивалось выполнение условия (2). В режиме «Включено» должны выполняться условия (5). Токи, протекающие через открытые приборы, рассчитываются по формуле (4).

Напряжения источников питания постоянного тока рассматриваемых устройств, как правило, не критичны, и их целесообразно выбирать примерно в пределах 9 ... 30 В. Напряжения питания устройств переменного тока

определяются их назначением и могут доходить до 220 В. При этом следует иметь в виду, что многие устройства, работающие на переменном токе, схемы которых рассматриваются в дальнейшем, питаются непосредственно от сети напряжением 127 или 220 В без разделительных трансформаторов. Детали таких устройств гальванически связаны с сетью переменного тока; поэтому при их налаживании и эксплуатации необходимо соблюдать повышенные меры безопасности. Любая перепайка или замена элементов должна производиться при полностью отключенном устройстве от сети питания. Детали устройств следует размещать в кожухах (корпусах) из изоляционного материала, а на оси переменных резисторов обязательно должны быть надеты изолирующие ручки. Во входной цепке питания необходимо устанавливать плавкие предохранители.

### 13. Выключатели и переключатели постоянного тока

Специфической особенностью всех устройств, работающих на постоянном токе и использующих выключатели (переключатели) на динисторах или тринисторах, является наличие специальных элементов (цепей), предназначенных для закрывания этих приборов.

Простая схема выключателя, который управляется обычными контактными кнопками, приведена на рис. 17. В исходном состоянии (после подачи напряжения источника питания  $U_{пит}$ ) тринистор  $VS_1$  закрыт, цепь питания нагрузки  $R_H$  разомкнута, а конденсатор  $C_1$  заряжен приблизительно до напряжения  $U_{пит}$  (полярность напряжения на конденсаторе указана на схеме). Подключение нагрузки к источнику питания осуществляется кратковременным нажатием кнопки  $S_1$ ; при этом конденсатор  $C_1$  разряжается через резистор  $R_2$  и цепь управляющего электрода тринистора и открывает его. Нагрузка  $R_H$  подключается к источнику питания. Отключение нагрузки происходит при нажатии кнопки  $S_2$ , контакты которой замыкают накоротко выводы анод-катод тринистора, его анодный так становится равным нулю, и прибор закрывается. В момент отпускания кнопки  $S_2$  нагрузка отключается от источника питания. Полезно отметить, что дребезг контактов кнопки  $S_1$  не отражается по форме фронта коммутируемого напряжения, подаваемого на нагрузку.

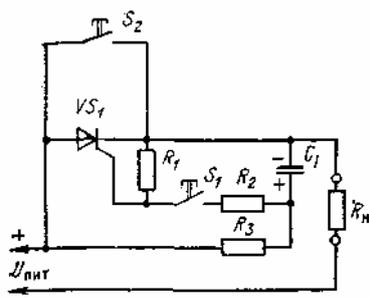


Рис. 17. Схема выключателя постоянного тока с кнопочным управлением

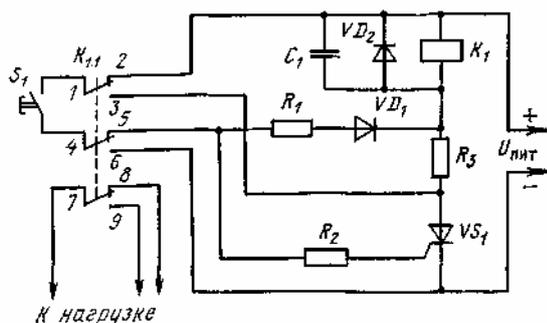


Рис. 18. Схема выключателя, управляемого одной кнопкой

Элементы схемы выключателя выбираются из следующих условий:

$$R_3 \ll R_{утс}; C_1 > t_{y-вкл} / 3R_2,$$

где  $R_{утс}$  — сопротивление утечки конденсатора  $C_1$ ;  $t_{y-вкл}$  — время включения тринистора по управляющему электроду.

Сопротивление  $R_2$  рассчитывается по формуле (8), а тринистор выбирается из условий (2) и (5). Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается в пределах 50... 1000 Ом, в зависимости от мощности тринистора.

Коммутирующее устройство (рис. 18) представляет собой комбинацию тринистора и реле и позволяет производить переключения цепи нагрузки, подсоединенной к контактам 7 — 9 реле, кратковременным нажатием одной и той же кнопки.

В исходном состоянии тринистор  $VS_1$  закрыт и обмотка реле  $K_1$  обесточена. При нажатии кнопки  $S_1$  на управляющий электрод тринистора через нормально замкнутые контакты реле 1 — 2, 4 — 5 и ограничивающий резистор  $R_2$  подается напряжение источника питания и прибор открывается. Через эти же две пары контактов

обмотка реле шунтируется цепью, состоящей из резистора  $R_1$  и диода  $VD_1$ . Пока кнопка нажата, анодный ток тринистора проходит по параллельной цепи, одна ветвь которой — обмотка реле, а вторая — резистор  $R_1$  и диод  $VD_1$ . Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается так, чтобы проходящий через обмотку ток был *меньше* тока срабатывания реле. Как только кнопку отпускают, шунтирующая цепь отключается и реле срабатывает: замыкаются контакты 1 — 3, 4 — 6, 7 — 9. В таком состоянии устройство остается, пока повторно не будет нажата кнопка  $S_1$ . Теперь при ее нажатии выводы анод — катод тринистора замыкаются накоротко и прибор закрывается. Однако, пока нажата кнопка, ток от источника  $U_{пит}$  проходит через обмотку реле, резистор  $R_3$  и замкнутые контакты 1 — 3 и 4 — 6 и реле остается включенным. Оно отключится при отпускании кнопки, и все устройство возвратится в исходное состояние: контакты 1 — 3, 4 — 6 и 7 — 9 вновь разомкнутся.

Сопротивление ограничивающего резистора  $R_2$  определяется по формуле (8). Значение максимального тока обмотки реле  $I_{p \max}$  должно удовлетворять условию (5). Чтобы ток через обмотку реле при данном напряжении источника питания  $\{U_{пит}$  не превысил допустимого для выбранного типа реле значения

$I_{p \max}$ , устанавливается (если необходимо) резистор  $R_3$ , сопротивление которого рассчитывается по формуле

$$R_3 \geq \frac{U_{пит}}{I_{p \max}} - r_p,$$

где  $r_p$  — сопротивление обмотки реле.

Сопротивление шунтирующего резистора  $R_1$  может быть вычислено из соотношения

$$R_1 \leq \frac{I_{p \min} R_3 r_p}{U_{пит} - I_{p \min} (R_3 + r_p)},$$

где  $I_{p \min}$  — минимальный ток срабатывания реле.

Диод  $VD_1$  устраняет непосредственную связь управляющего электрода тринистора с источником питания. Диод  $VD_2$  и конденсатор  $C_1$  шунтируют экстратоки обмотки реле при переключениях.

На рис. 19 приведена схема устройства, выполняющего функции дверного кодового замка, которая иллюстрирует многочисленные возможности практического использования выключателей на тринисторах с кнопочным управлением.

Основу замка составляет переключатель на трех тринисторах  $VS_i$  —  $VS_j$ , соединенных последовательно. В анодную цепь тринистора  $VS_3$  включена обмотка электромагнита  $YA_1$ , сердечник которого служит запором для двери. Цепочка последовательно соединенных тринисторов может быть переключена в проводящее состояние только при отпирании каждого из них в определенной последовательности: первым должен быть открыт тринистор  $VS_1$ , вторым —  $VS_2$  и, наконец, —  $VS_3$ .

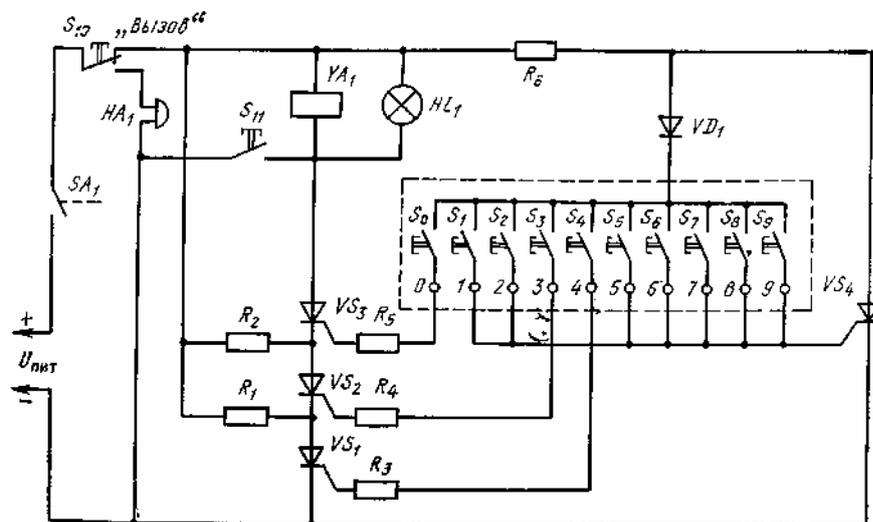


Рис. 19. Схема кодового замка

Открываются тринисторы с помощью кнопок. Управляющие электроды тринисторов могут быть подсоединены к контактам любых трех кнопок  $S_0$  —  $S_9$  пульта, установленного на стене с наружной стороны двери. При показанном на схеме соединении управляющих электродов тринисторов с кнопками кодом замка является число 430, и поэтому первой должна быть нажата кнопка  $S_1$ , затем — кнопка  $S_3$  и последней — кнопка  $S_0$ . Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  обеспечивают выполнение условия (3), поэтому после включения тринисторов  $VS_1$  и  $VS_2$  при кратковременном нажатии кнопок  $S_1$  и  $S_3$  соответственно эти приборы остаются в проводящем состоянии. После нажатия кнопки  $S_0$  включается тринистор  $VS_3$ , напряжение источника питания  $U_{пит}$  через замкнутые контакты выключателя  $SA_1$  и кнопки  $S_{10}$  подается на обмотку электромагнита  $YA_1$ , при этом одновременно загорается сигнальная лампа  $HL_1$ . Электромагнит втягивает сердечник и таким образом открывает замок двери. При открывании двери контакты выключателя  $SA_1$  размыкаются и разрывают цепь питания, тринисторы вновь выключаются, и после закрывания двери устройство возвращается в исходное

состояние.

Если при наборе кода вначале нажмут кнопку  $S_3$  или  $S_0$ , то транзисторы  $VS_2$  и  $VS_3$  останутся выключенными, поскольку цепь питания этих приборов будет разомкнута закрытым транзистором  $VS_1$  и, следовательно, замок не срабатывает.

Транзистор  $VS_4$  служит для того, чтобы исключить возможность открыть замок подбором кода. Контакты кнопок, не использованных в коде, соединены между собой и подключены к управляющему электроду транзистора  $VS_4$ . Если при попытке подобрать код будет нажата любая из этих кнопок, то транзистор  $VS_4$  откроется и замкнет цепь управления транзисторов  $VS_2$  —  $VS_3$ , и тогда ни один из них уже невозможно будет включить. Сопротивление резистора  $R_6$  рассчитывается по формуле  $U_{пит}/R_6 > I_{уд}$ ; поэтому транзистор  $VS_4$  после включения остается в проводящем состоянии. Такой же результат будет и при одновременном нажатии всех кнопок, так как транзистор  $VS_4$  откроется раньше, чем три последовательно соединенных транзистора  $VS_2$  —  $VS_3$ . Полезно обратить внимание на то, что этому обстоятельству способствует также и большее значение управляющего тока прибора  $VS_4$  по сравнению с транзисторами  $VS_2$  —  $VS_3$ . Чтобы устройство вернуть в исходное состояние после включения транзистора  $VS_1$ , следует нажать кнопку  $S_{10}$  «Вызов», контакты которой разрывают цепь питания транзистора  $VS_4$ , и последний закрывается. Одновременно замыкающие контакты этой кнопки включают звонок  $HA_1$  звуковой сигнализации. Кстати, этой кнопкой можно пользоваться просто как кнопкой звонка, если код замка не известен.

С помощью кнопки  $S_{11}$  замок можно открыть дистанционно из помещения. При нажатии этой кнопки транзисторы  $VS_2$  —  $VS_3$  замыкаются накоротко и напряжение питания подается на обмотку электромагнита УЛ. Кнопку  $S_{11}$  следует держать нажатой до тех пор, пока дверь не будет открыта.

Для изменения кода замка провода, идущие от управляющих электродов транзисторов  $VS_2$  —  $VS_3$ , подсоединяют к зажимам 0...9 в соответствии с кодовым числом; остальные зажимы соединяют между собой и подключают к управляющему электроду транзистора  $VS_1$ .

В качестве выключателя  $5J_4$  можно использовать малогабаритную кнопку КМ1-1 или микропереключатель типа МП. Напряжение питания кодового замка 27... 36 В.

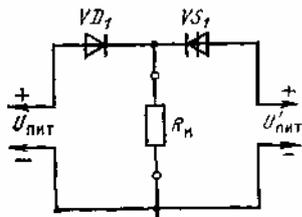


Рис. 20. Схема устройства для включения резервного источника питания

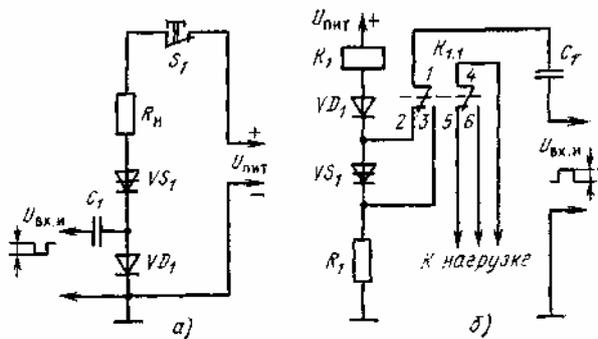


Рис. 21. Схемы переключателей на динисторах:

а — включение импульсным сигналом, выключение кнопкой; б — включение и выключение импульсным-сигналом

Переключатель (рис. 20) автоматически включает резервный источник питания  $U'_{пит}$  при неисправности (пропадании напряжения) основного источника питания  $U_{пит}$ . Напряжение резервного источника питания  $U'_{пит}$  и тип динистора  $VS_1$  выбираются так, чтобы выполнялось условие  $U_{пит} > U'_{пит} > (U_{прк} + I_{прк} R_n)$ , где  $U_{прк}$  и  $I_{прк}$  — напряжение и ток переключения динистора  $VS_1$ . Пока нагрузка  $R_n$  питается от основного источника, динистор закрыт, так как напряжение между его анодом и катодом меньше или равно нулю. При исчезновении напряжения  $U_{пит}$  (выходе из строя основного источника) к динистору в прямом направлении прикладывается напряжение  $U'_{пит}$ , переключающее прибор в открытое состояние, и нагрузка  $R_n$  оказывается подключенной к резервному источнику питания. При этом диод  $VD_1$  устраняет связь резервного и основного источников. Если после устранения неисправности вновь включить источник  $U_{пит}$ , то между анодом и катодом динистора  $VS_1$  появится напряжение, равное  $(U_{пит} - U'_{пит}) < 0$ , прибор закроется, а источник  $U'_{пит}$  отключится.

Тиристорные выключатели (переключатели) могут управляться дистанционно импульсными сигналами.

Простейшая схема такого выключателя на динисторе показана на рис. 21,а.. При отсутствии входного (включающего) импульса динистор  $VS_i$  закрыт, ток через нагрузку  $R_n$  не протекает. При подаче импульса отрицательной полярности, амплитуда которого должна быть  $U_{Вх.и} > U_{от.и}$ , динистор открывается и нагрузка подключается к источнику питания  $U_{пит}$ . Если выполняется условие (3), то динистор остается в таком состоянии до тех пор, пока не будет нажата кнопка  $S_i$ , контакты которой разрывают его анодную цепь. Подобную схему можно использовать в запоминающих устройствах, в индикаторах счетных устройств и т. д.

Коммутирующее устройство (рис. 21,б) состоит из динистора  $VS_i$ , реле  $K_i$  и осуществляет поочередное переключение цепи нагрузки с приходом каждого входного импульса положительной полярности. Функции, выполняемые этим устройством и ранее рассмотренным тринисторным переключателем (рис. 18), одинаковы. Различие в способе управления: в первом случае — кнопочное, здесь — импульсное.

В исходном состоянии динистор  $VS_i$  закрыт и реле  $K_i$ , обмотка которого включена в его анодную цепь, выключено. Первый входной импульс, амплитуда которого должна быть  $U_{Вх.и} > U_{от.и}$ , проходит через нормально замкнутые контакты реле  $1 - 2$  на анод динистора и переключает его в проводящее состояние. Реле срабатывает, и контакты  $1 - 3$  и  $4 - 6$  замыкаются. В таком состоянии устройство будет оставаться до тех пор, пока не будет закрыт динистор. Это происходит с приходом очередного (второго) импульса, который через замкнутые контакты  $1 - 3$  реле поступает теперь на катод динистора и закрывает его. Реле выключается, и контакты его возвращаются в исходное состояние. Для закрывания динистора амплитуда входного импульса должна быть  $U_{Вх.и} > U_{пит}$ . Удерживающий ток динистора не должен превышать минимального тока срабатывания реле, т. е.  $I_{уд} < I_{р мин}$  кроме того, должно выполняться условие

$$U_{пит} / (r_p + R_1) > I_{уд}$$

где  $r_p$  — активное сопротивление обмотки реле.

На рис. 22 показана основная схема тринисторного выключателя, управляемого импульсными сигналами. В выключателе используется способ закрывания тринистора с помощью предварительно заряженного коммутирующего конденсатора (см. § 10).

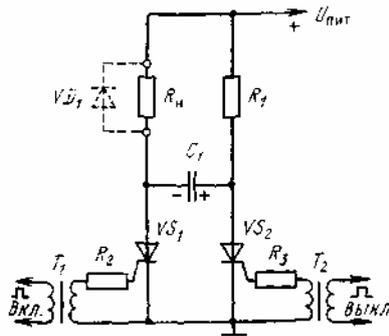


Рис. 22. Схема тринисторного переключателя постоянного тока, управляемого импульсными сигналами

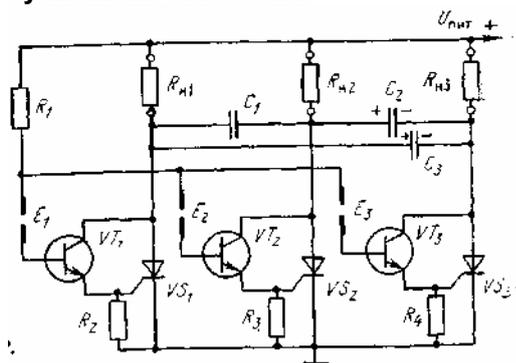


Рис. 23. Схема сенсорного тринисторного переключателя

Устройство содержит два тринистора: основной  $VS_i$  и дополнительный  $VS_2$ , который служит для выключения тринистора  $VS_i$ . В исходном состоянии после подачи напряжения питания тринисторы  $VS_i$  и  $VS_2$  остаются закрытыми, ток в нагрузке  $R_n$  практически равен нулю, а коммутирующий конденсатор  $C_f$  не заряжен. При подаче на управляющий электрод тринистора  $VS_i$  положительного импульса «Вкл.» последний открывается и напряжение источника питания  $U_{пит}$ , за вычетом падения напряжения на открытом приборе  $VS_i$ , прикладывается к нагрузке  $R_n$ , а коммутирующий конденсатор  $C_f$  через резистор  $R_i$  и открытый тринистор  $VS_i$  заряжается почти до напряжения  $U_{пит}$  (полярность напряжения; на конденсаторе обозначена на схеме). В таком состоянии устройство находится до тех пор, пока не будет подан положительный импульс «Выкл.» на управляющий электрод тринистора  $VS_2$ , который этим сигналом открывается. При этом тринистор  $VS_i$

выключается отрицательным напряжением коммутирующего конденсатора, и ток в цепи нагрузки прерывается. Разряд конденсатора  $C1$  вначале происходит через оба тринистора, а после выключения прибора  $VS_1$  — через тринистор  $VS_2$ , нагрузку и источник питания. По мере разряда конденсатора  $d$  анодный ток прибора  $VS_2$  уменьшается, и, когда его значение становится меньше удерживающего тока, тринистор  $VS_2$  закрывается и выключатель возвращается в исходное состояние (нагрузка  $R_B$  обесточена). Для этого необходимо сопротивление резистора  $R_I$  выбирать таким, чтобы для тринистора  $VS_2$  выполнялось условие (6). Обычно принимают

$$\frac{R_{т2}}{10 - 20} \geq R_I > \frac{U_{пит}}{I_{уд2}} \quad (20)$$

где  $R_{т2} = U_{пит}/I_{зс2}$  — сопротивление тринистора  $VS_2$  в закрытом состоянии;  $I_{уд2}$  — удерживающий ток тринистора  $VS_2$ .

Емкость коммутирующего конденсатора  $C_1$  рассчитывается по формуле (18). Прямое напряжение  $U_{3с}$  обоих тринисторов выключателя определяется напряжением источника питания (2) и должно быть одинаковым. Основной тринистор  $VS_1$  должен иметь обратное напряжение  $U_{обр} = U_{3с}$ , а для тринистора  $VS_2$  значение  $(U_{обр})$  не нормируется. При выборе тринистора  $VS_1$  по току руководствуются условиями (5). Вспомогательный тринистор  $VS_2$  может иметь небольшой средний ток. Диод  $VD_1$  следует включать, если нагрузка имеет индуктивный характер.

Рассмотренный выключатель с двумя тринисторами широко используется в разнообразных коммутирующих устройствах. В качестве примера на рис. 23 приведена схема сенсорного переключателя, который позволяет поочередно подключать к источнику питания одну из трех нагрузок. Переключатель содержит три тринистора  $VS_1$  —  $VS_3$ , каждый из которых выполняет функции как основного, так и вспомогательного прибора (рис.22). После подачи напряжения источника питания  $U_{пит}$  транзисторы  $VT_1$  —  $VT_3$  и тринисторы  $VS_1$  —  $VS_3$  остаются закрытыми, а нагрузки  $R_{н1}$  —  $R_{н3}$  — обесточенными. Во время кратковременного касания (замыкания) пальцем или металлическим предметом любой пары сенсорных контактов  $E_1$  —  $E_3$  в базовой цепи соответствующего транзистора появляется ток. Транзистор открывается, и его эмиттерный ток, протекая через цепь управления тринистора, включает последний. Напряжение источника питания, за вычетом падения напряжения на открытом тринисторе, приложится к нагрузке, через которую потечет ток, определяемой формулой (4). Если при минимальном токе нагрузки выполняется условие (5), то тринистор остается в проводящем состоянии и после размыкания сенсорных контактов до тех пор, пока не будет открыт другой тринистор.

Пусть, например, при первом замыкании сенсорных контактов  $E_3$  открылся тринистор  $VS_3$  и включилась нагрузка  $R_{н3}$ . Коммутирующие конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$ , соединенные с анодом тринистора  $VS_3$ , зарядятся до напряжения  $U_{пит}$  (полярность напряжения на конденсаторах обозначена на рисунке). Легко заметить, что теперь при включении тринистора  $VS_1$  или  $VS_2$  ранее открытый прибор выключится за счет отрицательного напряжения на коммутирующем конденсаторе ( $C_3$  или  $C_2$  соответственно) и вместо нагрузки  $R_{н3}$  к источнику питания подключится  $R_{н1}$  или  $R_{н2}$  и т.д.

Ток каждой нагрузки должен удовлетворять условию (5). Емкость коммутирующих конденсаторов  $C_1$  —  $C_3$  рассчитывается по формуле (18).

Отметим, что во всех рассмотренных схемах переключателей постоянного тока реализуются свойства полупроводниковых приборов с четырехслойной структурой «запоминать» заданное им внешним сигналом электрическое состояние.

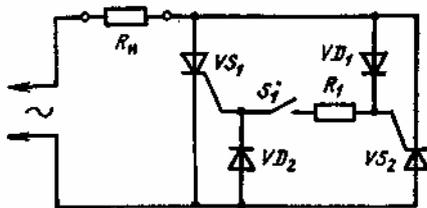
## 14. Выключатели переменного тока

Выключатели переменного тока выполняются, как правило, на три-нисторах, а также на симметричных тристорах (триаках); с последними читатель может познакомиться в [1].

По своему действию в цепях переменного тока тринистор подобен специальному типу выключателя, который в режиме «Выключено» не проводит ток в обоих направлениях, а в режиме «Включено» проводит ток только в одном направлении. Таким образом, для питания нагрузки обоими полупериодами переменного тока в силовых цепях выключателей следует использовать включенные навстречу друг другу либо два тринистора, либо один тринистор и обычный диод. Для открывания тринисторов часто применяются сигналы, формируемые из положительной полуволны анодного напряжения. Выключаются тринисторы автоматически при изменении полярности напряжения на аноде, т. е. через каждые полпериода напряжения источника питания.

Однофазный выключатель переменного тока (рис. 24) содержит два тринистора  $VSt$  и  $VS_2$ , которые включены параллельно и навстречу друг другу. Когда выключатель  $S_1$  разомкнут, тринисторы закрыты и нагрузка обесточена. При замкнутом выключателе  $S_1$  каждый из тринисторов проводит ток только в течение положительного полупериода напряжения на его аноде. Если положителен верхний (на схеме) провод источника питания, то проводит тринистор  $VSt$ , поскольку на его анод и управляющий электрод подается положительное напряжение (напряжение на управляющий электрод поступает через сопротивление нагрузки  $R_n$ , диод  $VD_1$ , резистор  $R_I$  и замкнутые контакты выключателя  $S_1$ ). В следующий полупериод становится положительным нижний провод источника и начинает проводить тринистор  $VS_2$ , на который управляющее напряжение поступает через диод  $VD_2$ , замкнутые контакты выключателя  $S_1$  и резистор  $R_I$ . Поочередное выключение тринисторов происходит автоматически в конце каждого положительного полупериода анодного

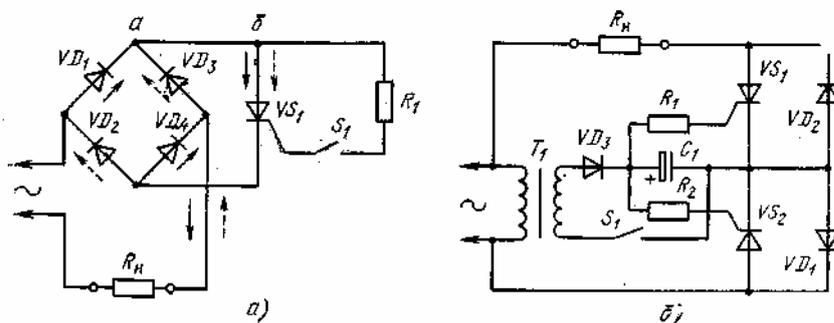
напряжения. Таким образом, в цепи нагрузки проходит переменный ток синусоидальной формы, а напряжение на нагрузке в течение каждого полупериода равно напряжению сети, за вычетом падения напряжения на открытом тринисторе.



**Рис. 24. Схема выключателя переменного тока на двух встречно-параллельно включенных тринисторах**

При размыкании контактов  $S_1$  тринисторы выключаются и нагрузка обесточивается. При этом к закрытым приборам  $VS_1$  и  $VS_2$  периодически прикладывается прямое и обратное напряжения, равные амплитудному значению напряжения сети питания  $U_m$ . Таким образом, тринисторы выключателя должны иметь гарантированное прямое и обратное напряжения не менее чем  $U_{3c} = U_{обp} > U_m$ . При напряжении сети  $U = 127$  В амплитудное значение напряжения составляет  $U_m = \sqrt{2}U = 1,41 \cdot 127 = 180$  В, а при сети  $U = 220$  В имеем  $U_m = 1,41 \cdot 220 = 310$  В. Допустимый импульсный анодный ток каждого из тринисторов должен быть  $I_{oc.п} > I_{нм}$ , где  $I_{н м} = U_m / R_{н}$  — амплитудное значение синусоидального тока в нагрузке, а средний ток — не менее  $I_{oc.ср} > 0,32 I_{н т}$ . Сопротивление резистора  $R_1$ , ограничивающего ток в цепях управляющих электродов тринисторов, рассчитывается по формуле (12).

Однофазные выключатели переменного тока могут также выполняться на основе различных комбинаций тринисторов и обычных силовых диодов. На рис. 25,а показана широко распространенная схема однофазного выключателя, который содержит только один тринистор  $VS_1$ , включенный в диагональ моста  $VD_1 — VD_4$  со стороны выпрямленного тока. К источнику переменного напряжения мост подключен последовательно с нагрузкой  $R_н$ . Такой выключатель также питает нагрузку обоими полупериодами переменного тока. (При необходимости нагрузку можно питать пульсирующим постоянным током, включив ее между точками *a* и *б*.)



**Рис. 25. Выключатели переменного тока на тринисторах и диодах:**  
**а — схема с тринистором, включенным в диагональ моста; б — схема на двух тринисторах и двух диодах**

Ток в цепи нагрузки протекает только тогда, когда диагональ моста зам-«нута накоротко открытым тринистором. Действительно, мост выпрямляет переменное напряжение и на анод и управляющий электрод тринистора в течение каждого полупериода сети подается положительное напряжение, имеющее «форму полусинусоиды. Когда сигнал на управляющий электрод не подается (выключатель  $S_1$  разомкнут), тринистор закрыт, поэтому ток через нагрузку не протекает. Если  $S_1$  замкнуть, то тринистор откроется в начале положительной полуволны и будет оставаться в проводящем состоянии в течение всего полупериода переменного напряжения. При открытом тринисторе через нагрузку протекают обе полуволны переменного тока. Одна полуволна тока (положительный верхний по схеме зажим источника) проходит по цепи: диод  $VD_1$ , тринистор  $VS_1$ , диод  $VD_3$ , нагрузка  $R_н$ , вторая полуволна (положительный нижний зажим) — по цепи: нагрузка  $R_н$  — диод  $VD_2$  — тринистор  $VS_1$  — диод  $VD_4$  (путь тока в обоих случаях на рис. 25,а обозначен сплошными и штриховыми стрелками соответственно). Напряжение питающей сети, за вычетом падения напряжения на двух диодах и тринисторе, включенных в прямое нап-;равление, приложено к нагрузке  $R_н$ . Если управляющий сигнал снять (разомкнуть выключатель  $S_1$ ), то тринистор в конце очередного полупериода, когда анодное напряжение падает до нуля, закрывается и нагрузка отключается от источника питания.

Как и в предыдущей схеме выключателя, тринистор должен иметь напряжение в закрытом состоянии не менее  $U_{3c} > U_m$ . Обратное напряжение на тринисторе в этой схеме равно нулю, так как прибор все время находится под напряжением одной полярности. Поскольку тринистор пропускает обе полуволны тока нагрузки, которые следуют одна за другой практически без разрыва, то средний ток прибора должен быть не менее

$I_{oc,cp} > 0,64 I_{н.т.}$ , а импульсный ток  $I_{oc,п} > I_{н.т.}$ . Сопротивление резистора  $R_1$  рассчитывается по формуле (12).

Допустимое обратное напряжение каждого из диодов моста  $VD_i$  —  $VD_i$  должно быть не менее  $U_m$ . Эти диоды должны иметь импульсный ток такого же значения, как и триностор, т. е.  $I_{д-и} > I_{н.т.}$ , а их средний ток может быть в два раза меньше  $I_{д,ср} > 0,32 I_{н.т.}$

Однофазный выключатель (рис. 25,6) содержит два триностора  $VS_1, VS_2$  и два силовых диода  $VD_1, VD_2$ . Управляющее напряжение для триносторов выключателя получается с помощью маломощного низковольтного выпрямителя, выполненного на понижающем трансформаторе  $TI$ , диоде  $VD_3$  и конденсаторе  $C_1$ . Напряжение с конденсатора  $C_1$  через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  подается на управляющие электроды триносторов.

Пока выключатель  $Si$  разомкнут, конденсатор  $C_1$  остается разряженным, напряжение на управляющих электродах триносторов равно нулю и триностор-ы закрыты. Ток через нагрузку ни в один из полупериодов напряжения сети не проходит, поскольку диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  по отношению к нагрузке включены последовательно и навстречу друг другу. При замыкании выключателя  $Si$  на конденсаторе  $C_1$  появляется постоянное напряжение, полярность которого показана на рис. 25,6. Теперь при положительном полупериоде напряжения на аноде любого триностора последний откроется. Так, в течение полупериода, когда положительный верхний (по схеме) провод источника, открыт триностор  $VS_1$  и ток проходит по цепи: источник питания, нагрузка  $R_n$ , триностор  $VS_1$ , диод  $VD_1$  — источник питания. В следующий полупериод (положительный нижний провод) открыт триностор  $VS_2$ , и теперь ток нагрузки  $R_n$  протекает от источника питания через открытый триностор  $VS_2$  и диод  $VD_2$ . Таким образом, нагрузка подключена к питающей сети в течение всего периода переменного тока, а напряжение на ней равно напряжению сети, за вычетом суммы падений напряжений на триностере и одном диоде, включенных в прямом направлении. При размыкании выключателя  $Si$  оба триностора через несколько периодов напряжения сети закрываются после разряда конденсатора  $C_1$ . Обратное напряжение на триносторах в таком выключателе равно нулю, требования к допустимому напряжению в закрытом состоянии, импульсному и среднему токам приборов такие же, как и для триносторов выключателя рис. 24. Диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  должны иметь обратное напряжение  $U_{д-обр} > U_m$ . Выходное напряжение  $U_1$  вспомогательного выпрямителя (на конденсаторе  $C_1$ ) должно быть  $U_1 > U_{y.от}$ , а сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$  рассчитываются по формуле  $R_1 = R_2 = U_i / I_{y.от}$ , где  $U_{y.от}$  и  $I_{y.от}$  — отпирающие напряжение и ток управления триносторов.

Из рассмотренных трех основных схем выключателей переменного тока наименьшие потери имеет выключатель с двумя триносторами (рис. 24). Следует обратить внимание, что во всех типах выключателей нагрузка остается гальванически соединенной с одним проводом питающей сети и при разомкнутых контактах выключателя  $SI$ .

Функции выключателя  $SI$  в выключателях переменного тока обычно выполняет механическое, электромеханическое или электрическое устройство. В последнем случае это может быть маломощное ключевое электронное устройство с датчиком, который срабатывает под действием напряжения, света, температуры, давления и т. д. Таким образом, коммутация значительной мощности в нагрузке осуществляется маломощным сигналом.

Для иллюстрации сказанного на рис. 26 приведена схема выключателя переменного тока, управляемого светом. Такое устройство можно использовать, например, для автоматического включения и выключения лампы в помещении в зависимости от степени освещенности фоторезистора  $R_5$ , используемого в качестве датчика. Резисторы  $R_3$  —  $R_5$  образуют делитель напряжения, к которому через стабилитрон  $VD_5$  и резистор  $R_2$  подключен управляющий электрод триностора  $VS_1$ . Пока фоторезистор  $R_5$  освещен (он может быть установлен у окна или вне помещения), его световое сопротивление  $R_{5c}$  невелико, так что  $R_{5c} < R_3 + R_4$ . Конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения, определяемого делителем  $R_3$  —  $R_{5c}$  и равного  $U_{c1} = U_m R_{5c} / (R_3 + R_1 + R_{5c}) < U_m$ , которое недостаточно для пробоя стабилитрона  $VD_5$  (здесь  $U_m$  — амплитуда сетевого напряжения). Триностор закрыт, выключатель находится в «разомкнутом» состоянии, и лампа  $EL_1$  погашена. С уменьшением освещенности фоторезистора его сопротивление резко (в сотни раз) возрастает и становится  $R_{5T} > R_3 + R_4$ . Теперь в начале каждого положительного полупериода напряжения на аноде триностора конденсатор  $C_1$  будет заряжаться через резисторы  $R_3 + R_4$ , пока напряжение на нем не достигнет пробивного напряжения  $U_{ст5}$  стабилитрона  $VD_5$ . При пробое стабилитрона конденсатор  $C_1$  разряжается через стабилитрон, резистор  $R_2$  и цепь управления триностора. Ток разряда открывает триностор, и напряжение сети подается на осветительную лампу. Выключатель переходит в «замкнутое» состояние, в котором он будет находиться, пока затемнен фоторезистор. Переменным резистором  $R_4$  регулируется момент срабатывания выключателя при различной освещенности.

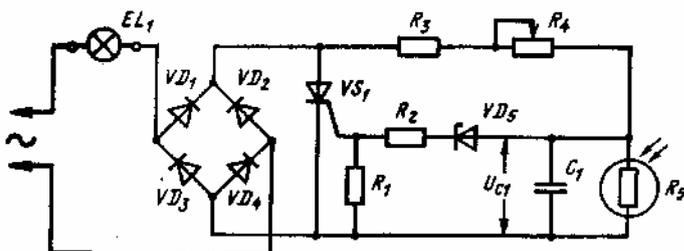


Рис. 26. Схема выключателя переменного тока, управляемого светом

Суммарное сопротивление  $R_3 + R_4$  должно удовлетворять условию  $R_{5T} > R_3 + R_4 > R_{5c}$  и выбирается в пределах 100... 200 кОм (в среднем положении движка переменного резистора  $R_4$ ). Продолжительность заряда конденсатора  $C_1$  до значения пробивного напряжения  $U_{cr5}$  стабилитрона  $VD_5$  (при затемненном фоторезисторе) должна быть примерно 0,5 мс. При таком условии емкость конденсатора  $d$  (в микрофарадах) вычисляется по формуле

$$C_1 = \frac{500}{(R_3 + R_4) \ln \frac{U_m}{U_m - U_{cr5}}}$$

Тринистор  $VS_1$  и диоды моста  $VD_1 - VD_4$  выбираются в зависимости от мощности лампы (ламп) и напряжения сети (см. выключатель рис. 25,а), а стабилитрон — по условиям (11). В выключателе могут быть использованы фоторезисторы ФСК-1, СФ2-5, СФ3-5 и др.

Выключатели, управляемые светом, могут быть также построены по принципу: «включено» при освещенном датчике (фоторезисторе) и «выключено» — при затемненном.

Интересен принцип построения выключателя, схема которого изображена на рис. 27. При нажатии кнопочного переключателя  $S_1$  через нагрузку протекает только одна полуволна тока, независимо от времени, в течение которого кнопка оставалась нажатой.

Устройство работает следующим образом. После подачи напряжения (замыкания выключателя  $Q_1$ ) тринистор  $VS_1$  остается закрытым, а нагрузка  $R_H$  — обесточенной. В те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод источника питания, конденсатор  $C_2$  заряжается по цепи: сопротивление нагрузки  $R_H$ , диод  $VD_2$ , резистор  $R_2$ . Через некоторое количество периодов напряжение на конденсаторе  $C_2$  станет равным амплитудному значению напряжения сети  $U_m$  (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на рисунке). Контакты 1 — 2 кнопочного переключателя  $S_1$  нормально замкнуты, и конденсатор  $d$  разряжен. В таком ждущем режиме устройство может находиться длительное время, пока не будет нажата кнопка  $S_1$ . После нажатия кнопки при очередном отрицательном полупериоде (положителен нижний провод источника питания) в цепи: резистор  $R_z$ , управляющий электрод—катод тринистора  $VS_1$ , замкнутые контакты 1 — 3 кнопки  $S_1$ , резистор  $R_1$ , диод  $VD_1$  потечет зарядный ток конденсатора  $C_1$ . Этот ток откроет тринистор, так как конденсатор  $C_2$  поддерживает на его аноде положительное напряжение, равное  $U_m$ .

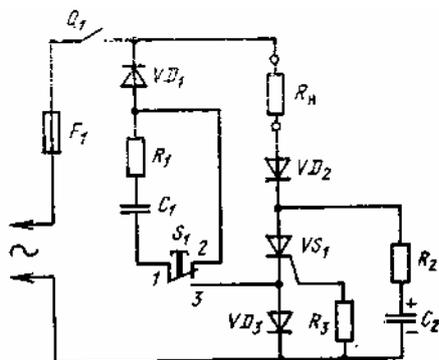


Рис. 27. Схема полуволнового выключателя переменного тока

Постоянная времени зарядной цепи конденсатора  $d$ , приблизительно равная  $t_1 = (R_1 + R_3)C_1$ , должна иметь такое значение, чтобы конденсатор *полностью зарядился* примерно в первой четверти полупериода, и поэтому к концу полупериода управляющий ток тринистора становится равным нулю, хотя контакты 1 — 3 кнопки остаются замкнутыми. Постоянная времени цепи разряда конденсатора  $C_2$  через резистор  $R_2$ , открытый тринистор  $VS_1$  и диод  $VD_3$ , равная  $t_2 = R_2 C_2$ , рассчитывается так, чтобы к концу полупериода разрядный ток конденсатора оставался *больше* значения удерживающего тока тринистора. Та-ким образом, к моменту начала следующего положительного полупериода напряжения сети на аноде тринистора последний окажется в открытом состоянии и через нагрузку  $R_H$ , тринистор  $VS_1$ , диоды  $VD_2$  и  $VD_4$  пройдет полуволна тока с амплитудой  $I_{н.м} = U_m / R_H$ . В течение этого полупериода конденсатор  $C_2$  полностью разряжается. В следующие положительные полупериоды анодного напряжения, хотя кнопка и продолжает быть нажатой, тринистор остается закрытым, так как управляющий ток равен нулю. При отпущении кнопки  $S_1$  конденсатор  $C_1$  разрядится через резистор  $R_1$  и устройство возвратится в исходное состояние. Для повторного включения необходимо вновь нажать кнопку  $S_1$ .

Сопротивления резисторов  $R_1 - R_3$  рассчитываются из условий, определяющих допустимый режим тринистора:

$$R_1 + R_3 > U_m / I_{y-0T-и}; R_2 > UT / I_{oc.п.}$$

Для сети переменного тока с частотой 50 Гц постоянные времени  $T_1$  и  $T_2$  должны быть приблизительно равны  $t_1 = 1,5 \cdot 10^{-3}$  с и  $T_2 = 5 \cdot 10^{-3}$  с..

Тринистор  $VS_i$  должен иметь напряжение в закрытом состоянии  $U_{3C} > U_m$ . Допустимое обратное напряжение диодов  $VD_i$  —  $VD_3$  должно быть не менее значения  $U_m$ , а у тринистора  $VS_i$  может не нормироваться.

## 15. Выключатели с временной задержкой

С помощью тринисторов и динисторов можно создавать коммутационные устройства с устанавливаемой выдержкой времени (бесконтактные реле времени). Такие устройства используются для включения или отключения нагрузки через определенный заранее установленный промежуток времени после приложения управляющего сигнала или срабатывания механического (электромеханического) переключателя.

Широкое распространение в бесконтактных реле времени находят тринисторы. В таких устройствах нагрузка непосредственно включается в анодную цепь прибора, а момент подачи сигнала на управляющий электрод задерживается относительно момента включения анодного питания. Для получения временных выдержек и формирования управляющих сигналов для тринисторов часто используются релаксационные генераторы на однопереходных транзисторах (см. § 8).

Выключатель (рис. 28,а) подает напряжение на нагрузку через некоторое время  $t_3$  после включения напряжения источника питания. Рабочее напряжение и ток выключателя определяются выбранным типом тринистора. Управляется тринистор  $VS_1$  однопереходным транзистором  $VT_1$ , который работает в режиме релаксационного генератора и формирует одиночные импульсы.

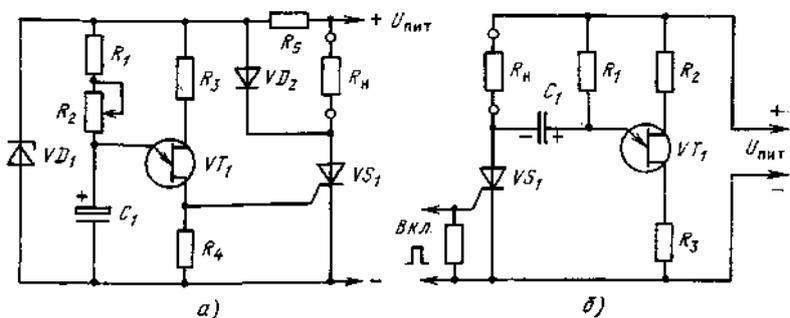


Рис. 28. Тринисторные выключатели с временной задержкой с однопереходными транзисторами:

а — схема с задержкой времени включения; б — схема устройства, автоматически отключающего нагрузку через определенное время

После подачи напряжения питания тринистор и однопереходный транзистор остаются закрытыми, а конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Конденсатор заряжается до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет значения  $U_{э,кв}$  при котором переход эмиттер — база 1 однопереходного транзистора включается в прямом направлении. В этот момент транзистор откроется и конденсатор  $C_1$  разрядится через его цепь эмиттер — база 1 и резистор  $R_b$ . Положительный импульс, снимаемый с этого резистора, откроет тринистор, и напряжение источника питания окажется приложенным к нагрузке  $RB$ . После открывания тринистора  $VS_i$  напряжение на генераторе становится равным сумме падений напряжений на открытом тринисторе  $U_{oc}$  и проводящем-диоде  $VD_2$ . Эти напряжения малы, поэтому генерация импульсов прекращается.

Длительность задержки  $t_a$  определяется постоянной времени цепи  $(R_1+R_2)C_1$  релаксационного генератора, которая регулируется резистором  $R_2$ , к напряжением включения однопереходного транзистора и может быть рассчитана по формуле (14).

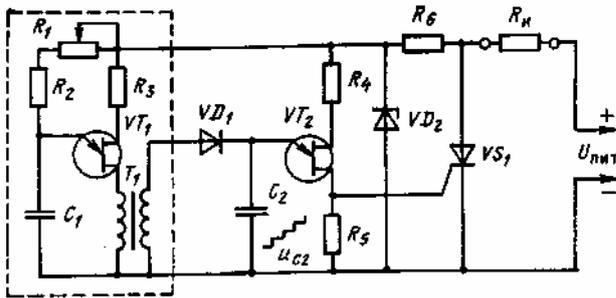
Выключатель (рис. 28,б) через определенное время автоматически отключает нагрузку  $R_u$  от источника питания  $U_{пит}$ . В этом устройстве для закрывания тринистора  $VS_1$  используется коммутирующий конденсатор  $C_1$ , который подключается к тринистору с помощью однопереходного транзистора  $VT_1$ .

Устройство работает следующим образом. При подаче напряжения питания тринистор  $VS_1$  и однопереходный транзистор  $VT_1$  остаются закрытыми, а напряжение на конденсаторе  $C_1$  равно нулю. С приходом сигнала «Вкл.» тринистор  $VS_1$  открывается и напряжение источника питания прикладывается к нагрузке  $R_u$ . После открывания тринистора коммутирующий конденсатор  $C_4$  заряжается через резистор  $R_1$  и открытый тринистор до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет значения, при котором переход эмиттер — база 1 однопереходного транзистора  $VT_1$  включается в прямом направлении. В этот момент открывается однопереходный транзистор, коммутирующий конденсатор подключается к тринистору (отрицательная обкладка к аноду, положительная — к катоду)  $k$  закрывает его. Нагрузка отключается от источника питания.

Интервал времени, в течение которого напряжение источника питания подается на нагрузку, можно вычислить по формуле (14). Емкость конденсатора  $C_4$  определяется по формуле (18). Сопrotивление резистора  $R_1$  в обеих схемах выключателей должно обеспечивать выполнение условия (13).

В устройстве рис. 28,а однопереходный транзистор открывается напряжением  $U_{ci}$ , снимаемым с конденсатора  $C_1$  и имеющим экспоненциальную форму. При больших выдержках времени включение

однопереходного транзистора происходит напряжением пологого (конечного) участка экспоненты, поэтому стабильность устанавливаемой временной выдержки невелика. Для получения больших временных выдержек (порядка нескольких минут и более) с высокой стабильностью можно использовать каскадное включение двух релаксационных генераторов на однопереходных транзисторах. Схема такого выключателя показана на рис. 29.



**Рис. 29. Схема выключателя с временной задержкой с двумя однопереходными транзисторами.**

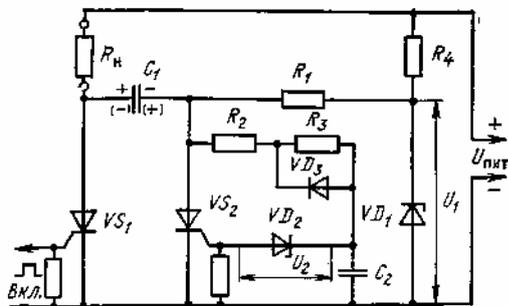
На однопереходном транзисторе  $VT_1$  собран релаксационный автогенератор (на схеме показан штриховой линией), который начинает работать сразу после подачи напряжения питания  $U_{пит}$ . Выходным напряжением генератора через трансформатор  $T_1$  и диод  $VD_1$  заряжается основной времязадающий конденсатор  $C_2$ , который используется в генераторе одиночных импульсов на однопереходном транзисторе  $VT_2$ . Напряжение на конденсаторе  $C_2$  имеет форму нарастающей ступенчатой кривой (рис. 29), причем горизонтальная часть каждой ступеньки равна периоду повторения импульсов автогенератора на транзисторе  $VT_1$ , а высота ступеньки определяется напряжением на вторичной обмотке трансформатора  $T_1$ . Как только напряжение на конденсаторе  $C_2$  достигнет значения  $U_{э\text{вкл}2}$  однопереходного транзистора  $VT_2$ , последний отпирается, включается триод  $VS_1$  и к выводам нагрузки  $R_н$  прикладывается напряжение источника питания. Если напряжение для питания генераторов взято с анода триода, то после открывания последнего оно становится  $U_{oc}=1... 2$  В и оба генератора выключаются.

Сумма сопротивлений резисторов  $R_1+R_2$  должна удовлетворять условию (13). Период повторения импульсов генератора на транзисторе  $VT_1$  не критичен, устанавливается опытным путем и должен быть значительно меньше необходимой выдержки времени, которая регулируется резистором  $R_1$ . Напряжение питания генераторов на однопереходных транзисторах стабилизировано стабилитроном  $VD_2$ .

Триоды в рассмотренных выключателях (рис. 28, 29) выбираются по требуемому току нагрузки (5) и напряжению питания (2).

Конденсаторы, используемые во времязадающих цепях ( $C_1, C_2$  на рис. 28, 29) должны иметь незначительные токи утечки. При относительно небольших задержках (когда емкость не превышает десятые доли микрофарды) могут использоваться бумажные конденсаторы, а при задержках около минуты и более (емкость может составлять несколько десятков и даже сотен микрофард) — оксидно-полупроводниковые или электролитические конденсаторы.

Выключатель (рис. 30) подает напряжение на нагрузку в течение определенного заранее установленного интервала времени, а затем автоматически отключает питание от нагрузки. Устройство построено без использования однопереходного транзистора и содержит два триода: основной  $VS_1$  и вспомогательный  $VS_2$ , используемый для выключения основного. Необходимая временная задержка обеспечивается RC-цепочкой.



**Рис. 30. Схема выключателя с временной задержкой на двух триодах**

Исходное состояние выключателя (прибор  $VS_1$  закрыт, а  $VS_2$  — открыт) устанавливается автоматически. После подачи напряжения питания  $U_{пит}$  конденсатор  $C_2$  через резисторы  $R_1 - R_3$  заряжается до напряжения пробоя стабилитрона  $VD_2$ , при этом открывается триод  $VS_2$ . Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается таким, чтобы прямой ток триода  $VS_2$  был больше удерживающего тока, т. е.  $I_{пр2} = U_1(R_1) > I_{уд2}$ . Открытый триод  $VS_2$  шунтирует свою цепь управления, конденсатор  $C_2$  разряжается через диод  $VD_3$ , резистор  $R_2$  и анодную цепь триода  $VS_2$  и остается разряженным. Коммутирующий конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения

источника питания  $U_{ПМТ}$  (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на схеме без скобок). Тринистор  $VS_i$  остается закрытым, и, следовательно, ток в нагрузке  $R_s$  не протекает.

В таком исходном состоянии устройство находится, пока на управляющий электрод тринистора  $VS_i$  не будет подан импульс «Вкл.» Этот импульс открывает тринистор  $VS_i$ , и напряжение источника питания прикладывается к нагрузке. Одновременно напряжением коммутирующего конденсатора  $C_i$  выключается тринистор  $VS_2$ , а конденсатор  $d$  через резистор  $R_i$  перезаряжается (полярность напряжения перезаряженного конденсатора на схеме обозначена в круглых скобках).

С момента выключения тринистора  $VS_2$  конденсатор  $C_2$  вновь начинает заряжаться через резисторы  $R_i — R_s$ . Как только напряжение на нем достигнет значения пробивного напряжения стабилитрона  $VD_2$ , в цепи управления тринистора  $VS_2$  появляется ток и прибор открывается. Тринистор  $VS_i$  отрицательным напряжением перезаряженного коммутирующего конденсатора  $C_i$  закрывается, и нагрузка отключается от источника питания. Устройство возвращается в исходное состояние, при котором тринистор  $VS_i$  закрыт, а  $VS_2$  открыт. С приходом следующего импульса «Вкл.» цикл повторяется.

Таким образом, время  $t_a$ , в течение которого напряжение питания подается на нагрузку, определяется продолжительностью заряда конденсатора  $C_2$  до напряжения пробоя стабилитрона  $VD_2$  и может регулироваться элементами  $R_s$  и  $C_2$ . Это время (при условии  $R_1+R_2>R_3$ ) рассчитывается по формуле

$$t_a \approx R_3 C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_2},$$

где  $U_i$  — стабилизированное напряжение, от которого заряжается конденсатор  $C_2$ ;  $U_z$  — напряжение стабилизации стабилитрона  $VD_2$ .

Стабилитрон  $VD_2$  выбирается из условий (11). Стабилитрон  $VD_i$  стабилизирует напряжение питания времязадающей цепи. Емкость конденсатора  $C_i$  определяется по формуле (18). Этот конденсатор должен быть бумажным диэлектриком, поскольку полярность напряжения на нем изменяется.

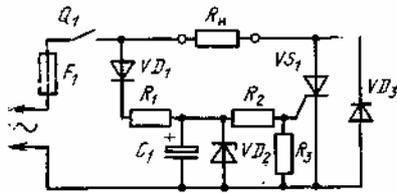


Рис. 31. Схема двухступенчатого выключателя переменного тока

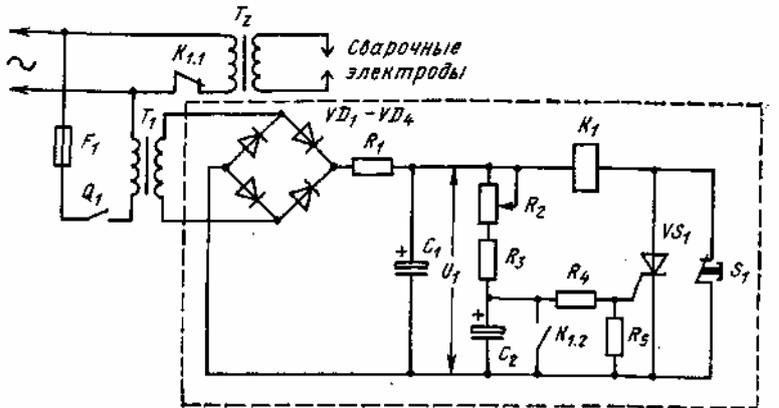
Рассмотрим выключатели с выдержкой времени, работающие на переменном токе. Выключатель (рис. 31) позволяет подавать напряжение питания на нагрузку (например, лампы накаливания) автоматически двумя ступенями с выдержкой времени между ними. Схема этого устройства, по-существу, представляет собой одно плечо однофазного выключателя (рис. 25,6). Здесь управляющее напряжение для тринистора получается с помощью бестрансформаторного однополупериодного выпрямителя, собранного на диоде  $VD_i$ , резисторе  $R_i$ , конденсаторе  $C_i$  и стабилитроне  $VD_2$ . После подачи напряжения питания (замыкания выключателя  $Q_i$ ) через диод  $VD_2$  и нагрузку  $RB$  ток проходит только в те периоды напряжения сети, когда положителен нижний (по схеме) провод источника питания. Пока тринистор  $VS_i$  закрыт, к нагрузке подводится половинная мощность (выключатель работает на первой ступени). Одновременно после замыкания  $Q_i$  начинает заряжаться конденсатор  $C_i$  через диод  $VD_i$  и резистор  $R_i$ . Когда напряжение на  $C_i$  достигает значения, достаточного для включения тринистора  $VS_i$ , последний начинает открываться в начале каждого положительного полупериода напряжения на аноде, и через нагрузку ток будет протекать в течение обоих полупериодов напряжения сети (устройство работает на второй ступени). Интервал времени с момента замыкания контактов выключателя  $Q_i$  до момента, когда на нагрузку подается полное напряжение питания, зависит от постоянной времени цепи  $R_i C_i$  и значения напряжения питающей сети. При напряжении сети 220 В задержка, равная нескольким секундам, получается при  $R_1 = 30...50$  кОм,  $C_1 = 2.00... 400$  мкФ.

Стабилитрон  $VD_2$  фиксирует постоянный уровень напряжения на управляющем электроде тринистора. Тринистор  $VS_i$  и диод  $VD_3$  выбираются в зависимости от тока нагрузки и напряжения источника питания, как и для выключателя рис. 25,6.

Выключатель (на рис. 32 выделен штриховой линией) при нажатии кнопки подключает нагрузку на короткое фиксированное время к сети переменного тока, а затем автоматически отключает ее. Таким устройством можно, например, оснастить обычный сварочный аппарат, которым при этом можно будет производить и точечную сварку (рис. 32).

Выключатель с выдержкой времени работает следующим образом. Напряжение сети (127 или 220 В) через понижающий трансформатор  $T_1$  с выходным напряжением 25... 30 В поступает на выключатель (рис. 25,а), состоящий из диодного моста  $VD_1 — VD_4$  и тринистора  $VS_1$ , в анодную цепь которого включена катушка реле  $K_1$ . Тринистор и реле питаются выпрямленным и сглаженным конденсатором  $C_1$  напряжением. Контакты реле  $K_{1.1}$ , включенные последовательно в цепь первичной обмотки сварочного трансформатора  $T_2$ , нормально замкнуты, а контакты  $K_{1.2}$ , шунтирующие конденсатор  $C_2$  времязадающей цепочки  $RC$ , нормально разомкнуты. При разомкнутом выключателе  $Q_i$  устройство отключено и никакого влияния на работу сварочного аппарата не

оказывает. После подачи напряжения на выключатель (замыкании контактов  $Q_1$ ) тридистор  $VS_1$  остается закрытым, поскольку его выводы анод — катод шунтируются нормально замкнутыми контактами кнопки  $S_1$ . Реле  $K_1$  при этом сработает (ток катушки проходит от источника через замкнутые контакты кнопки  $S_1$ ), его контакты  $K_{1,1}$  разомкнутся, а  $K_{1,2}$  — замкнутся и конденсатор  $C_2$  разрядится.



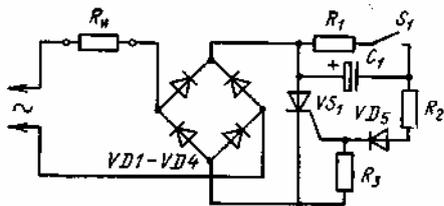
**Рис. 32. Схема выключателя переменного тока с устанавливаемым временем подачи напряжения на нагрузку**

Теперь сварочный аппарат переходит в режим точечной сварки и управляется только кнопкой  $S_1$ . Для подачи напряжения на сварочные электроды следует нажать кнопку  $S_1$ , при этом ее контакты размыкаются, ток через катушку реле прерывается, в результате чего контактные группы принимают исходное состояние:  $K_{1,1}$  замыкается, а  $K_{1,2}$  размыкается. Напряжение сети подается на первичную обмотку трансформатора  $T_2$ , и происходит процесс сварки. Поскольку контакты  $K_{1,2}$  разомкнуты, конденсатор  $C_2$  заряжается выпрямленным напряжением через резисторы  $R_2, R_3$ . Когда напряжение на конденсаторе достигнет значения напряжения отпирания тристора  $VS_1$ , последний откроется и включит реле  $K_1$ , контакты  $K_{1,1}$  вновь разомкнутся, а контакты  $K_{1,2}$  — замкнутся и конденсатор  $C_2$  разрядится. Напряжение с первичной обмотки трансформатора  $T_2$  снимается, и процесс сварки прекращается. Тристор  $VS_1$  остается открытым, пока нажата кнопка  $S_1$ , при ее отпускании тристор закрывается и устройство возвращается в исходное состояние. Для повторной сварки следует вновь нажать кнопку  $S_1$ .

Длительность сварочного импульса  $t_{св}$  зависит только от постоянной времени  $(R_2+R_3)C_2$ , значения выпрямленного напряжения  $U_1$  и напряжения  $U_{y.от}$  от тристора и может быть вычислена по формуле

$$t_{св} \approx (R_2 + R_3) C_2 \ln \frac{U_1}{U_1 - U_{y.от}}$$

Требуемое значение  $t_{св}$  (обычно около 1 с) устанавливается переменным резистором  $R_2$ . Отметим, что время  $t_{св}$  не зависит от того, как долго была нажата кнопка  $S_1$ . Допустимый прямой ток тристора должен быть больше тока срабатывания реле (контактора), которое выбирается так, чтобы его контакты  $K_{1,1}$  могли пропускать ток первичной обмотки сварочного трансформатора  $T_2$ .



**Рис. 33. Схема выключателя переменного тока с задержкой момента отключения**

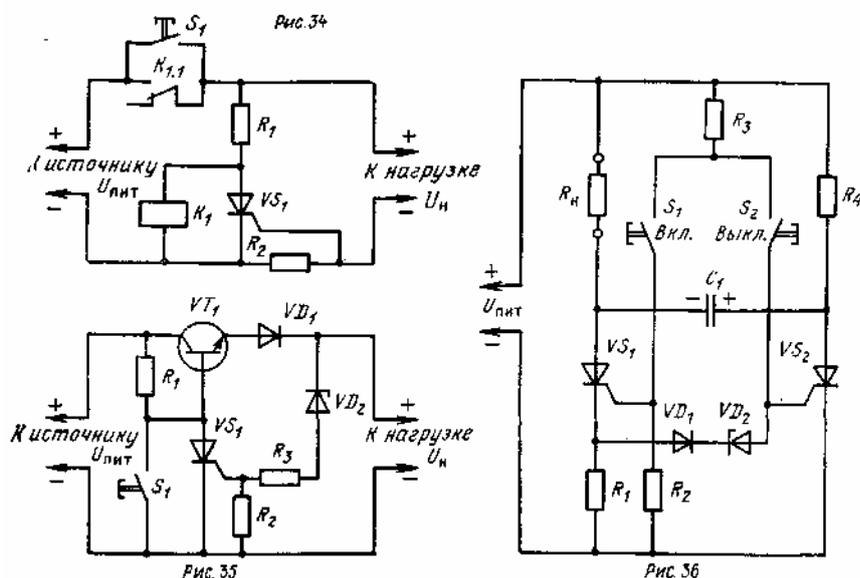
На рис. 33 изображена несколько видоизмененная схема выключателя с тристором и диодным мостом (рис. 25,а): дополнительно введены диод  $VD_5$  и конденсатор  $C_1$ . Такое устройство кроме своей основной функции — включать в отключать нагрузку в цепи переменного тока позволяет на некоторое время задержать отключение нагрузки (например, осветительных ламп) от источника питания после размыкания выключателя  $S_1$ . Суммарное сопротивление резисторов  $R_1+R_2$  должно удовлетворять требованию (12), и поэтому при замыкании контактов  $S_1$  выключатель работает аналогично рассмотренному выше устройству (рис. 25,а), а конденсатор  $C_1$  остается разряженным. После размыкания контактов выключателя  $S_1$  начинает заряжаться конденсатор  $C_1$  от положительного пульсирующего напряжения, имеющегося на аноде тристора  $VS_1$ . Ток заряда конденсатора  $C_1$  проходит по цепи: резистор  $R_2$ , диод  $VD_5$ , управляющий электрод — катод тристора. Таким образом, тристор  $VS_1$  остается открытым и после размыкания выключателя  $S_1$ , а нагрузка  $R_H$  — подключенной к источнику питания. По мере заряда конденсатора ток управляющего электрода уменьшается, и, когда он снизится до значения неотключающего тока управления  $I_{y.нот}$ , тристор закроется, а нагрузка обесточится. Задержка времени отключения нагрузки зависит от постоянной времени  $R_2C_1$ , напряжения пи-

тающей сети и значения тока  $I_{y.нот}$  и может составлять несколько десятков секунд. При очередном замыкании контактов  $S_1$  конденсатор  $C_4$  разрядится через резистор  $R_1$ ; триностр  $VS_1$  вновь откроется и на нагрузку будет подано напряжение питания.

## 16. Защитные устройства

Высокое быстродействие триностров и их способность выдерживать значительные кратковременные перегрузки по току позволяют создавать на основе этих приборов весьма эффективные электронные устройства защиты и блокировки для автоматического отключения нагрузки от источника питания.

Простое защитное устройство (рис. 34) выполняет функции плавкого предохранителя и включается между источником постоянного напряжения и нагрузкой. В устройстве используются триностр  $VS_1$  и реле  $K_1$ . Контакты  $K_{1.i}$  реле, которые должны быть рассчитаны на полный ток нагрузки, нормально разомкнуты, и в исходном состоянии напряжение на нагрузку не подается. Чтобы подключить питание к нагрузке, необходимо кратковременно нажать кнопку  $S_1$ . При этом сработает реле  $K_1$  и его контакты  $K_{1.1}$ , служащие одновременно и для самоблокировки реле, замкнутся. В цепь питания нагрузки последовательно включен безындукционный резистор  $R_z$ . Падение напряжения на этом резисторе, пропорциональное току нагрузки, подается на управляющий электрод триностра  $VS_1$ . Сопротивление резистора  $R_2$  выбирается таким, чтобы при максимальном токе нагрузки  $I_n$  max падение напряжения на  $R_2$  не превышало не-отпиргающего напряжения управления триностра, т. е.  $I_n \text{ max} R_2 < U_{y.нот}$ . Таким образом, при токах нагрузки от  $I_n \text{ min}$  до  $I_n \text{ max}$  триностр  $VS_1$  остается закрытым.



**Рис. 34.** Схема защитного устройства от перегрузок по току с использованием триностра и реле

**Рис. 35.** Схема защитного устройства от перенапряжений

**Рис. 36.** Схема тринострного электронного предохранителя

В случае короткого замыкания или другой какой-либо неисправности в цепи нагрузки, когда ток  $I'_e$  возрастет настолько, что падение напряжения на  $R_2$  станет  $I'_e R_2 > U_{y.нот}$ , триностр откроется. Напряжение на катушке реле снизится до значения  $U_{oc} < 2$  В, и реле выключится. Контакты реле  $K_{1.1}$  разомкнутся, нагрузка и триностр отключатся от источника питания. После устранения неисправности повторное включение нагрузки осуществляется нажатием кнопки  $S_1$ .

Порог срабатывания устройства можно регулировать резистором  $R_z$ . Тип реле и сопротивление резистора  $R_i$  выбираются в зависимости от напряжения источника питания и номинального тока катушки реле. Кроме того, сопротивление резистора  $R_1$  должно удовлетворять условию  $U_{пит}/R_1 < I_{oc}$ , где  $I_{oc}$  — наибольший прямой постоянный ток триностра  $VS_1$ .

Устройство, схема которого показана на рис 35, может быть использовано в относительно низковольтных цепях для защиты нагрузки от перенапряжений. Защитное устройство включается между нагрузкой и источником постоянного напряжения. При номинальном значении напряжения на нагрузке  $U_n$ , которое должно быть меньше напряжения стабилизации  $U_{ст 2}$  стабилитрона  $VD_2$ , т. е.  $U_n < U_{ст 2}$ , триностр  $VS_1$ , закрыт, а транзистор  $VT_1$  открыт и находится в режиме насыщения (необходимый ток базы устанавливается резистором  $R_i$ ). При возрастании напряжения на нагрузке до значения  $U'_n$ , вызывающего пробой стабилитрона ( $U'_n > U_{ст 2}$ ), триностр открывается, напряжение на базе транзистора  $VT_1$  резко уменьшается, транзистор закрывается и, таким образом, цепь нагрузки отключается от источника питания. После устранения неисправности для повторного включения нагрузки необходимо закрыть триностр, т. е. кратковременно нажать кнопку  $S_1$ . Чтобы

тринистор  $VS_1$  оставался в открытом состоянии после срабатывания устройства, его прямой ток, определяемый сопротивлением резистора  $R_1$ , должен быть  $I_{пр} = U_{пит}/R_1 > I_{уд}$ . Ток стабилитрона  $VD_2$  и сопротивление резистора  $R_3$  должны обеспечивать выполнение условий (11).

На рис. 36 приведена схема выключателя на тринисторах, который с помощью кнопок включает и отключает питание нагрузки и, кроме того, защищает цепь нагрузки от чрезмерного возрастания в ней тока. Основу защитного устройства составляет двухтринисторный выключатель с коммутирующим конденсатором, работа которого была рассмотрена выше. Оба тринистора управляются кнопками, а кроме того, на управляющий электрод тринистора  $VS_2$  поступает сигнал аварийного отключения, формируемый в самом устройстве (в катодной цепи тринистора  $VS_1$ ).

После подачи напряжения питания  $U_{пит}$  оба тринистора остаются закрытыми, а нагрузка  $R_n$ , включенная в анодную цепь тринистора  $VS_1$ , остается обесточенной. Нагрузка подключается к источнику питания при открывании тринистора  $VS_1$ , что осуществляется кратковременным нажатием кнопки  $S_1$ . При открытом тринисторе  $VS_1$  коммутирующий конденсатор  $C_1$  заряжается примерно до напряжения источника питания (полярность напряжения на конденсаторе обозначена на схеме). В катодную цепь тринистора  $VS_1$  включен безындукционный резистор  $R_1$ , через который проходит весь ток нагрузки. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается таким, чтобы при максимальном токе нагрузки  $I_{н\max}$  падение напряжения на нем было меньше напряжения пробоя стабилитрона  $VD_2$ , т. е.  $I_{н\max}R_1 < U_{ст2}$ . Если теперь в цепи нагрузки по каким-либо причинам недопустимо увеличится ток до некоторого значения  $I_n$  (например, произойдет короткое замыкание), то напряжение на  $R_1$  скачкообразно возрастет. Как только оно станет равным  $I_n R_1 > U_{ст2}$ , произойдет пробой стабилитрона  $VD_2$  и тринистор  $VS_2$  откроется. Одновременно напряжением коммутирующего конденсатора  $C_4$  закроется тринистор  $VS_1$  и нагрузка отключится от источника питания. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается из условия (20), и поэтому после разряда конденсатора  $C_1$  тринистор  $VS_2$  также закроется. Повторное включение нагрузки осуществляется кнопкой  $S_1$ . (При некотором усложнении схемы можно создать устройство, которое автоматически повторно включает нагрузку после срабатывания защиты [5]).

Диод  $VD_1$  предотвращает попадание отрицательного всплеска напряжения на управляющий электрод тринистора  $VS_2$  в момент выключения тринистора  $VS_1$ . Кнопка  $S_2$  служит для отключения нагрузки от источника питания.

Следует отметить, что для правильной работы защитного устройства тринистор  $VS_1$  до момента аварийного отключения должен быть открытым такое время, чтобы коммутирующий конденсатор  $C_1$  успел зарядиться до напряжения, обеспечивающего выключение этого тринистора. Если это требование не выполняется, то выключить тринистор  $VS_1$  будет невозможно и устройство защитные функции выполнять не будет.

Прямое напряжение тринисторов  $VS_1$  и  $VS_2$  должно соответствовать условию (2), а постоянный ток прибора  $VS_1$  должен соответствовать условию (5), прибор  $VS_1$  должен допускать кратковременный ток  $I_{oc.п} > I_n$ . Обратное напряжение тринистора  $VS_1$  должно быть  $U_{обр} > U_{пит}$ , а для прибора  $VS_2$  может не нормироваться. Сопротивление ограничивающего резистора  $R_3$  вычисляется по формуле (8), а емкость коммутирующего конденсатора  $d$  — по формуле (18). Порог срабатывания защитного устройства устанавливается выбором соответствующего типа стабилитрона  $VD_2$  и сопротивления резистора  $R_1$ .

Время срабатывания такого электронного предохранителя, как и предо-Душих защитных устройств, не превышает несколько десятков микросекунд, что более чем в 1000 раз меньше времени срабатывания обычного плавного предохранителя. Кроме того, элементы рассмотренных защитных устройств в противоположность плавким предохранителям не требуют замены после аварийного отключения.

Кроме защиты цепей от перенапряжений и токовых перегрузок, на основе тринисторов можно создавать различные защитные устройства иного назначения. Рассмотрим несколько таких схем.

Как известно, аккумуляторы в процессе эксплуатации не должны разряжаться ниже некоторого напряжения. Защитное устройство с тринисторами (рис. 37) автоматически отключает нагрузку при уменьшении напряжения батарей аккумулятора  $GB_1$  до некоторого допустимого уровня.

В исходном состоянии тринисторы  $VS_1$  и  $VS_2$  закрыты и нагрузка  $R_H$  отключена от батареи (контакты кнопки  $S_1$  нормально замкнуты, а  $S_2$  — разомкнуты). Нагрузка подключается к батарее  $GB_1$  при кратковременном нажатии «кнопки  $S_2$ , которая открывает тринистор  $VS_1$ , и коммутирующий конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения, действующего на нагрузку. Конденсатор  $C_2$  заряжается до напряжения, значение которого устанавливается переменным (Резистором  $R_6$ . Это напряжение стабилизируется стабилитроном  $VD_1$  и является напряжением на эмиттере однопереходного транзистора  $VT_1$ .

В процессе работы напряжение батарей аккумулятора  $GB_1$  падает. Соответственно уменьшается и напряжение  $U_{мб}$  между базами однопереходного транзистора  $VT_1$ , в то же время напряжение на его эмиттере остается неизменным. При некотором минимально допустимом напряжении батареи (которое определяется заранее установленным напряжением на конденсаторе  $C_2$ ) открывается однопереходный транзистор и конденсатор  $C_2$  разряжается через переход эмиттер — база 1 и первичную обмотку трансформатора  $T_1$ . Тринистор  $VS_2$  открывается, коммутирующий конденсатор  $C_1$  подключается параллельно тринистору  $VS_1$  и закрывает его, что приводит к отключению нагрузки от батареи. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается таким, чтобы обеспечивалось условие (6), поэтому после выключения прибора  $VS_1$  тринистор  $VS_2$  также закрывается. Кнопка  $S_1$  позволяет вручную отключить нагрузку от аккумулятора.

Тринистор  $VS_1$  по току выбирается согласно требованиям (5) и должен иметь допустимое обратное напряжение не менее чем напряжение батарей аккумуляторов. Емкость конденсатора  $C_1$  рассчитывается по

формуле (18), а сопротивление резистора  $R_2$  — по формуле (8).

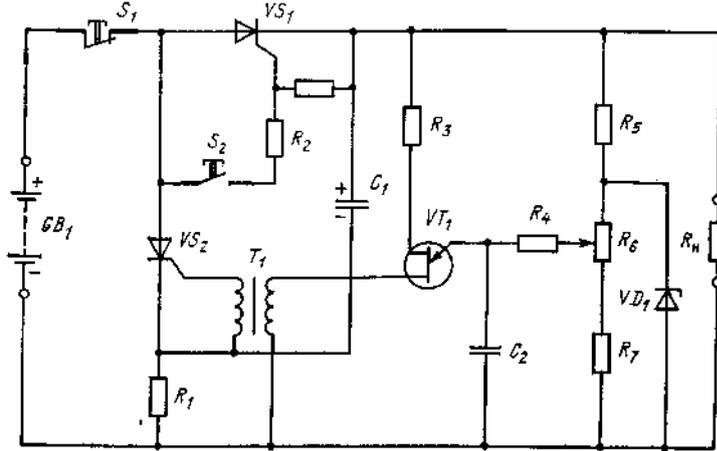


Рис. 37. Схема автоматического защитного устройства для аккумуляторных батарей.

Устройство, схема которого изображена на рис. 38, предназначено для защиты двигателя постоянного тока от перегрузок. Защитное устройство отключает двигатель в случае возрастания потребляемого им тока при повышении напряжения сети или недопустимого увеличения нагрузки на вал двигателя.

Двигатель  $M_1$  и защитное устройство питаются от выпрямителя, собранного по мостовой схеме (диоды  $VD_1$  —  $VD_4$ ). Соединенные последовательно двигатель  $M_1$ , транзистор  $VS_1$  и резистор  $R_1$  с сопротивлением несколько ом включены непосредственно в диагональ моста и питаются пульсирующим током. Маломощный транзистор  $VS_2$  предназначен для выключения транзистора  $VS_1$ . Анодная цепь транзистора  $VS_2$  и цепь управления транзистора  $VS_1$  подключены к выходу Г-образного фильтра ( $R_3, C_2$ ).

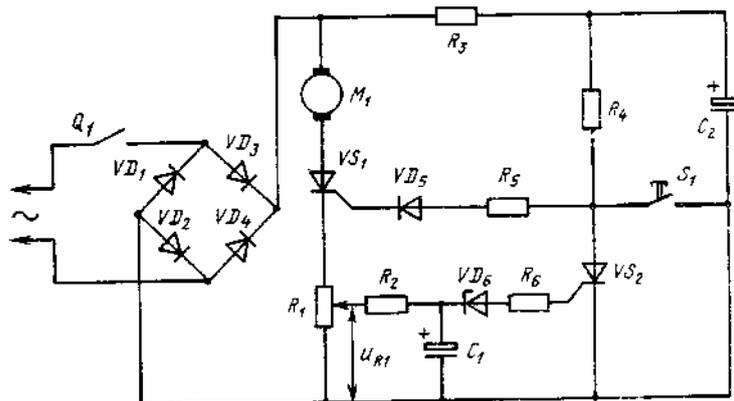


Рис. 38. Схема защиты двигателя от перегрузок

После замыкания выключателя  $Q_1$  на управляющий электрод транзистора  $VS_1$  через резисторы  $R_4, R_5$  и диод  $VD_5$  подается положительное напряжение, транзистор  $VS_1$  открывается и включает двигатель. Ток, потребляемый двигателем, протекает через резистор  $R_1$ , и, следовательно, падение напряжения на  $R_1$  пропорционально этому току. Стабилитрон  $VD_6$  выбирается таким, чтобы при номинальном токе двигателя напряжение  $u_{R1}$ , снимаемое с резистора  $R_1$ , было меньше напряжения стабилизации  $u_{R1} < U_{стб}$ , и транзистор  $VS_2$  остается закрытым. Если по каким-либо причинам ток двигателя возрастет настолько, что подаваемое на стабилитрон напряжение  $u'_{R1}$  окажется больше напряжения стабилизации:  $u'_{R1} > U_{стб}$ , то транзистор  $VS_2$  откроется и закоротит цепь управления транзистора  $VS_1$ , который в конце очередного полупериода анодного напряжения закроется. Цепь питания двигателя разрывается, и он отключается. Сопротивление резистора  $R_4$  выбирается из условия (3), так что транзистор  $VS_2$  остается в проводящем состоянии.

Для повторного включения двигателя следует нажать кнопку  $S_1$ , контакты которой замыкают накоротко выводы анод — катод транзистора  $VS_2$ , и он закрывается, а транзистор  $VS_1$  вновь открывается, восстанавливая цепь питания двигателя. Порог срабатывания устройства может регулироваться переменным резистором  $R_1$ . Резистор  $R_2$  и конденсатор  $C_1$  образуют интегрирующую цепочку, которая препятствует срабатыванию защиты при пуске двигателя, когда в его цепи проходит большой пусковой ток. Постоянная времени этой цепи должна быть около 0,5... 0,8 с, что имеет место при  $R_2 = 15... 20$  кОм  $C_1 = 25... 50$  мкФ.

Стабилитрон  $VD_6$  выбирается согласно условиям (11). Транзистор по току и напряжению подбирается соответственно мощности двигателя. Транзистор  $VS_2$  маломощный. Оба транзистора могут быть без нормированного обратного напряжения, но должны иметь напряжение в закрытом состоянии не менее амплитудного значения напряжения сети питания.

Тринисторное защитное устройство в выпрямителе, предназначенном для зарядки аккумуляторных батарей (рис. 39), автоматически отключает аккумулятор, когда последний полностью зарядится. Это защитное устройство работает аналогично предыдущему. Двухполупериодный зарядный выпрямитель выполнен на понижающем трансформаторе  $T_1$  и диодах  $VD_1$  и  $VD_2$ . На выходе выпрямителя включены последовательно тринистор  $VS_1$ , амперметр  $PA_1$  и заряжаемый аккумулятор  $GB_1$ . Током тринистора  $VS_1$ , который открыт в течение всего периода переменного напряжения, заряжается аккумулятор.

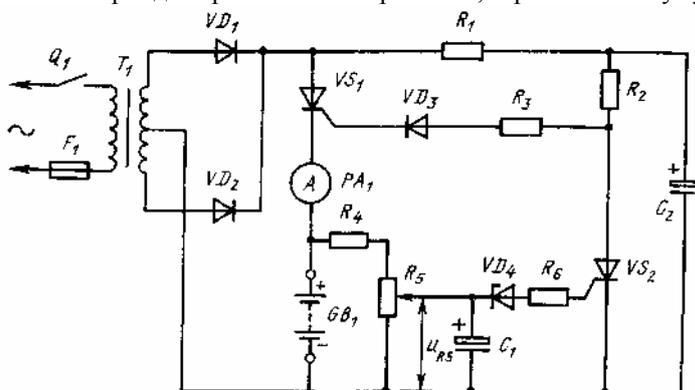


Рис. 39. Схема зарядного выпрямителя с тринисторной защитой

Управляющее напряжение на тринистор  $VS_2$  снимается с делителя напряжения  $R_4, R_5$ , подключенного параллельно аккумулятору. Его уровень  $u_{RS}$  устанавливается переменным резистором  $RS$  в зависимости от типа используемого стабилитрона  $VD_4$  таким, чтобы стабилитрон включался, когда аккумулятор полностью зарядится. При пробое стабилитрона открывается тринистор  $VS_2$ , а тринистор  $VS_1$  закрывается и зарядка аккумулятора прекращается. Для этого сопротивление резистора  $R_2$  должно обеспечивать выполнение условия (3). Напряжение пробоя стабилитрона  $VD_4$  должно быть меньше номинального напряжения аккумулятора и отвечать требованию (11).

Тепловой защитный выключатель (рис. 40) может использоваться в установках, содержащих нагревательные элементы (термостаты, печи и т. д.), в которых всегда существует аварийная опасность перегрева. В защитном устройстве используется выключатель переменного тока (рис. 25,а).

Нагревательный элемент  $EK_1$  включен в сеть переменного тока последовательно с выпрямительным мостом  $VD_2 - VD_5$ . Тринистор  $VS_2$  выключателя управляется маломощным вспомогательным тринистором  $VS_1$ . Диод  $VD_1$  и конденсатор  $C_1$  образуют однополупериодный выпрямитель, служащий для питания анодной цепи тринистора  $VS_1$  и цепи управления тринистора  $VS_2$ .

В исходном (выключенном) состоянии устройства контакты кнопки  $S_1$  разомкнуты, а контакты электротеплового реле  $KK_1$  замкнуты. Тринисторы  $VS_1$  и  $VS_2$  закрыты, и ток через нагревательный элемент не проходит. Для включения нагревателя необходимо кратковременно нажать кнопку  $S_1$ ; при этом через цепи управляющих электродов обоих тринисторов пойдет ток и приборы откроются. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается из условия (3); поэтому после размыкания контактов кнопки  $S_1$  тринистор  $VS_1$  останется в открытом состоянии. Постоянный анодный ток тринистора  $VS_1$  проходит через цепь управляющего электрода прибора  $VS_2$ , который, таким образом, поддерживается в открытом состоянии в течение каждого положительного полупериода напряжения на его аноде. Когда тринистор  $VS_2$  открыт, то к подогревательному элементу прикладывается практически все напряжение сети и через него протекает номинальный ток.

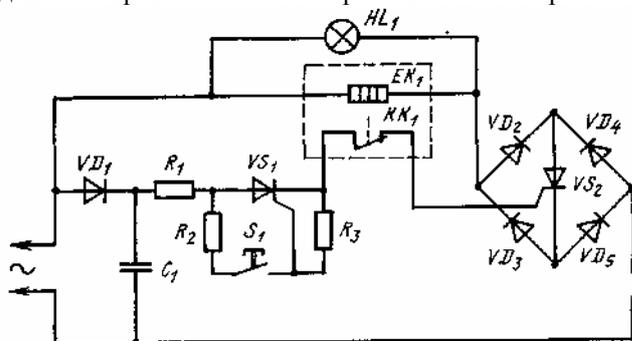


Рис. 40. Схема теплового защитного выключателя

Предположим теперь, что вследствие какой-либо неисправности в системе терморегулирования (на схеме не показана) температура подогревательного элемента достигла критического значения, на которое было отрегулировано реле  $KK_1$ . Контакты этого реле разомкнутся и разорвут анодную цепь тринистора  $VS_1$  и цепь управления тринистора  $VS_2$ . Анодный ток тринистора  $VS_1$  (а следовательно, и управляющий ток прибора  $VS_2$ ) станет равным нулю, и тринистор  $VS_2$  в конце очередного положительного полупериода анодного напряжения

выключится. Ток через подогревательный элемент прекратится. Через некоторое время по мере остывания подогревателя контакты реле  $KK_1$  вновь замкнутся, однако оба тринистора останутся закрытыми и ток в нагрузке проходить не будет. Для повторного включения нагревателя необходимо вновь нажать кнопку  $S_1$ . Лампа  $HL_1$  горит при нормальной работе подогревателя и гаснет при срабатывании теплового выключателя, сигнализируя о неисправности в системе терморегулирования.

Тринистор  $FS_2$  и диоды моста  $VD_2 — VD_5$  должны быть рассчитаны на пропускание максимального тока используемого подогревательного элемента (см. выбор элементов выключателя рис. 25,а). Тринистор  $VS_1$  маломощный, его прямой ток может не превышать значение  $I_{y.от}$  тринистора  $VS_2$ , в то же время допустимое прямое напряжение прибора  $VS_1$  должно быть, как и у тринистора  $VS_2$ , т. е. не менее амплитудного значения напряжения питающей сети. Суммарное сопротивление резисторов  $R_1$  и  $R_2$  должно удовлетворять требованию (8). Кроме того, резистор  $R_1$  ограничивает анодный ток тринистора  $VS_1$  (а следовательно, и ток управления тринистора  $VS_2$ ) до безопасного для приборов значения. Напряжение на конденсаторе  $C_1$  примерно равно амплитудному значению напряжения сети.

## 17. Устройства сигнализации и контроля

Тринисторы находят широкое применение в разнообразных сигнальных и контрольных устройствах. В зависимости от используемых датчиков устройства могут срабатывать от электрических сигналов, механических воздействий, а также от действия света, звука, температуры, давления и т. д.

Сигнальное устройство, схема которого приведена на рис. 41, служит для контроля напряжения аккумулятора (батареи). Индикаторная лампа загорается, когда контролируемое напряжение снижается до некоторого уровня, при котором необходима замена или зарядка аккумулятора.

Контролируемое напряжение подается на тринистор  $VS_1$ , в анодную цепь которого включена индикаторная лампа  $HL_1$ . Тринистор управляется релаксационным генератором на однопереходном транзисторе  $VT_1$  (см. § 8). Напряжение на эмиттере однопереходного транзистора стабилизировано стабилитроном  $VD_1$ , а междубазовое напряжение может регулироваться потенциометром  $R_4$  и устанавливается таким, чтобы при номинальном напряжении аккумулятора однопереходный транзистор оставался закрытым, т. е. переход эмиттер — база 1 транзистора был включен в обратном направлении. При этом тринистор  $VS_1$  также будет закрыт.

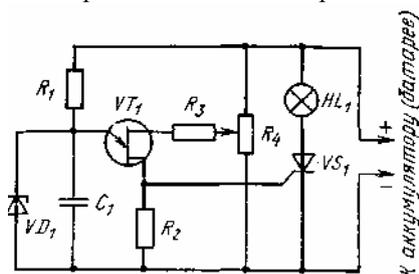


Рис. 41. Схема устройства для контроля напряжения аккумулятора (батареи)

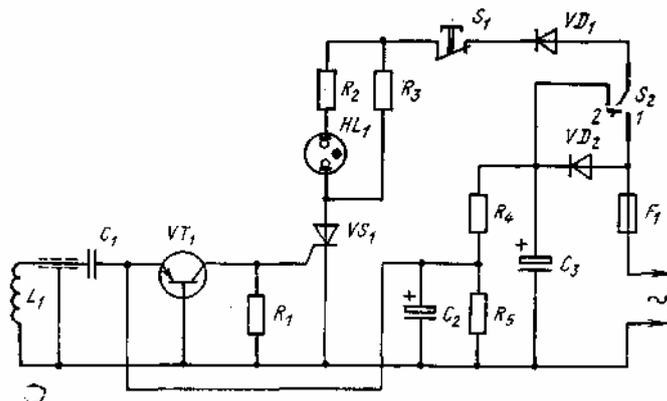


Рис. 42. Схема сигнализатора телефонных звонков

По мере разряда аккумулятора его напряжение уменьшается, снижается также и междубазовое напряжение однопереходного транзистора, в то же время стабилизированное напряжение на его эмиттере (напряжение на конденсаторе  $C_1$ ) сохраняется постоянным. Наконец, при некотором напряжении аккумулятора междубазовое напряжение уменьшается настолько, что переход эмиттер — база 1 однопереходного транзистора оказывается включенным в прямом направлении; при этом транзистор открывается и включает тринистор, соответственно загорается индикаторная лампа. Пороговый уровень напряжения, при котором срабатывает сигнальное устройство, устанавливается потенциометром  $R_4$ .

Сигнальное устройство не должно заметно нагружать аккумулятор (батарею); поэтому в нем следует использовать тринистор, имеющий малый ток в закрытом состоянии (типа КУ101), и слаботочный стабилитрон

(например, типов Д808, Д814А), а сопротивление резистора  $R_4$  должно быть несколько десятков килоом.

Устройство, схема которого приведена на рис. 42, выполняет функции телефонного сигнализатора и подает световой сигнал при каждом телефонном звонке. Индикаторная лампа  $HL_1$  загорается от первого звонка и в зависимости от выбранного режима работы горит либо только в течение действия звонка, либо загорается и остается включенной после вызова, тем самым давая знать або-нету, что кто-то звонил, когда никого не было дома.

Особенность сигнализатора состоит в том, что он не имеет непосредственной связи с телефонной линией и управляется электромагнитным полем, возникающим при работе телефонного звонка. Когда включается телефонный звонок, в катушке связи  $L_1$ , расположенной непосредственно у звонка, индуцируется переменный ток. Этот сигнал усиливается транзистором  $VT_1$ , включенным по схеме с общей базой, нагрузкой которого является цепь управляющего электрода тринистора  $VS_1$ . Если при воздействии сигнала амплитуда коллекторного тока транзистора превысит значение отпирающего тока управления тринистора  $VS_1$ , то последний открывается и загорается индикаторная неоновая лампа  $HL_1$ , которая включена в его анодную цепь. Следует заметить, что ток покоя транзистора  $VT_1$  должен быть меньше неотпирающего тока управления тринистора  $VS_1$ .

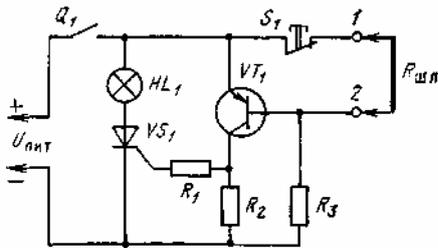


Рис. 43. Схема сигнального охранного устройства

На анод тринистора в зависимости от положения переключателя  $S_2$  подается или положительная полуволна напряжения сети, или постоянное напряжение. Когда переключатель  $S_2$  находится в положении 1, анодная цепь тринистора через диод  $VD_1$  подключается непосредственно к сети переменного тока. При этом тринистор, а следовательно, и лампа  $HL_1$  выключаются, как только исчезнет сигнал на управляющем электроде, т. е. перестанет звонить телефон. Переключатель  $S_2$  в положении 2 подключает тринистор к источнику постоянного напряжения. Сопротивление резистора  $R_2$  выбирается таким, чтобы ток горения лампы  $HL_1$  был больше удерживающего тока тринистора. Если такой ток для лампы недопустим, то следует подключить шунтирующий резистор  $R_3$ . Таким образом, тринистор и лампа останутся включенными после исчезновения сигнала на управляющем электроде (т. е. после окончания звонка) до тех пор, пока не будет нажата кнопка  $S_1$ .

Диод  $VD_2$  и конденсатор  $C_3$  образуют однополупериодный выпрямитель. С делителя  $R_4R_5$ , включенного на выходе выпрямителя, снимается напряжение для питания транзистора  $V7Y$ . Диод  $VD_1$  устраняет возможность подачи отрицательного напряжения на анод тринистора, когда на управляющем электроде действует положительный отпирающий сигнал (во время телефонного звонка).

Рассмотрим несколько схем сигнальных устройств, выполняющих сторожевые функции.

Простое сигнальное устройство (рис. 43) может быть использовано для охраны участков территории, зданий, квартиры и других объектов. Охранный шлейф, представляющий собой тонкий медный провод (диаметром 0,3... 0,5 мм), незаметно прокладывается вокруг охраняемого участка, здания или другого объекта, а в квартире — в тех местах (у закрытых окон, дверей и т. д.), где он будет оборван в случае проникновения постороннего лица внутрь помещения. К сигнальному устройству шлейф  $R_{шл}$  подключается к точкам 1 и 2. Напряжение питания на устройство подается после замыкания выключателя  $Q_1$ . При поданном напряжении питания, если шлейф цел, выводы эмиттер — база транзистора  $VT_1$  замкнуты накоротко проводом шлейфа  $R_{шл}$  и транзистор закрыт. Тринистор  $VS_1$  также закрыт, а сигнальная лампа  $HL_1$  погашена. В момент обрыва провода шлейфа транзистор  $VT_1$  открывается. Его коллекторный ток протекает через цепь управления тринистора  $VS_1$  и открывает его. Лампа  $HL_1$  загорается, сигнализируя о нарушении целостности охранного шлейфа.

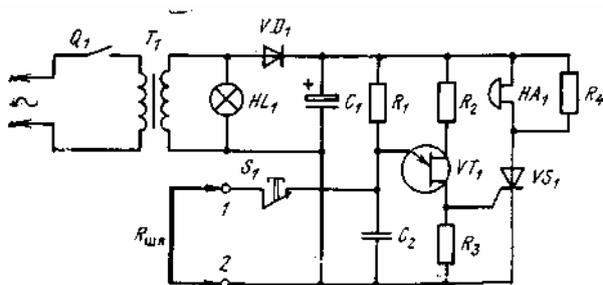


Рис. 44. Схема сигнального охранного устройства с однопереходным транзистором

Кнопка  $S_1$  имитирует обрыв шлейфа и используется для проверки его целостности. Резистор  $R_1$

ограничивает коллекторный ток транзистора до значения отпирающего тока управления тринистора  $VS_1$ , его сопротивление рассчитывается по формуле (8). Ток покоя транзистора  $VT$ , должен быть меньше неотпирающего тока управления тринистора, а коллекторный ток в режиме насыщения превышать значение отпирающего тока управления. Вместо индикаторной лампы можно использовать прибор звуковой сигнализации или маломощное реле, которое, в свою очередь, включит прибор звуковой (световой) сигнализации.

Второе сигнальное охранное устройство (рис. 44) построено с использованием однопереходного транзистора. Это устройство, как и предыдущее, срабатывает при нарушении целостности охранного шлейфа  $R_{шл}$  (защитной цепи), который подсоединяется к точкам 1 и 2. Тринистор  $VS_1$  отпирается импульсами, вырабатываемыми релаксационным генератором на однопереходном транзисторе (см. § 8). Защитная цепь, пока она цела, коротко замыкает обкладки конденсатора  $C_2$ , и напряжение на эмиттере однопереходного транзистора  $VT_1$  равно нулю — транзистор  $VT_1$  и тринистор  $VS_1$  закрыты. В случае разрыва защитной цепи напряжение на  $C_2$  возрастает, транзистор  $VT_1$  отпирается, при этом положительным импульсом, снимаемым с резистора  $R_3$ , открывается тринистор  $VS_1$ , который включает звуковой  $HA_1$  (или световой) сигнал тревоги. Анодный ток тринистора  $VS_1$  должен быть больше удерживающего тока (при необходимости устанавливается резистор  $R_2$ ), и поэтому выключить сигнал можно только при размыкании выключателя  $Q_1$  в цепи питания. Ток, потребляемый устройством в дежурном режиме, определяется сопротивлением резистора  $R_1$  и токами тринистора и однопереходного транзистора в закрытом состоянии.

Очевидно, что напряжение питания в таком сигнализаторе, как и в предыдущем, может быть включено только при полностью замкнутой защитной цепи.

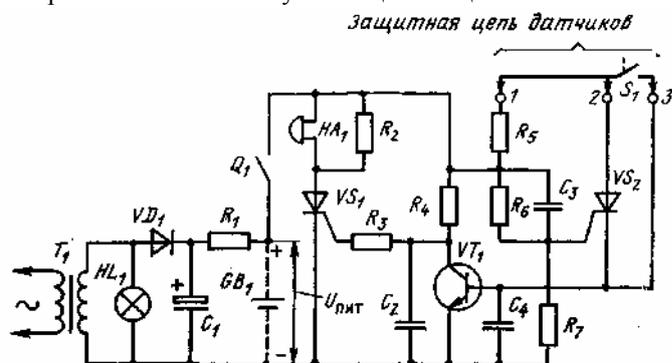


Рис. 45. Схема сигнального устройства «квартирный сторож»

Сигнальное устройство (рис. 45) выполняет функции электронного «квартирного сторожа». Датчики, которыми могут служить концевые выключатели (малогабаритные кнопки КМ1-Г или микропереключатели типа МП), тонкие медные проводники или полоски фольги, устанавливаются на оконных рамах и наружной двери квартиры. Полоски фольги (или тонкую медную проволоку) приклеивают на оконные стекла и подсоединяют к клеммам концевых выключателей, устанавливаемых на оконных рамах. Все датчики соединяются последовательно, образуя защитную цепь (охранный шлейф). При закрытых окнах и двери электрическая цепь, образованная датчиками, должна быть замкнута. Обрыв защитной цепи включает сигнал тревоги. Цепь датчиков кроме концевых выключателей  $S_1$ , устанавливаемых на наружной двери, подключается к точкам 1 и 2 устройства, а выключатель  $S_1$  — к точкам 2 и 3.

Напряжение питания на сигнализатор включается при замыкании контактов  $Q_1$ . Если вся защитная цепь (вместе с выключателем  $S_1$ ) замкнута, то после подачи питания откроется транзистор  $VT_1$ . Ток, проходящий по цепи: плюсовой зажим источника, замкнутые контакты выключателя  $Q_1$ , резистор  $R_5$ , защитная цепь, база — эмиттер транзистора  $VT_1$ , минусовой зажим источника, поддерживает транзистор  $VT_1$  в насыщенном состоянии. Необходимый ток базы транзистора устанавливается подбором сопротивления резистора  $R_5$ . Коллекторное напряжение насыщенного транзистора близко к нулю, и тринистор  $VS_1$  остается закрытым.

Любое нарушение целостности электрической цепи защитного контура (например, вследствие открывания наружной двери или оконных рам, обрыва полосок фольги на оконных стеклах, если они разбиты и пр.) разрывает цепь питания базы транзистора  $VT_1$ . Транзистор переходит в режим отсечки, напряжение на его коллекторе, а значит, и на конденсаторе  $C_2$  возрастает, и, когда это напряжение становится достаточным для отпирания тринистора  $VS_1$ , последний открывается, включая сигнал тревоги (звонок, сирену ЯЛ). Анодный ток тринистора  $VS_1$  должен быть больше удерживающего тока (при необходимости в анодную цепь включается шунтирующий резистор  $R_2$ ), и, таким образом, звуковой сигнал подается до тех пор, пока не будет отключен источник питания.

Тринистор  $VS_2$  играет вспомогательную роль и делает устройство более удобным для использования. Без этого тринистора невозможно было бы выйти из квартиры при включенном сигнальном устройстве, не вызвав его срабатывания. Действительно, перед тем как покинуть квартиру, ее владелец включает сигнализатор. Затем, чтобы выйти из квартиры, должна быть открыта входная дверь. Однако при этом разомкнется концевой выключатель  $S_1$  двери и включится звуковой сигнал. Некоторое усложнение схемы устраняет этот недостаток. Параллельно выключателю  $S_1$  подсоединен тринистор  $VS_2$ . Если выключатель  $S_1$  разомкнут (выходная дверь

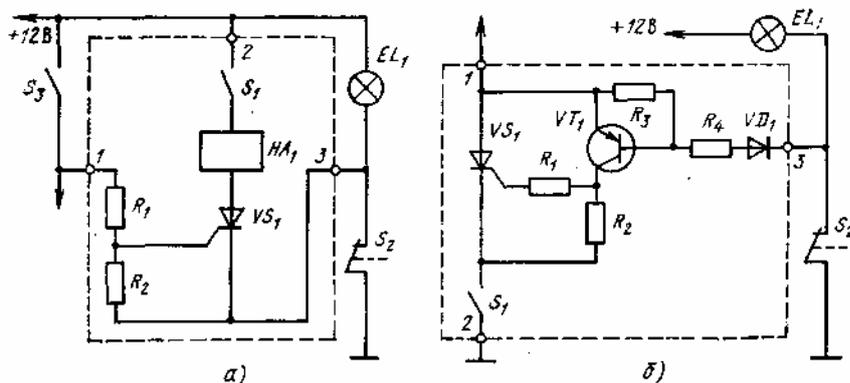
открыта), то при замыкании выключателя Qi импульсом тока, заряжающего конденсатор  $C_3$ , тринистор  $VS_2$  открывается. Сопротивление резистора  $R_5$ , определяющее значение анодного тока тринистора  $VS_2$ , должно быть таким, чтобы выполнялось условие (3), т. е. после открывания тринистор  $VS_2$  должен оставаться в проводящем состоянии и поддерживать транзистор  $VT_1$  в режиме насыщения. После окончания заряда конденсатора  $C_3$  ток управляющего электрода тринистора  $VS_2$ , определяемый напряжением источника питания и сопротивлением резистора  $R_6$ , должен быть меньше значения неотпирающего тока управления, т. е.  $U_{пит}/R_6 < I_{y.нот}$ . При закрывании наружной двери тринистор  $VS_2$  шунтируется контактами концевого выключателя  $S_1$  и закрывается, однако при этом транзистор  $VT_1$  по-прежнему остается в насыщенном состоянии. Таким образом, при открытой входной двери квартиры можно включить напряжение питания устройства и звуковой сигнал тревоги подаваться не будет. Важно отметить, что при повторном открывании двери звуковой сигнал включится, так как тринистор  $VS_2$  не может вновь открыться, поскольку конденсатор  $C_3$  все время остается заряженным до напряжения  $U_{c3}$ , определяемого сопротивлением резисторов  $R_6$  и  $R_7$ , т. е.  $U_{c3} = U_{пит} R_6 / (R_6 + R_7)$ . Соотношение между  $R_6$  и  $R_7$  выбирается  $R_6/R_7 > 100$ , так что  $U_{c3} = U_{пит}$ .

Батарея  $GB_1$ , ЭДС которой равна выходному напряжению выпрямителя, ставится на выходе последнего для того, чтобы устройство оставалось действующим, даже если не будет напряжения в сети переменного тока. Сигнализатор удобно питать постоянным напряжением 6... 12 В.

Возможен также вариант «тихого сторожа», в этом случае исполнительный элемент звуковой (световой) сигнализации устанавливается не в квартире, а в ином месте.

В заключение параграфа остановимся на двух сигнальных устройствах, предназначенных для использования в автомобиле. На рис. 46 элементы сигнализаторов, добавляемых в схему электрооборудования автомобиля, выделены штриховой линией.

Сигнализатор (рис. 46,а) предупреждает водителя автомобиля в случае, если он, покидая машину, забыл выключить габаритный свет. Схема содержит тринистор  $VS_1$ , в анодную цепь которого включен источник звукового сигнала  $HA_1$  (зуммер, вибратор, реле и т. д.), два резистора  $R_1$  и  $R_2$  и выключатель  $S_1$ . Сигнальное устройство подсоединяется к цепи электрооборудования автомобиля тремя проводами. Управляющее напряжение на тринистор  $VS_1$  подается через выключатель габаритного освещения  $S_3$ , катодная цепь тринистора подсоединяется к плюсовому выводу дверного выключателя  $S_2$  освещения салона, анодная цепь — к плюсовому проводу аккумулятора. Выключатель  $S_1$  включает напряжение питания на сигнализатор.



**Рис. 46. Сигнальные устройства для автомобиля:**

**а — схема устройства, сигнализирующего о невыключенном габаритном свете; б — схема «электронного сторожа» ( $EL_1$  — лампа освещения салона,  $S_2$  — дверной выключатель освещения салона,  $S_3$  — выключатель габаритного освещения,  $HA_1$  — источник звукового сигнала)**

При поданном напряжении питания тринистор  $VS_1$  откроется и включит звуковой сигнал только в том случае, если одновременно оказываются замкнутыми выключатели  $S_2$  и  $S_3$ , т. е. если открыть дверь кузова при зажженных габаритных огнях. Когда дверь закрыта, концевой выключатель  $S_2$  разомкнут, поэтому питание на сигнализатор не подается, хотя габаритный свет может быть включен. Тринистор также остается в закрытом состоянии, если открыть дверь при выключенных лампах габаритного света (разомкнутом выключателе  $S_3$ ).

Второе сигнальное устройство (рис. 46,б) выполняет функции «сторожа» автомобиля, включая звуковой сигнал при попытке постороннего лица открыть дверь салона. Как и в предыдущем сигнализаторе, в качестве датчика используется дверной выключатель  $S_2$  освещения салона. Анодная цепь тринистора  $VS_1$  подсоединяется к катушке электромагнита звукового сигнала (к тому зажиму, от которого идет провод к кнопке на рулевой колонке автомобиля). Управляется тринистор коллекторным током транзистора  $VT_1$ , база которого через резистор  $R_1$  и диод  $VD_1$  подсоединяется к плюсовому зажиму дверного выключателя  $S_2$ . Выключатель  $S_1$  устанавливается снаружи кузова, и его месторасположение должно быть известно лишь владельцу автомобиля.

Сигнализатор работает следующим образом. После того, как автомобиль поставлен на стоянку, водитель, покинув машину и закрыв дверь кузова, включает выключатель  $S_1$  и на сигнализатор подается напряжение питания (+ 12 В). Однако транзистор  $VT_1$  остается закрытым, поскольку напряжение на базе относительно эмиттера практически равно нулю (выключатель  $S_2$  разомкнут). Если теперь открыть дверь кузова, то выключатель  $S_2$  замкнется, переход — база — эмиттер транзистора  $VT_1$  включится в прямом направлении,

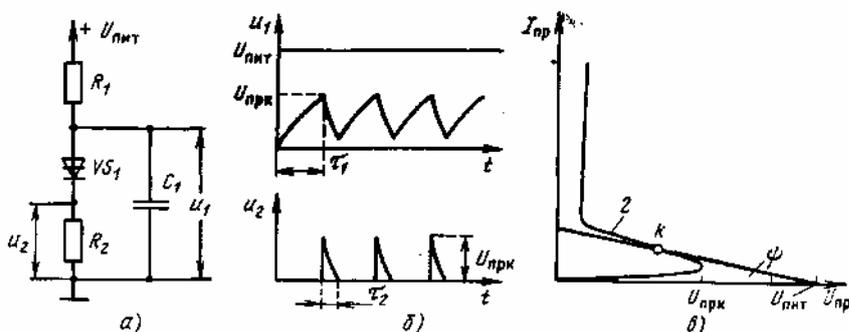
транзистор откроется и попадет в режим насыщения, что обеспечивается соответствующими значениями сопротивлений резисторов  $R_3$  и  $R_4$ . Коллекторный ток транзистора, протекая в цепи управления тринистора, открывает последний, и он, в свою очередь, включит звуковой сигнал автомобиля. Звуковой сигнал останется также включенным, если теперь закрыть дверь кузова, и может быть отключен только выключателем  $S_1$ . Через тринистор  $VS_1$  протекает ток, потребляемый электромагнитом звукового сигнала автомобиля. Этот ток имеет пульсирующий характер с амплитудой до 20 А и средним значением около 4 А. Исходя из этих значений и выбирается соответствующий тип тринистора (например, КУ202А). Резистор  $R_1$  ограничивает ток управляющего электрода тринистора, и его сопротивление рассчитывается по формуле (8). Диод  $VD_1$  предотвращает протекание тока через лампу  $EL_1$  при подсоединенном к электрооборудованию автомобиля сигнализаторе.

## Глава 4

# ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ДИОДНЫХ И ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРАХ

## 18. Генераторы пилообразного напряжения

Схема генератора пилообразного напряжения на динисторе (рис. 47,а) идентична обычной схеме релаксационного генератора на неоновой лампе, но имеет лучшие характеристики по сравнению с последней. Так, например, время выключения динистора меньше времени деионизации газонаполненной (неоновой) лампы, и поэтому частота повторения импульсов в генераторе с динистором может быть получена более высокой (до нескольких десятков килогерц). Падение напряжения на динисторе значительно меньше, чем на лампе при возникновении тлеющего разряда (примерно 40... 50 В), поэтому коэффициент использования напряжения источника питания в генераторе с динистором получается значительно большим.



**Рис. 47. Генератор пилообразного напряжения на динисторе:**  
а — схема генератора; б — форма выходного напряжения; в — положение нагрузочной прямой генератора

Генератор (рис. 47,а) работает следующим образом. После включения напряжения источника питания  $U_{пит}$ , которое выбирается из условия  $U_{пит} > U_{прк}$ , конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться через резистор  $R_1$ . Напряжение на конденсаторе, а следовательно, и на аноде динистора  $VS_1$  нарастает по экспоненте до тех пор, пока несколько не превысит напряжение переключения  $U_{прк}$  динистора. В этот момент динистор переключается в открытое состояние и конденсатор разряжается через динистор и резистор  $R_2$ , на котором возникает импульс с амплитудой, примерно равной  $U_{прк}$ . Через открытый динистор протекают ток разряда конденсатора и ток от источника питания (через  $R_1$ ). Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается таким, чтобы для тока, протекающего через прибор от источника, выполнялось условие  $U_{пит}/R_1 < I_{уд}$ ; поэтому после окончания разряда конденсатора динистор вновь закрывается и цикл переключений будет повторяться. Резистор  $R_2$  ограничивает ток разряда конденсатора  $C_1$  до безопасного для динистора значения.

Пилообразное напряжение  $u_1$ , амплитуда которого практически равна  $U_{прк}$  динистора, снимается с конденсатора  $C_1$ . На резисторе  $R_2$  получают импульсы «2 положительной полярности с крутым передним фронтом, длительность которых определяется временем разряда конденсатора, а амплитуда примерно равна значению  $U_{прк}$  (рис. 47,б).

Элементы схемы генератора выбираются из следующих соотношений:

$$\begin{aligned}
U_{\text{пит}} &> U_{\text{прк}}, \\
(U_{\text{пит}} - U_{\text{прк}})/R_1 &> I_{\text{прк}}, \\
U_{\text{пит}}/R_1 &< I_{\text{уд}}, \\
R_2 &\ll R_1, \\
U_{\text{прк}}/R_2 &> I_{\text{тл}}.
\end{aligned}$$

Первое, второе и последнее соотношения обеспечивают устойчивое включение динистора, третье — его выключение. При выполнении первых трех условий

прямая нагрузки пересекает вольт-амперную характеристику динистора в одной точке  $K$  на участке 2 (рис. 47, в). Угол наклона нагрузочной прямой  $\gamma$  прямо пропорционален значению  $\text{arctg } 1/R_1$ . Положение рабочей точки на этом участке неустойчиво, что и обуславливает режим автоколебаний. Для обеспечения этого режима необходим тщательный подбор сопротивления резистора  $R_1$ . Длительность пилообразных импульсов определяется формулой

$$\tau_1 \approx R_1 C_1 \ln \frac{U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}} - U_{\text{прк}}}.$$

Длительность импульсов  $T_2$ , снимаемых с резистора  $R_2$ ,

$$\tau_2 \approx R_2 C_1 \ln \frac{U_{\text{прк}}}{I_{\text{уд}} R_2}.$$

Обычно  $T_1 > T_2$ , и поэтому частота повторения импульсов (частота собственных колебаний) генератора  $F = 1/T_1$ . Регулировка частоты повторения осуществляется, как правило, изменением емкости конденсатора  $C_1$ . Для получения хорошей линейности пилообразного напряжения и повышения стабильности частоты повторения необходимо, чтобы  $U_{\text{пит}} > U_{\text{прк}}$ .

Генератор можно синхронизировать на более высокой частоте, чем частота собственных колебаний, подачей внешних импульсов. В качестве примера на рис. 48 приведена схема генератора, синхронизируемого импульсами отрицательной полярности.

Генератор будет запускаться в тот момент, когда сумма напряжения на конденсаторе  $u_{C1}$ , которое нарастает по экспоненте, и напряжения синхронизирующего импульса  $U_{\text{синхр}}$  превысит напряжение переключения динистора  $U_{\text{прк}}$ , т. е.

$$U_{C1} + |U_{\text{синхр}}| > U_{\text{прк}}$$

Такой генератор с внешней синхронизацией может быть использован как делитель частоты. Действительно, если в момент прихода синхронизирующего импульса нарастающее напряжение  $u_{C1}$  на конденсаторе таково, что еще  $u_{C1} + |U_{\text{синхр}}| < U_{\text{прк}}$ , то динистор в открытое состояние не переключится. Соответствующим выбором амплитуды синхронизирующих импульсов можно добиться, чтобы динистор переключался не от первого, а от второго или третьего импульса и т. д.; тогда частота следования выходных импульсов будет в два, три раза и т. д. меньше частоты следования синхронизирующих импульсов.

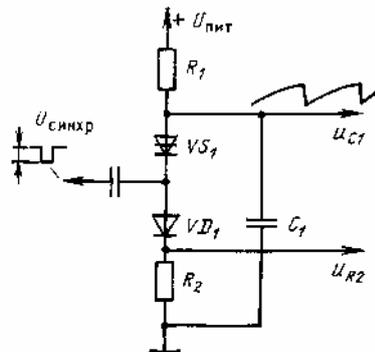


Рис. 48. Схема генератора пилообразного напряжения с внешней синхронизацией на динисторе

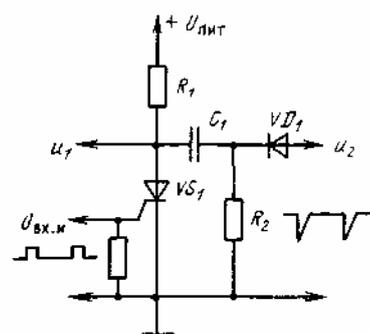


Рис. 49. Схема генератора пилообразного напряжения на триисторе

Генератор пилообразного напряжения на триисторе (рис. 49) работает в ждущем режиме и запускается внешними импульсами. В интервалах между импульсами триистор  $VS1$  закрыт, а конденсатор  $C_1$  заряжается примерно до напряжения  $U_{C1} = U_{\text{ном}}$  и затем быстро разряжается через резистор  $R_2$  и триистор  $VS1$ , когда на последний подается отпирающий импульс  $U_{\text{вх.к}}$ . После разряда конденсатора триистор выключается, что обеспечивается соответствующим выбором сопротивления резистора  $R_1$  по условию (6). Напряжение пилообразной формы  $U_1$  снимается с анода триистора, а выходное напряжение  $U_2$ , представляющее собой короткие импульсы отрицательной полярности с крутым фронтом, — с резистора  $R_2$ . Амплитуды выходных импульсов  $u_1$  и  $u_2$  примерно равны напряжению источника питания. При работе генератора в диапазоне частот (от  $F_{\text{min}}$  до  $F_{\text{max}}$ ) амплитуды выходных импульсов сохраняются постоянными, если значение постоянной времени зарядной цепи, равное  $(R_1 + R_2)C_1$ , отвечает условию  $1/F_{\text{max}} > 3(R_1 + R_2)C_1$ . При выполнении этого требования конденсатор  $C_1$  успевает практически полностью зарядиться в течение самых коротких интервалов

$T_{\min} = 1/F_{\max}$  между импульсами.

Резистор  $R_2$  ограничивает ток разряда конденсатора до безопасного для тринистора значения, его сопротивление рассчитывается по формуле  $R_2 > U_{\text{пит}}/I_{\text{ос.п.}}$ . Диод  $VD_1$  устраняет на выходе в паузе между импульсами  $U_j$  положительные выбросы за счет зарядного тока конденсатора  $C_1$ .

Рассмотренные генераторы (рис. 47, а, 49) помимо пилообразного напряжения позволяют формировать короткие мощные импульсы, длительность которых определяется процессом разряда конденсатора. Формирование этих импульсов основано на принципе накопления энергии, суть которого состоит в следующем. В интервале времени  $t_{\text{зар}}$ , пока происходит медленный заряд конденсатора, в электрическом поле последнего накапливается некоторое количество энергии  $We$ . Затем при открывании тринистора (динистора) накопленная энергия в течение короткого промежутка времени  $I_{\text{раз}}$  выделяется в разрядной цепи (практически не ограничивающем резисторе). Мощность, расходуемая источником питания в процессе заряда конденсатора, пропорциональна  $W_c/t_{\text{зар}}$ , а импульсная мощность при разряде составляет  $W_c/t_{\text{раз}}$ . Поскольку  $I_{\text{зар}} > t_{\text{раз}}$ , то мощность, потребляемая от источника, оказывается в  $t_{\text{зар}}/t_{\text{раз}}$  раз меньше мощности формируемого импульса. Таким образом, генератор, питаемый от маломощного источника, позволяет получать импульсы значительной мощности. Это обусловило широкое использование таких генераторов, главным образом на тринисторах, в различных устройствах. Генератор (рис. 49), например, может быть использован в полупроводниковых системах зажигания для автомобильных двигателей внутреннего сгорания; в этом случае вместо резистора  $R_2$  включается первичная обмотка катушки зажигания.

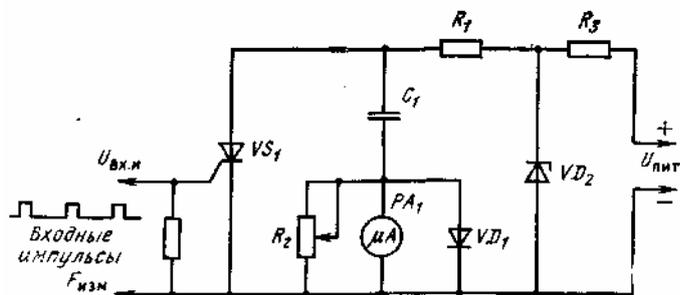


Рис. 50. Схема частотомера на тринисторе

На рис. 50 приведена простая и надежная схема частотомера, выполненного на тринисторном генераторе (рис. 49). Здесь параллельно резистору  $R_2$  подключен измерительный прибор  $PA_1$  — микроамперметр, через который протекает часть разрядного тока конденсатора  $C_1$ . Импульсы, частоту следования  $P_{\text{пям}}$  которых необходимо измерить, подаются на управляющий электрод тринистора  $VS_1$ . Последний отпирается с приходом каждого импульса и разряжает конденсатор  $C_1$ . Среднее значение разрядного тока  $I_{\text{р.ср}}$  определяется емкостью конденсатора  $C_1$ , напряжением  $U_{c1}$ , до которого он заряжается к моменту включения тринистора, и частотой разряда, т. е.  $I_{\text{р.ср}} = C_1 U_{c1} F_{\text{изм}}$ . Таким образом, при постоянных значениях  $C_1$  и  $U_{c1}$  показания прибора пропорциональны только частоте входных импульсов и не зависят от их длительности и амплитуды.

Для уменьшения погрешности измерений постоянная времени зарядной цепи  $RCI$  должна быть примерно на порядок меньше минимального периода повторения входных импульсов  $1/F_{\text{изм макс}}$ , т. е.  $R_1 C_1 < 1/10 F_{\text{изм макс}}$ , а зарядное напряжение следует стабилизировать (стабилитрон  $VZ_2$ ). Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается по условию (6). Шунтирующий диод  $VD_1$  устраняет прохождение зарядного тока конденсатора через измерительный прибор  $PA_1$ . В частотомере можно применить маломощный тринистор типа КУ101 и др.

Тринисторы можно использовать в качестве переключающих элементов для получения пилообразных токов в устройствах строчной развертки телевизоров на электронно-лучевых трубках с большими экранами. Подобные схемы позволяют получать большие по сравнению с транзисторными устройствами отклоняющие токи и потребляют значительно меньшую мощность, чем устройства развертки на электронных лампах. В схемах строчной развертки телевизионных приемников, выпускавшихся в прошлые годы, просто заменить коммутирующий прибор (лампу, транзистор) тринистором нельзя, так как по принципу работы таких устройств коммутирующий прибор должен полностью закрываться при прохождении через него большого тока.

На рис. 51, а показана упрощенная схема выходного каскада строчной развертки с тринистором. Здесь для закрывания тринистора  $VS_1$  используется специальный конденсатор  $C_1$ , называемый конденсатором обратного хода развертки.

Рассмотрим работу устройства, воспользовавшись графиками рис. 51, б. После включения напряжения источника питания  $U_{\text{пит}}$  (момент  $t_0$ ) конденсатор  $C$ , резонансно заряжается через дроссель  $L_3$ . Пусть к моменту  $t_1$  процесс заряда закончится (напряжение на конденсаторе  $u_{c1}$  будет примерно равно  $2U_{\text{пит}}$ ). Если в этот момент на тринистор  $VS_1$  подать включающий импульс ИУ, то энергия, накопленная в конденсаторе, через трансформатор  $T_1$  начнет поступать в отклоняющие катушки строчной развертки  $L_{0-к}$ . Индуктивность отклоняющих катушек  $L_{0-к}$ , емкость конденсатора  $C_1$  и параметры трансформатора  $T_1$  выбираются такими, чтобы разряд конденсатора имел колебательный характер. Через четверть периода собственных колебаний конденсатор  $C_1$  разрядится, тринистор закроется, а ток  $i_{0-к}$  в катушках достигнет максимального значения  $I_{0-к\text{макс}}$ .

(момент  $t_2$ ). В этот момент на катушке  $L_{0.к}$  возникает ЭДС самоиндукции, стремящаяся поддержать ток в катушке. Значение этой ЭДС превышает напряжение  $U_{пит}$ , а ее полярность такова, что диод  $VD_1$  включается в прямом направлении и таким образом источник питания  $U_{пит}$  непосредственно соединяется с катушкой  $L_{0.к}$ . В цепи  $L_{0.к} - VD_1 - U_{пит}$  возникает ток  $i_{0.к}$ , возвращающий энергию в источник питания. Этот ток изменяется линейно и используется для создания прямого хода развертки. Момент  $t_3$ , когда ток через катушку  $L_{0.к}$  становится равным нулю, должен совпадать с началом следующего цикла.

После закрывания тристора  $VS_1$  конденсатор  $C_1$  вновь резонансно заряжается через дроссель  $L_3$  (интервал  $t_2 - t_3$ ), и к концу прямого хода (момент  $t_3$ ) напряжение на нем снова будет приблизительно равно  $2U_{пит}$ . В момент  $t_3$  на тристор подается следующий включающий импульс, и цикл повторяется.

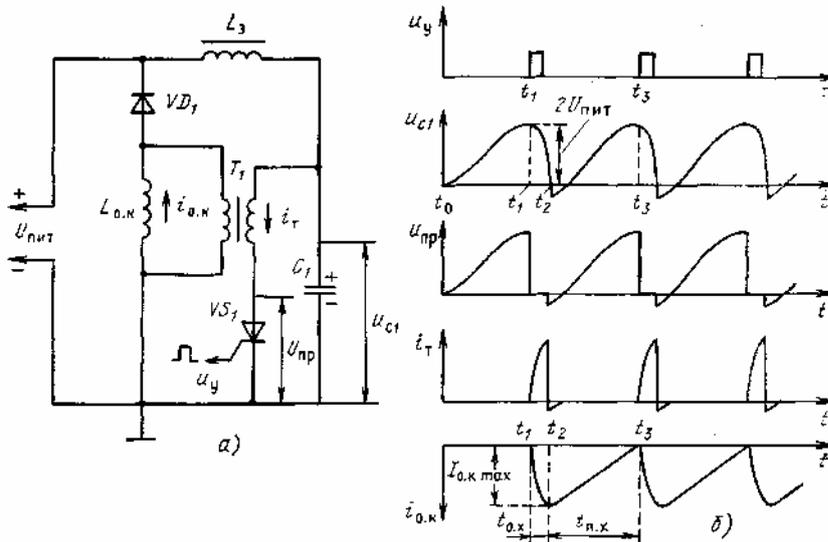


Рис. 51. Упрощенная схема выходного каскада строчной развертки на тринисторе (а) и временные диаграммы, поясняющие работу каскада (б) ( $i_T$  — ток через первичную обмотку трансформатора и тристор;  $t_a.s.$  — время прямого хода развертки)

Время включения тристора должно быть примерно на порядок меньше продолжительности обратного хода развертки  $t_{0.х}$ , т. е.  $t_{y-вкл} < (0,1 \dots 0,2)t_{0.х}$ , а его напряжение в закрытом состоянии  $U_{3c} > 2U_{пит}$ .

С описанием схемы строчной развертки на тристорах современных промышленных телевизоров читатель может познакомиться в [6].

## 19. Мультивибраторы и триггеры

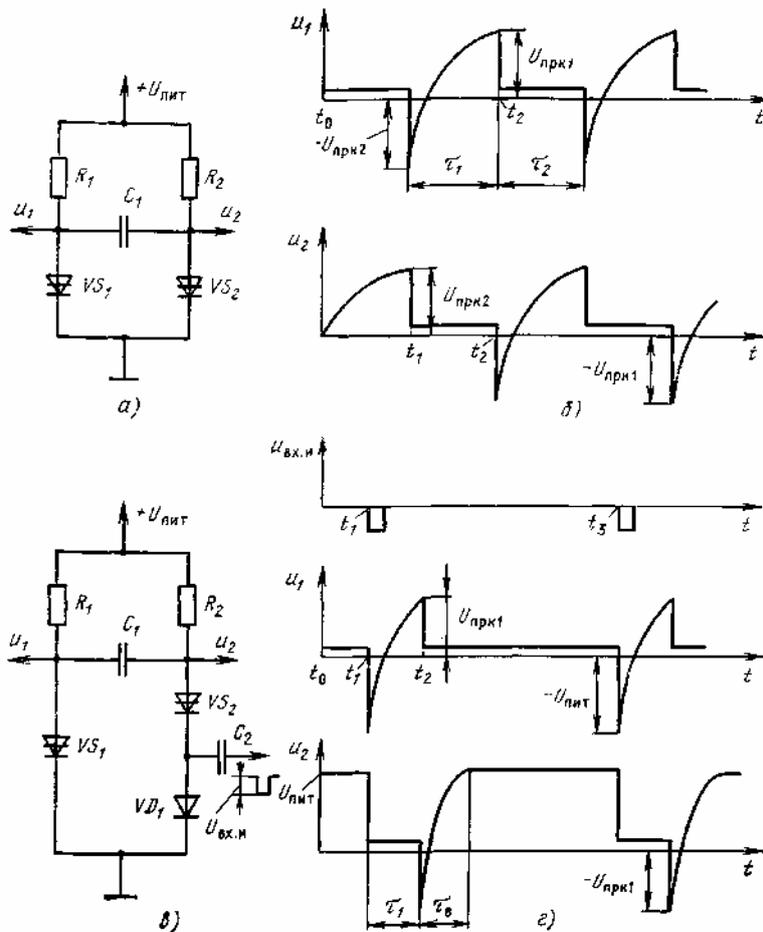
**Мультивибраторы.** Схемы мультивибраторов на динисторах очень просты: в них используется только один коммутирующий конденсатор. Последний заряжается через открытый динистор во время одного из состояний мультивибратора, а затем напряжение на конденсаторе используется для выключения открытого динистора, когда включается второй, ранее закрытый динистор. После этого мультивибратор переходит во второе состояние.

На рис. 52,а приведена схема самовозбуждающегося мультивибратора, а на рис. 52,б показаны временные диаграммы его работы. Динисторы для этой схемы выбираются такими, чтобы для каждого из них выполнялось условие

$$U_{пит} > U_{прк}$$

Рассмотрим работу мультивибратора. При подаче напряжения питания  $U_{пит}$  (момент  $t_0$ ) один из динисторов мультивибратора из-за разброса напряжения  $u_{црк}$  первым переключится в открытое состояние. Предположим, что первым переключится динистор  $VS_1$  (рис. 52,б). Тогда коммутирующий конденсатор  $C_1$  начнет заряжаться и зарядный ток, проходя через резистор  $R_1$ , снизит анодное напряжение на динисторе  $VS_2$ , препятствуя тем самым отпиранию этого динистора вслед за первым. По мере заряда конденсатора напряжение  $u_2$  на аноде динистора  $VS_2$  возрастает, и когда оно достигнет напряжения  $U_{прк2}$  динистора  $VS_2$ , последний переключится в открытое состояние (момент  $t_1$ ). К динистору  $VS_1$  будет приложено обратное напряжение, равное  $U_{прк2}$ , так как напряжение на конденсаторе  $C_1$  за время открывания динистора  $VS_2$  практически не изменится. Динистор  $VS_1$  при этом выключится и мультивибратор ивменит свое состояние, которое опять-таки будет неустойчивым. Конденсатор  $C_1$  будет перезаряжаться через резистор  $R_1$  и открытый динистор  $VS_2$ , напряжение на аноде динистора  $VS_1$  за счет падения напряжения на  $R_1$  снизится, и этот динистор будет оставаться в закрытом состоянии. Когда напряжение на конденсаторе станет равным  $U_{прк1}$  динистора  $VS_1$  (последний переключится в открытое состояние (момент  $t_2$ ), что приведет к выключению динистора  $VS_2$ . Затем цикл переключений повторится.

При одинаковых плечах ( $R_1 = R_2 = R$  и  $U_{прк1} = U_{прк2} = U_{прк}$ ) получается симметричный мультивибратор и выходное напряжение ( $u_1$  или  $u_2$ ) имеет форму, показанную на рис. 52,б. В этом случае выходные импульсы напряжения будут иметь примерно одинаковую длительность ( $T_1 = T_2$ ) и амплитуду.



**Рис. 52. Мультивибраторы на диодах:**  
**а** — схема самовозбуждающегося мультивибратора; **б** — диаграмма работы самовозбуждающегося мультивибратора; **в** — схема ждущего мультивибратора; **г** — диаграмма работы ждущего мультивибратора

Для самовозбуждения мультивибратора необходимо, чтобы выполнялись условия

$$U_{пит} > U_{прк},$$

$$(U_{пит} - U_{прк}) / R > I_{уд},$$

где  $I_{уд}$  — удерживающий ток диодисторов.

Кроме того, сопротивление анодных резисторов должно быть таким, чтобы среднее значение тока в каждом плече не превышало значение тока диодистора в открытом состоянии, т. е.  $R > U_{пит} / 2I_{ос}$ .

Емкость коммутирующего конденсатора  $C_1$  рассчитывается по формуле (в микрофарадах)

$$C_1 \geq \frac{t_{выкл}}{R \ln \frac{U_{пит} + U_{прк}}{U_{пит}}},$$

где  $t_{выкл}$  — время выключения диодистора, мкс.

Длительность выходных импульсов определяется по формуле

$$\tau_1 \approx \tau_2 = RC_1 \ln \frac{U_{пит}}{U_{пит} - U_{прк}}.$$

Период колебаний мультивибратора  $T = \tau_1 + \tau_2$ .

Схема ждущего мультивибратора (спусковое устройство с одним устойчивым состоянием) приведена на рис. 52,в. Для этой схемы диодисторы выбираются такими, чтобы для одного из них (например, для  $VS_1$ ) напряжение источника питания  $U_{пит}$  было больше, а для другого (например,  $VS_2$ ) меньше напряжения переключения, т. е.  $U_{прк2} > U_{пит} > U_{прк1}$ . Кроме того, сопротивление анодного резистора диодистора с меньшим напряжением переключения должна обеспечивать прохождение тока больше удерживающего тока этого диодистора.

После подачи напряжения питания диодистор  $VS_1$  переключится в открытое состояние ( $U_{пит} > U_{прк1}$ ), а конденсатор  $C_1$  зарядится до напряжения  $U_{c1} = U_{пит}$ . Мультивибратор будет оставаться в таком состоянии

(поскольку  $U_{\text{пит}}/R_1 > I_{yд1}$ ) до тех пор, пока внешним переключающим импульсом  $U_{\text{вк.и}}$  не будет открыт динистор  $VS_2$  (момент  $t_1$  на рис. 52,г). Напряжением коммутирующего конденсатора динистор  $VS_1$  при этом выключится, и конденсатор  $C$  начнет перезаряжаться через резистор  $R_2$ , открытый динистор  $VS_2$  и обычный диод  $VD_1$ , пока напряжение на нем не станет равным  $U_{ci} - U_{\text{прк}i}$ . В этот момент ( $t_2$ ) откроется динистор  $VS_1$ , а динистор  $VS_2$  выключится и мультивибратор возвратится в исходное устойчивое состояние.

Время, в течение которого мультивибратор находится в неустойчивом состоянии, т. е. длительность выходного импульса, определяется формулой

$$\tau_1 = R_1 C_1 \ln \frac{2 U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}} - U_{\text{прк}i}}$$

После окончания импульса начинается стадия восстановления мультивибратора, которая зависит от продолжительности заряда конденсатора  $C_1$  через резистор  $R_2$ :  $T_B = 3R_2 C_1$ .

Таким образом, период повторения входных переключающих импульсов должен быть не меньше суммы  $T_1 + T_B$ .

Форма выходных импульсов показана на рис. 52,г. Как видно из рис. 52,г. динистор  $VS_1$  большую часть времени открыт и закрывается только на время  $T_1$  генерации выходного импульса. Поэтому сопротивление резистора  $R_1$  должно также соответствовать условию  $R_1 > U_{\text{пит}}/I_{\text{ос}1}$ , где  $I_{\text{ос}1}$  — средний ток динистора  $VS_1$  в открытом состоянии. Сопротивление резистора  $R_2$  должно быть в 10... 20 раз меньше сопротивления динистора  $VS_2$  в закрытом состоянии. Кроме того,  $R_2$  влияет на время восстановления мультивибратора, и для сокращения времени  $t_B$  сопротивление  $R_2$  желательно уменьшать. Минимальное значение  $R_2$  ограничивается импульсным током  $I_{\text{ос.п}2}$  динистора  $VS_2$ , т. е.  $R_2 > U_{\text{пит}}/I_{\text{ос.п}2}$ . Емкость коммутирующего конденсатора  $C_1$  определяется по формуле (в микрофарадах)

$$C_1 = 1,45 t_{\text{выкл}}/R_1,$$

где  $t_{\text{выкл}}$  — время выключения динистора, мкс.

Ждущие мультивибраторы могут быть выполнены и на одном приборе — динисторе или тринисторе. На рис. 53,а представлена схема спускового устройства с одним устойчивым состоянием — ждущего генератора прямоугольных импульсов. Длительность выходных импульсов определяется параметрами последовательного резонансного контура  $LC$ , который также используется для выключения тринистора.

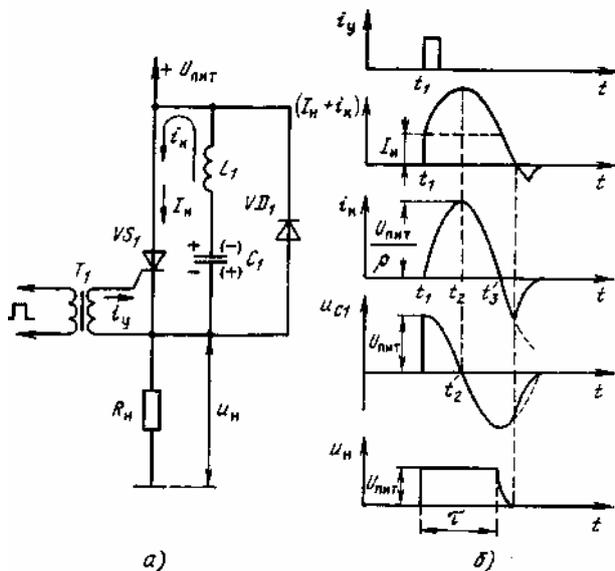


Рис. 53. Схема ждущего генератора прямоугольных импульсов на тринисторе (а) и временные диаграммы работы генератора (б)

Работу генератора удобно проследить по графикам рис. 53,б. При закрытом тринисторе  $VS_1$  конденсатор  $C_1$  заряжается через катушку индуктивности  $L_1$  и нагрузочное сопротивление  $R_n$  практически до напряжения  $U_{\text{пит}}$  (полярность напряжения на конденсаторе указана на рисунке без скобок). В таком устойчивом состоянии генератор остается до тех пор, пока не будет включен тринистор  $VS_1$ . После включения тринистора внешним (входным) импульсом, длительность которого должна быть меньше длительности генерируемого (выходного) импульса, через нагрузку  $R_n$  и прибор начинает проходить ток  $I_n$ , равный  $U_{\text{пит}}/R_n$  (момент  $t_1$ , рис. 53,б). Одновременно возникает ток  $i_k$  в цепи: последовательный контур  $L_1 C_1$  — тринистор  $VS_1$ , обусловленный колебательным перезарядом конденсатора через катушку индуктивности и открытый тринистор. Этот ток имеет синусоидальную форму и амплитуду, равную  $U_{\text{пит}}/p$ , где  $p = \sqrt{L_1/C_1}$  — волновое сопротивление контура. Через четверть периода собственных колебаний ток  $i_k$  достигнет амплитудного значения, а напряжение на конденсаторе станет равным нулю (момент  $t_2$ ). Затем конденсатор начинает перезаряжаться, и в конце полупериода собственных колебаний контура полярность напряжения на конденсаторе изменится на обратную

(указана на рисунке в скобках), а ток станет равным нулю (момент  $t_3$ ). В следующий полупериод собственных колебаний ток в цепи изменяет направление и поэтому начинает протекать через открытый триностр навстречу току нагрузки. Результирующий ток через триностр по мере нарастания синусоидального тока перезаряда конденсатора уменьшается, и, когда он станет меньше удерживающего тока, прибор выключится. Для надежного выключения три-ностра амплитуда синусоидального тока  $I_{Кт} = U_{пит}/\rho$  должна по крайней мере в два раза превышать ток нагрузки  $I_n = U_{пит}/R_n$ . Остаточное отрицательное напряжение на конденсаторе уменьшает время восстановления закрытого состояния триностра после прекращения анодного тока. После закрывания три-ностра сопротивление нагрузки оказывается включенным последовательно с контуром, и если  $R_H > 2\rho$ , то контур будет демпфирован и колебательный процесс прекратится. Рассмотренный способ выключения триностра представляет собой один из методов выключения посредством принудительной коммутации. Расчет элементов генератора для получения импульсов длительностью  $t$  можно произвести по формулам

$$L_1 = 0,09 \tau R_H,$$

$$C_1 = 0,35 \tau / R_H,$$

$$\rho = \sqrt{L_1 / C_1} = R_{ит} \cdot 2.$$

При таких значениях  $L_1$  и  $C_1$  длительность спада импульса получается около (0,2 ... 0,3) т. Длительность фронта импульса определяется триностром и не превышает 1 ... 2 мкс. Минимальная длительность выходных импульсов  $T_{min}$  не может быть меньше времени включения триностра по управляющему электроду, т. е.  $T_{min} > t_{у.вкл.}$

Диод  $VD_i$  не является обязательным элементом генератора, однако его включение параллельно контуру практически устраняет положительный выброс в конце выходного импульса. Действительно, при отсутствии диода  $VD_i$  после закрывания триностра ток перезаряда конденсатора контура какое-то время протекает через сопротивление нагрузки, напряжение на ней возрастает и на срезе выходного импульса появляется выброс. При подключении диода ток контура проходит через него, пока не спадает до нуля.

Триггеры. Спусковые устройства с двумя устойчивыми состояниями — триггеры могут выполняться на динисторах (рис. 54,а) или на тринострах (рис. 54,б). Оба триггера имеют один вход для подачи внешних переключающих импульсов. После включения напряжения питания динисторы и триностры триггеров должны оставаться надежно закрытыми. Для триггера (рис. 54,а) это обеспечивается выбором типа динисторов по условию  $U_{прк} > U_{пит}$ , а для триггера рис. 54,б амплитуда зарядного тока конденсаторов  $C_2$  и  $C_3$  в первый момент после включения напряжения  $U_{пит}$  не должна превышать значение неотпирающего тока управления триностров, т. е.  $U_{пит}/(R_2+R_4) < I_{у.нот1}$  и  $U_{пит}/(R_1+R_3) < I_{у.нот2}$ , где  $I_{у.нот1}$  и  $I_{у.нот2}$  — значения неотпирающего тока триностров  $VS_1$  и  $VS_2$  соответственно. Сопротивления анодных резисторов  $R_1$  и  $R_2$  каждой схемы должны обеспечивать выполнение условия (3), т. е.  $U_{пит}/R_1 > I_{удк}$  и  $U_{пит}/R_2 > I_{уд2}$ , и, кроме того, быть по крайней мере в 10... 20 раз меньше сопротивления динисторов (триностров) в закрытом состоянии. При закрытых динисторах (тринострах) напряжения на их анодах, а следовательно, и обратное напряжение на диодах  $VD_i$  и  $VD_2$  примерно равны  $U_{пит}$ , а коммутирующие конденсаторы  $C_1$  триггеров не заряжены.

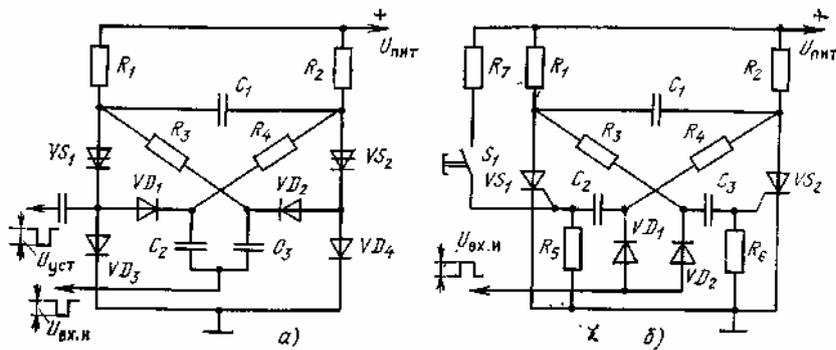


Рис. 54. Схемы триггеров на динисторах (а) и тринострах (б)

Перед началом работы каждый триггер необходимо установить в исходное состояние, при котором одно из плеч проводит, а другое — нет. В триггере (рис. 54,а) для этого обычно подается специальный импульс  $U_{уст}$  начальной установки, открывающий один из динисторов (например,  $VS_i$ ). Триггер переключится в первое устойчивое состояние, а конденсатор  $C_1$  через сопротивление нагрузки  $R_2$ , динистор  $VS_i$  и диод  $VD_3$  зарядится до напряжения  $U_{c1} = U_{пит}$ . Обратное напряжение на диоде  $VD_2$  резко уменьшится и станет равным падению напряжения на динисторе  $VS_i$  и на диоде  $VD_3$ , которые включены в прямом направлении, в то же время на диоде  $VD_i$  обратное смещение сохранится прежним.

В этом состоянии триггер будет находиться, пока на его вход не поступит первый переключающий импульс  $U_{вх.н}$ , который через диод  $VD_2$  пройдет на катод динистора  $VS_2$  и переключит последний в открытое состояние. Динистор  $VS_i$  за счет напряжения на коммутирующем конденсаторе  $C_1$  закроется. Триггер перейдет во второе устойчивое состояние, при котором полярность напряжения на обкладках конденсатора  $C_1$  изменится, обратное смещение на диоде  $VD_2$  увеличится, а на  $VD_i$  уменьшится. Второй входной импульс откроет ди-нистор  $VS_i$  и

вернет триггер в первое устойчивое состояние. Таким образом, смена состояний триггера будет происходить при подаче на вход каждого импульса, амплитуда которого  $U_{Вх.и}$  должна удовлетворять условию

$$U_{ПИТ} > U_{Вх.и} > U_{от.и}$$

Длительность входных импульсов должна быть мала по сравнению с постоянной времени  $R_1C_1$  (и  $R_2C_2$ ), чтобы не оказывать влияние на длительность выходных импульсов.

Режим работы симметричного триггера ( $R_1 = R_2 = R$ , а  $VS_1$  и  $VS_2$  — диоды одного типа) должен соответствовать условиям

$$U_{ПРК} > U_{ПИТ},$$

$$U_{ПИТ}/R > I_{уд},$$

при выполнении которых нагрузочная прямая пересекает все три участка вольт-амперной характеристики динистора (рис. 6,6). Точки на участках 1 к 3 вольт-амперной характеристики определяют устойчивые состояния триггера, а на участке 2 — неустойчивое.

В триггере на тристорах (рис 54,6) исходное состояние устанавливается при кратковременном нажатии кнопки  $S_1$ , отпирающей прибор  $VS_1$ . Триггер переключается в первое устойчивое состояние, при котором прибор  $VS_1$  открыт, а  $VS_2$  закрыт. Первый входной импульс проходит через диод  $VD_2$  и открывает тристор  $VS_2$ , при этом тристор  $VS_1$  выключается напряжением коммутирующего конденсатора  $C_1$  и триггер переходит во второе устойчивое состояние и т. д. Смена состояния триггера происходит с приходом каждого входного импульса, амплитуда которого  $U_{Вх.и}$  должна быть  $U_{ПИТ} > U_{Вх.и} > U_{ос}$  и, кроме того, удовлетворять условию  $U_{Вх.и} > U_{у.от.и}$ . Сопротивление резистора  $R_7$  рассчитывается по формуле (8), а емкости коммутирующих конденсаторов обеих схем определяются по формуле (18).

Диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  и резисторы  $R_3$  и  $R_4$  (в каждой схеме) предотвращают шунтирование источника входного сигнала проводящим плечом триггера и, кроме того, обеспечивают прохождение входного сигнала только на закрытое плечо триггера. Сопротивления резисторов  $R_3$  и  $R_4$  обычно одинаковы и должны быть не менее нескольких десятков килоом. Диоды  $VD_1$  и  $VD_2$  должны иметь обратное напряжение не менее напряжения источника питания  $U_{Пит}$ .

Выходные импульсы триггеров, амплитуда которых примерно равна  $U_{Пит}$ , снимаются с анодов динисторов (тринисторов). Рассмотренные схемы триггеров широко используются в счетных и запоминающих ячейках и в других устройствах.

## 20. Генераторы импульсов специальной формы

Наряду с рассмотренными схемами релаксационных генераторов с помощью динисторов и тринисторов можно создавать различные устройства, формирующие импульсные напряжения и токи специальной формы.

Генератор ступенчатого напряжения. На рис. 55,а показана схема генератора на динисторах, выходное напряжение которого имеет ступенчатую форму (рис. 55,б). Напряжение такой формы используется в различных счетных устройствах. Напряжение источника питания  $U_{Пит}$  генератора выбирают примерно в 1,5 — 2 раза больше суммы напряжений переключения  $U_{ПРК1} + U_{ПРК2}$  обоих его динисторов  $VS_1$  и  $VS_2$ . Емкость конденсатора  $C_1$  (например 0,01... 0,05 мкФ) должна быть примерно на порядок меньше емкости конденсатора  $C_2$  (например, 0,2 ... 0,5 мкФ).

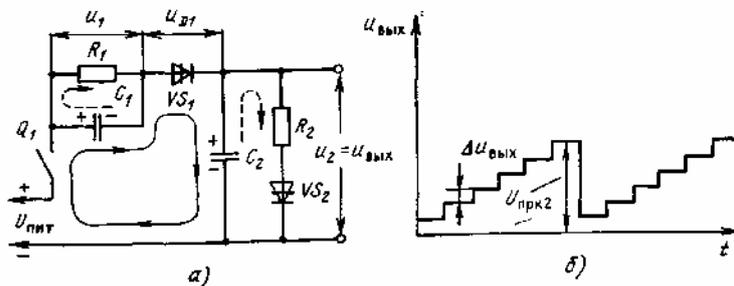


Рис. 55. Схема генератора ступенчатого напряжения на динисторах (а) и форма выходного напряжения (б)

Генератор работает следующим образом. При замыкании выключателя  $Q_1$  все напряжение источника питания  $U_{Пит}$  оказывается приложенным к динистору  $VS_1$  (конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  не заряжены, и в момент сразу после коммутации напряжение на них останется равным нулю). Поскольку условие  $U_{Пит} > U_{ПРК1}$  выполняется с запасом, динистор  $VS_1$  откроется и включенный последовательно с ним конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  начнут заряжаться (цепь заряда конденсаторов показана на схеме сплошной линией). По мере заряда конденсаторов ток через динистор  $VS_1$  будет уменьшаться, и, когда он станет меньше удерживающего тока, динистор выключится. К концу зарядного интервала напряжение  $u_1$  на конденсаторе  $C_1$  будет существенно больше напряжения  $u_2$  на конденсаторе  $C_2$ , так как  $C_2 > C_1$ , а как известно,  $u_1/u_2 = C_2/C_1$ . При закрытом динисторе  $VS_2$  конденсатор  $C_2$  почти не разряжается (цепь разряда конденсаторов показана на схеме штриховой линией) и

напряжение на нем практически не изменяется. В то же время конденсатор  $C_1$  разряжается через резистор  $R_1$ , напряжение  $u_1$  на нем уменьшается, а напряжение  $u_{д1}$  на динисторе  $VS_1$ , равное  $u_{д1} = U_{пит} - u_1 - u_2$ , возрастает, и, когда это напряжение достигает значения  $U_{прк1}$ , динистор  $VS_1$  вновь открывается. Затем цикл повторяется.

В результате таких следующих один за другим циклов напряжение на конденсаторе  $C_2$  ступенчато возрастает до напряжения переключения  $U_{прк2}$  динистора  $VS_2$ . При открывании динистора  $VS_2$  конденсатор  $C_2$  разряжается, формирование ступенчатого сигнала прекращается и генератор возвращается в исходное состояние.

Сопротивление резистора  $R_1$  определяет время разряда конденсатора  $C_1$  и, следовательно, длительность каждой ступеньки. Если это сопротивление значительно больше сопротивления, через которое происходит заряд конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  (т. е. внутреннего сопротивления открытого динистора  $VS_i$ ), то фронт ступеньки получается во много раз короче ее длительности. Резистор  $R_2$  ограничивает ток разряда конденсатора  $C_2$  до безопасного для динистора  $VS_2$  значения. Сопротивление внешней нагрузки должно быть достаточно большим (единицы мегаом), чтобы предотвратить заметную утечку заряда с конденсатора  $C_2$  в процессе построения ступенчатого сигнала.

Амплитуда каждой ступеньки  $\Delta U_{вых}$  выходного сигнала определяется выражением

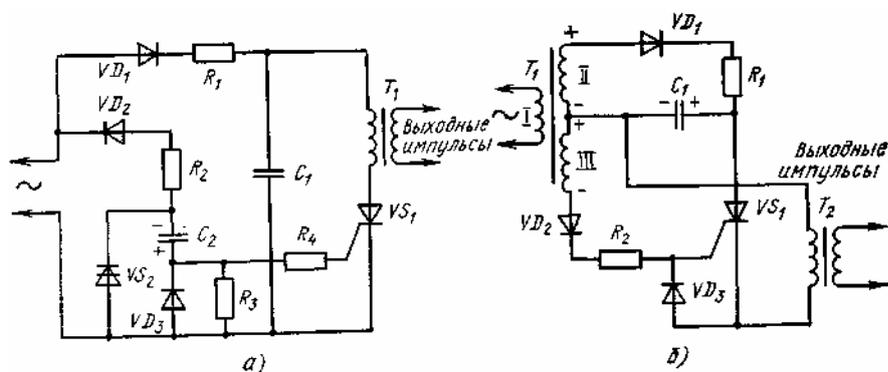
$$\Delta U_{вых} = U_{прк1} \frac{C_1}{C_1 + C_2},$$

а максимальное число ступенек

$$n = \frac{U_{прк2}}{U_{прк1}} \frac{C_1 + C_2}{C_1}.$$

Генераторы мощных импульсов треугольной формы. На рис. 56 приведены две схемы генераторов, питающихся от сети переменного тока и формирующих импульсы, синхронные с частотой сети. В обоих генераторах используется принцип формирования мощных коротких импульсов, форма которых близка к треугольной, путем разряда предварительно заряженного конденсатора  $C_1$  через первичную обмотку выходного трансформатора, т. е. получение мощных импульсов с помощью накопителя энергии. При использовании повышающего выходного трансформатора на его вторичной обмотке можно получать импульсы высокого напряжения, а при понижающем трансформаторе — мощные импульсы тока.

Генератор (рис. 56,а) может подключаться к питающей сети непосредственно, а генератор (рис 56,б) — через трансформатор с двумя вторичными обмотками.



**Рис. 56. Генераторы мощных треугольных импульсов:**

**а — схема генератора с триодом и динистором; б — схема генератора с триодом**

После включения генератор (рис. 56,а) работает следующим образом. В тот полупериод напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, конденсатор  $C_1$  заряжается через диод  $VD_1$  и резистор  $R_1$  до амплитудного значения напряжения сети. В отрицательный полупериод заряжается конденсатор  $C_2$  через диоды  $VD_2$  и  $VD_3$  и резистор  $R_2$  (полярность напряжения на  $C_2$  показана на схеме). Когда напряжение на  $C_2$  становится равным напряжению переключения динистора  $VS_2$ , т. е.  $u_{c2} > U_{прк}$ , динистор открывается и разрядный ток конденсатора  $C_2$ , протекая через цепь управления триода  $VS_1$ , открывает его. Конденсатор  $C_1$  разряжается через триод  $VS_1$  и первичную обмотку трансформатора  $T_1$ , со вторичной обмотки которого импульс подается на нагрузку. После разряда  $C_1$  триод выключается, а в следующий положительный полупериод конденсатор  $C_1$  вновь заряжается, и цикл повторяется. Таким образом, генератор срабатывает при каждом отрицательном полупериоде напряжения сети и частота следования выходных импульсов равна частоте сети.

Задержка выходных импульсов относительно начала отрицательного полупериода зависит от сопротивления резистора  $R_2$ . Если сопротивление резистора  $R_2$  увеличить настолько, чтобы конденсатор  $C_2$  заряжался до напряжения  $U_{прк}$  динистора не за один, а за несколько отрицательных полупериодов, то частота выходных импульсов будет меньше частоты питающей сети.

Емкость конденсатора  $C_1$  определяет мощность и длительность выходных импульсов, ее типовое значение

около 1 мкФ. Емкость конденсатора  $C_2$  выбирается примерно на порядок меньше емкости  $C_1$ , т. е.  $C_1/C_2 > 10$ .

Напряжение  $U_{прк}$  динистора должно отвечать условию  $U_{прк} > U_{y.от} + I_{y.от} R_4$ , где  $U_{y.от}$  и  $I_{y.от}$  — отпирающие напряжение и ток управления тринистора.

Работу генератора (рис. 56,6) удобно начать рассматривать с момента времени, соответствующего полупериоду переменного напряжения сети, когда напряжение на обмотках II и III трансформатора  $T_1$  имеет полярность, показанную на рисунке. При такой полярности напряжения на обмотках диод  $VD$ , оказывается в проводящем состоянии и накопительный конденсатор  $C_1$  заряжается до амплитудного значения напряжения на обмотке II (полярность напряжения на конденсаторе  $C_1$  обозначена на схеме). В то же время в течение этого полупериода диод  $VD_2$  закрыт и тринистор  $VS_1$  также остается закрытым. При смене полярности напряжения на обмотке II в следующий полупериод напряжения сети диод  $VD_1$  закрывается, а диод  $VD_2$  оказывается в проводящем состоянии. При этом напряжение с обмотки III подается на управляющий электрод тринистора  $VS_1$ , и он отпирается, в результате чего конденсатор  $C_1$  разряжается через первичную обмотку выходного трансформатора  $T_2$  и открытый тринистор. В следующий полупериод вновь происходит смена состояний диодов  $VD_1$  и  $VD_2$ , и процессы повторяются. Таким образом, генератор формирует импульсы, частота следования которых равна частоте сети и не регулируется.

Напряжение на обмотке III трансформатора  $T_1$  должно обеспечивать включение тринистора в начале полупериода, для чего на этой обмотке необходимо иметь переменное напряжение с амплитудой 40 ... 60 В. При этом тринистор отпирается в моменты времени, когда крутизна синусоидального напряжения на обмотке достаточно большая, и поэтому стабильность угла отпираания, которая определяет стабильность частоты следования выходных импульсов, оказывается высокой.

Резистор  $R_2$  служит для ограничения тока управляющего электрода, а  $R_1$  ограничивает ток заряда конденсатора  $C_1$ .

Мощный генератор прямоугольных импульсов. Хорошие ключевые свойства тринисторов позволяют с успехом использовать их в генераторах мощных импульсов, форма которых приближается к прямоугольной. Работа таких устройств основана на принципе накопления энергии (см. § 18). Они могут использоваться в качестве импульсных модуляторов генераторов высокой частоты, в квантовой технике и т. д.

Схема ждущего генератора мощных прямоугольных импульсов приведена на рис. 57. По существу, эта схема представляет собой разновидность генератора рис. 49, в котором зарядный резистор заменен дросселем  $L_3$  и диодом  $VD_1$ , а конденсатор — искусственной линией  $Z$  из LC-звеньев, служащей для формирования импульса необходимой длительности и формы.

Работа генератора складывается из двух циклов: зарядного и разрядного.

В паузах между импульсами, когда тринистор  $VS_1$  закрыт, конденсаторы линии заряжаются от источника постоянного напряжения  $U_{пит}$  через дроссель  $L_3$  и диод  $VD_1$ . Использование в зарядной цепи дросселя позволяет получать резонансный заряд конденсаторов линии, поэтому в конце зарядного цикла напряжение на конденсаторах линии  $U_{л\max}$  примерно равно  $2U_{пит}$ . Таким образом, роль накопителя энергии здесь выполняют конденсаторы искусственной линии. Включение в зарядную цепь диода  $VD_1$  препятствует разряду конденсаторов линии и позволяет сохранить напряжение  $U_{л\max}$  на них до прихода управляющего импульса на тринистор.

Разрядный цикл начинается при подаче управляющего импульса на тринистор  $VS_1$ . Тринистор включается, и линия формирования разряжается через тринистор на сопротивление нагрузки  $R_H$ , которое должно быть равно волновому сопротивлению линии  $r_{л}$ , т. е.  $R_H = r_{л}$ . На нагрузке формируется импульс, длительность которого  $t_{и}$  определяется параметрами линии, а амплитуда  $U_{вых.и} = 0,5U_{л\max} \sim U_{пит}$ . Во время разряда линии через тринистор проходит импульс тока с амплитудой  $I_{и} = U_{л\max} / (R_H + r_{л}) = U_{вых.и} / AR_H$ .

Тринистор остается открытым в течение времени  $t_{и}$ , пока происходит разряд линии. При этом через тринистор, кроме разрядного тока линии, протекает ток от источника  $U_{пит}$  через дроссель  $L_3$  и диод  $VD_1$ . Чтобы тринистор выключился, когда линия полностью разрядится, ток, протекающий через него от источника, питания, за время  $t_{и}$  не должен успеть возрасти до значения  $I_{уд}$ . Это выполняется, если индуктивность зарядного дросселя  $L_3$  удовлетворяет условию

$$L_3 > t_{и} U_{пит} / I_{уд}$$

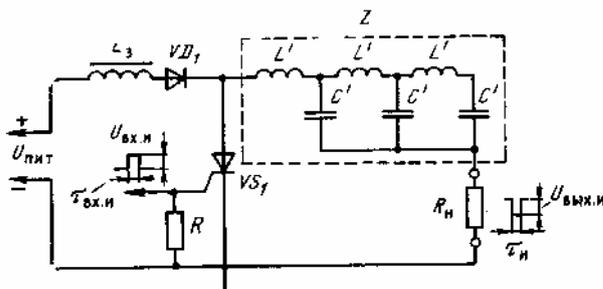


Рис. 57. Схема ждущего генератора мощных прямоугольных импульсов;

Элементы схемы генератора при заданных параметрах выходного импульса (длительности  $t_{и}$ , частоте

повторения  $F$  и амплитуде  $U_{\text{вых.и}}$ ) и известном сопротивлении нагрузки  $R_n$  рассчитываются по следующим формулам.

Суммарная емкость линии

$$C_{\text{л}} = \tau_{\text{и}}/2 R_n.$$

Суммарная индуктивность линии

$$L_{\text{л}} = \tau_{\text{и}} R_n/2.$$

Индуктивность зарядного дросселя

$$L_3 < 1/\pi^2 F^2 C_{\text{л}}.$$

Емкость и индуктивность одной ячейки линии

$$C' = C_{\text{л}}/k; L' = L_{\text{л}}/k,$$

где  $k$  — число ячеек линии. Чем больше  $k$ , тем лучше форма выходного импульса приближается к прямоугольной, обычно выбирают  $k > 4 \dots 6$ .

Напряжение источника питания  $U_{\text{пит}} = (1,15 \dots 1,2) U_{\text{вых.и}}$ .

Обычно искусственные линии имеют волновые сопротивления  $r_{\text{л}} = \sqrt{L_{\text{л}}/C_{\text{л}}}$ , равные нескольким десяткам ом ( $r_{\text{л}} = 10 \dots 80$  Ом). Поэтому для согласования сопротивления нагрузки с волновым сопротивлением линии часто используется повышающий импульсный трансформатор, первичная обмотка которого включается вместо сопротивления нагрузки. Если коэффициент трансформации равен  $n$ , то сопротивление нагрузки  $R_n$ , подключенной ко вторичной обмотке и пересчитанное в первичную обмотку трансформатора, окажется

$$R'_n = R_n/n^2.$$

При использовании трансформатора условием согласования волнового сопротивления искусственной линии и сопротивления нагрузки будет равенство  $r_{\text{л}} = R'_n$ . Применение повышающего импульсного трансформатора позволяет получить напряжение на нагрузке большее, чем напряжение источника питания генератора.

Тринистор для генератора выбирается таким, чтобы его анодное напряжение было  $U_{\text{зс}} > 2U_{\text{пит}}$ , импульсный ток  $I_{\text{ос.п}} > I_{\text{и}}$ , а средний ток  $I_{\text{ос}} > I_{\text{и}} F T_{\text{и}}$ .

Длительность внешних управляющих импульсов  $T_{\text{вх.и}}$  должна быть  $T_{\text{вх.и}} > t_{\text{у.вкл}}$ , где  $t_{\text{у.вкл}}$  — время включения тринистора.

## 21. Счетчики импульсов

Динисторы и тринисторы нашли широкое применение в различных счетных устройствах, обладающих рядом существенных преимуществ по сравнению с транзисторными. Тиристорные счетчики более стабильны в работе при изменении напряжения питания и температуры, в них используется меньшее количество элементов, и они имеют большую надежность. Кроме того, большой коэффициент усиления по мощности тринисторов позволяет включать нагрузку (сигнальные лампы, цифровые индикаторы, электромагнитные реле и т. д.) непосредственно в цепь счетчика.

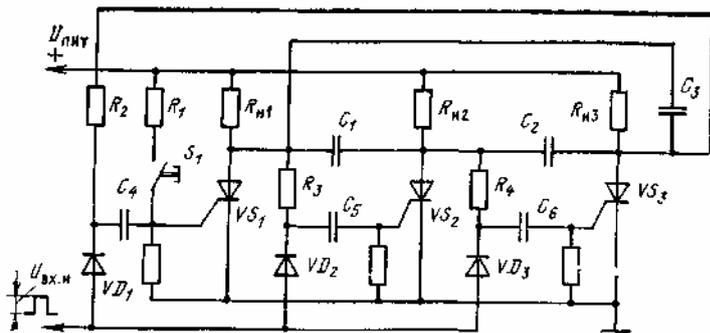


Рис. 58. Схема кольцевого счетчика импульсов на тринисторах с установкой исходного состояния с помощью кнопки

Различные варианты схем счетчиков используют способность приборов работать в триггерном (бистабильном) режиме. На рис. 58 приведена одна из возможных схем трехкаскадного кольцевого счетчика на тринисторах. Счетчик последовательно переключает нагрузки при поступлении на вход очередного импульса. Продолжительность работы каждой нагрузки определяется временным интервалом между подаваемыми входными импульсами. Параллельно нагрузкам могут быть подключены неоновые лампы, позволяющие визуально контролировать работу счетчика.

После включения напряжения питания  $U_{\text{пит}}$  тринисторы  $VS_1$  —  $VS_3$  остаются закрытыми, нагрузки  $R_{n1}$  —  $R_{n3}$  обесточены. Обратное смещение на диодах  $VD_1$  —  $VD_3$  практически равно напряжению источника питания  $U_{\text{пит}}$ . Для установки счетчика в исходное состояние следует кратковременно нажать кнопку  $S_1$ , при этом

откроется триностр  $VS_1$  и включится нагрузка  $R_{H1}$ . Обратное напряжение на диоде  $VD_2$  станет равным  $U_{oc1}$ , т. е. падению напряжения на открытом триностре  $VS_1$ , а на диодах  $VD_1$  и  $VD_3$  сохранится прежним, равным;  $U_{пит}$ . Коммутирующий конденсатор  $C_1$ , подключенный к аноду триностра  $KS_1$ , через сопротивление нагрузки  $R_{H2}$  и открытый прибор  $VS_1$  зарядится до напряжения  $U_{C1}=U_{пит}$ .

Первый входной переключающий импульс, амплитуда  $U_{вх.и}$  которого должна быть  $U_{вх.и} > U_{у.от.и}$  и, кроме того, удовлетворять условию  $U_{пит} > U_{вх.и} > U_{oc1}$ , проходит только через диод  $VD_2$  и открывает триностр  $VS_2$ . Напряжением коммутирующего конденсатора  $C_1$  триностр  $VS_1$  выключится. Нагрузка  $R_{H1}$  отключится от источника питания, к которому теперь подключится нагрузка  $R_{H2}$ . Обратное смещение на диоде  $VD_3$  уменьшится и станет равным  $U_{oc2}$ , а на диодах  $VD_1$  и  $VD_2$  — равным  $U_{пит}$ .

Следующий входной импульс пройдет теперь через диод  $VD_3$ , откроет триностр  $VS_3$  и подключит к источнику питания нагрузку  $R_{H3}$ . Напряжением коммутирующего конденсатора  $C_2$  триностр  $VS_2$  выключится и нагрузка  $R_{H2}$  обесточится. Таким образом, последовательно подаваемые входные импульсы будут переключать нагрузки в таком порядке:  $R_{H1} — R_{H2} — R_{H3} — R_{H1} — R_{H2} — R_{H3}$  и т. д. Число счетных ячеек не ограничивается тремя и может быть в принципе вы-брано любым.

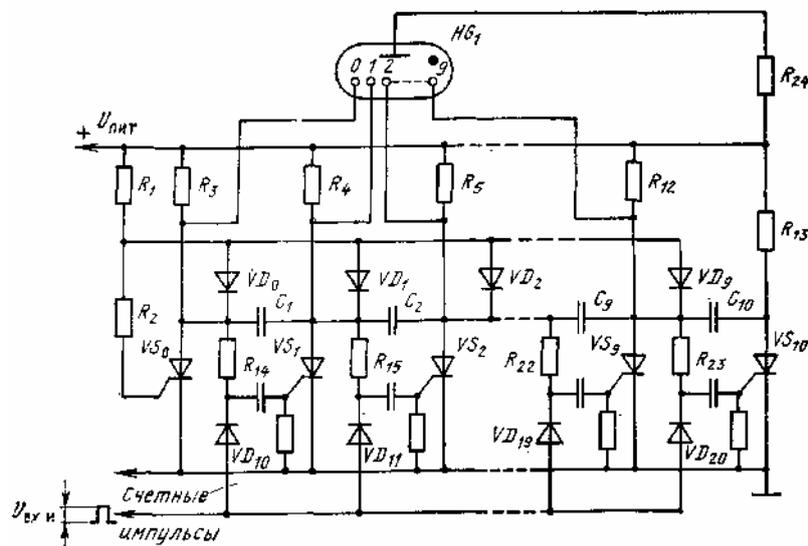
Прямое напряжение триностров в закрытом состоянии должно удовлетворять условию (2), а ток каждой нагрузки (т. е. анодный ток триностров) — требованию (5). Сопротивление резистора  $R_1$  рассчитывается по формуле (8), а коммутирующие конденсаторы ( $C_1 — C_3$ ) — по формуле (18). Сопротивления резисторов  $R_2 — R_4$  выбираются в пределах нескольких десятков килоом, чтобы свести к минимуму дополнительную нагрузку на источник входных импульсов. Емкость конденсаторов  $C_4 — C_6$  выбирается в пределах 0,01 ... 0,1 мкФ. Диоды  $VD_1 — VD_3$  должны пропускать относительно небольшой ток, равный импульсному току  $I_{у.от.и}$  управления триностра, и иметь обратное напряжение

$$U_{обр} > U_{пит}$$

Широкое применение в аппаратуре отображения информации, счетных устройствах и измерительных приборах находят цифровые газоразрядные индикаторные лампы тлеющего разряда (серии ИН), у которых электроды внутри стеклянного баллона выполнены в виде цифр от 0 до 9.

Используя триностры с высоким прямым напряжением (не менее 200 В), можно создавать устройства, где электроды газоразрядных промежутков цифрового индикатора включаются непосредственно в анодные цепи триностров и при отпирании одного из них начинается свечение соответствующей цифры.

На рис. 59 представлена схема десятичного кольцевого счетчика на три-нострах с цифровым газоразрядным индикатором  $HG_1$ . Триностры  $VS_0 — VS_9$  с соответствующими элементами составляют десять счетных ячеек. Триностр  $VS_{10}$  выполняет вспомогательную роль и предназначен для выключения три-ностра  $VS_9$ . Триностры  $VS_0 — VS_9$  включаются последовательно с разрядными промежутками индикатора  $HG_1$ . Если триностр закрыт, то соответствующая адфра не горит, так как в этом случае приложенное к лампе напряжение недостаточно для возникновения разряда.



**Рис. 59. Схема кольцевого счетчика импульсов на тринострах с цифровым газоразрядным индикатором**

Исходное состояние счетчика устанавливается автоматически: после подачи напряжения источника питания  $U_{пит}$  через резисторы  $R_1, R_2$  и цепь управляющего электрода триностра  $VS_0$  начинает протекать ток, отпирающий этот прибор, и соответствующий разрядный промежуток лампы оказывается под напряжением  $U_{пит}$ ; на индикаторной лампе загорается цифра «0» (нулевой разряд). Остальные триностры в исходном состоянии закрыты. Коммутирующий конденсатор  $C_1$  заряжается практически до напряжения источника питания  $U_{C1}=U_{пит}$ . При открытом триностре  $VS_0$  диод  $VD_0$  шунтирует цепь управления этого прибора; ток управляющего электрода резко уменьшается и становится меньше значения  $I_{у.нот}$ . Кроме того, при открытом

тринисторе  $VS_1$  обратное напряжение на диоде  $VD_{10}$  становится равным напряжению  $U_{oc}$  тринистора  $VS_0$ , в то время как обратное напряжение на диодах  $VD_{11} — VD_{20}$  равно напряжению источника питания  $U_{пит}$ .

Первый импульс, поступающий на вход устройства, сможет пройти только через диод  $VD_{10}$ , если его амплитуда  $U_{вх.и}$  удовлетворяет условию

$$U_{пит} > U_{вх.и} > U_{oc}$$

Этот импульс откроет тринистор  $VS_1$ , который с помощью коммутирующего конденсатора  $C_1$  выключит тринистор  $VS_0$ . На индикаторной лампе цифра «0» гаснет и загорается цифра «1» (первый разряд). После отпирания тиристора  $VS_1$  цепь управляющего электрода прибора  $VS_0$  по-прежнему остается зашунтированной, но теперь уже диодом  $VD_1$ , и, следовательно, тринистор  $VS_0$  не может быть открыт током, протекающим через резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . Обратное напряжение на диоде  $VD_{11}$  уменьшится до значения  $U_{oc}$  тринистора  $VS_1$ , а на диодах  $VD_{10}$ ,  $VD_{12} — VD_{20}$  оно будет равно напряжению  $U_{пит}$ .

Каждый поступающий счетный импульс (до девятого включительно) точно таким же образом переключает очередные разряды счетчика: выключает проводящий тринистор и включает следующий за ним закрытый. Переключаемые тринисторы коммутируют соответствующие электроды газоразрядной лампы. При этом тринистор  $VS_0$  остается закрытым, так как его цепь управления все время шунтируется одним из диодов  $VD_0 — VD_9$ , соответствующим открытому тринистору.

При поступлении десятого импульса включается тринистор  $VS_{10}$ . В анодной цепи этого прибора нет диода, шунтирующего резистор  $R_2$ , и поэтому при его отпирании не только выключается тринистор  $VS_9$ , но и вновь открывается тринистор нулевого разряда  $VS_0$  и загорается цифра «0» на индикаторной лампе. Сопротивление анодного резистора  $R_{13}$  выбирается таким, чтобы выполнялось условие  $U_{пит}/R_{13} < I_{уд10}$ , поэтому после переразряда коммутирующего конденсатора  $C_{10}$  тринистор  $VS_{10}$  также закрывается. Счетчик возвращается в исходное состояние.

Для устойчивой работы счетчика необходимо исключить возможность ложного включения тринистора нулевого разряда  $VS_0$ . Хотя резистор  $R_2$  и шунтируется одним из диодов  $VD_0 — VD_9$ , управляющий ток тринистора  $VS_0$  тем не менее не равен нулю. Значение этого тока  $I_{y0}$  определяется напряжением  $U_{ог}$  на аноде открытого тринистора, падением напряжения  $u_a$  на проводящем диоде, который соответствует этому тринистору, и сопротивлением резистора  $R_2$ , т. е.

$$I_{y0} = (U_{oc} + U_d) / R_2$$

Из полученного соотношения, если учитывать, что ток  $I_{y0}$  должен быть  $I_{y0} < I_{y\text{ нот}}$ , определяется сопротивление резистора  $R_2$ .

Суммарное сопротивление резисторов  $R_1 + R_2$  рассчитывается по формуле (8), а емкости коммутирующих конденсаторов  $C_1 — C_{10}$  по формуле (18). Диоды  $VD_{10} — VD_{20}$  и резисторы  $R_{14} — R_{23}$  выбираются так же, как и в предыдущем устройстве. Прямое напряжение тринисторов в закрытом состоянии должно удовлетворять условию (2). Обычно ток горения  $I_r$  индикаторной лампы не превышает единиц миллиампер (определяется резистором  $R_{24}$ ), поэтому сопротивления анодных резисторов  $R_3 — R_{12}$ , которые включены параллельно соответствующим газоразрядным промежуткам лампы, должны обеспечивать ток в каждом из тринисторов  $VS_0 — VS_9$  больше удерживающего тока; например, для тринистора  $VS_1$  должно выполняться неравенство

$$U_{пит}/R_4 + I_r > I_{уд1}$$

Описание счетчика импульсов на динисторах читатель может найти, например, в [5].

## Глава 5

# УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ СВЕТОВЫХ ЭФФЕКТОВ

## 22. Сигнальные и развлекательные источники света

Устройства, создающие различные световые эффекты, применяются в движущихся рекламах, декоративных установках, световых указателях, бытовых развлекательных установках, для светового оформления новогодних елок и пр. В большинстве таких устройств ранее использовались электромеханические или электронные переключатели, создающие «мигающий» свет с различными интервалами времени «включено» — «выключено». Для этих устройств тринисторы, пожалуй, являются самыми подходящими приборами. По сравнению с электромеханическими преимуществами тринисторных переключателей проявляется в том, что последние могут работать в широком диапазоне токов и напряжений, обеспечивая при этом значительно большую надежность и долговечность, поскольку нет механических контактов, коммутирующих силовые цепи. Кроме того, тринисторы способны выдерживать большие броски тока в момент включения ламп накаливания, что позволяет включать лампы непосредственно в анодные цепи приборов.

В каждом устройстве, предназначенном для создания световых эффектов, может использоваться одна или несколько ламп, а также гирлянды, составленные из последовательно соединенных однотипных ламп (например, при напряжении сети 220 В можно составить гирлянду из десяти ламп с напряжением 24 ... 26 В).

Одна из простых схем переключателя показана на рис. 60. Переключатель питается переменным током и в зависимости от своего назначения может подключаться к сети через понижающий трансформатор или непосредственно. Устройство поочередно включает лампы накаливания, и в любой момент времени к источнику питания оказывается подключенной только одна лампа:  $HL_1$  или  $HL_2$ .

После подачи напряжения питания (выключателем  $Q_1$ ) и при отсутствии сигнала на управляющем электроде тристора  $VS_1$  этот прибор остается закрытым, а тристор  $VS_2$  откроется и загорится лампа  $HL_2$ . Тристор  $VS_2$  проводит в те полупериоды напряжения, когда положителен верхний (по схеме) провод источника, при этом на аноде прибора  $VS_2$  и его управляющем электроде действует положительное напряжение. Значение управляющего тока определяется сопротивлением резистора  $R_1$ , которое рассчитывается по формуле (12), чтобы обеспечить включение тристора  $VS_2$  в начале каждого положительного полупериода напряжения. Пока горит лампа  $HL_2$ , через лампу  $HL_1$  протекает небольшой ток управления тристора  $VS_2$ , недостаточный для накала нити лампы, и она остается погашенной.

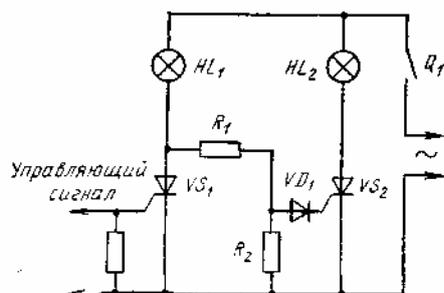


Рис. 60. Схема переключателя для поочередной коммутации двух источников света

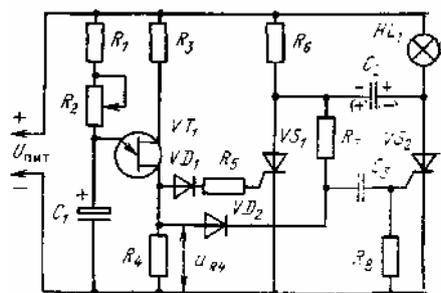


Рис. 61. Схема устройства для создания «мигающего» света с одинаковыми интервалами «включено» — «выключено»

В таком состоянии (лампа  $HL_1$  погашена, а лампа  $HL_2$  зажжена) устройство находится до тех пор, пока на управляющий электрод тристора  $VS_1$  не будет подан отпирающий сигнал длительностью не менее нескольких секунд. При этом тристор  $VS_1$  во время очередного положительного полупериода напряжения включится и загорится лампа  $HL_1$ . Одновременно управляющее напряжение, подаваемое на прибор  $VS_2$ , снизится до значения  $U_{oc1}$ , равного падению напряжения на триисторе  $VS_1$ . Условие  $U_{oc1}/R_1 < I_{y,Hot}$  выполняется с запасом, поэтому тристор  $VS_2$  отпереться не сможет и лампа  $HL_2$  не загорится. Это состояние сохраняется, пока на тристор  $VS_1$  подается управляющий сигнал. Если управляющий сигнал снять, то устройство возвратится в исходное состояние: тристор  $VS_1$  закроется в конце очередного положительного полупериода напряжения, лампа  $HL_1$  погаснет, а в следующий положительный полупериод тристор  $VS_2$  вновь откроется, включив лампу  $HL_2$ . Таким образом, лампа  $HL_2$  включена, а лампа  $HL_1$  выключена, когда управляющий сигнал отсутствует, и наоборот,  $HL_1$  включена, а  $HL_2$  выключена при подаче этого сигнала. Через лампы и триисторы протекает однополупериодный ток, поэтому триисторы по току и напряжению должны выбираться, как и для выключателя рис. 24. Продолжительность интервала «включено» — «выключено» определяется длительностью внешнего сигнала, и устройство может быть использовано, например, в световых указателях типа «пуск» — «остановка», «вниз» — «вверх», «идите» — «стойте» и т. д.

В переключателях, питающихся постоянным током, для управления триисторами удобно использовать однопереходные транзисторы. При этом удастся весьма просто обеспечить широкий диапазон изменения частоты включения света при высокой стабильности интервалов «включено» — «выключено».

В устройстве (рис. 61), создающем мигающий свет, используется комбинация однопереходного транзистора и двух триисторов. Лампа накаливания  $HL_i$  включена в анодную цепь триистора  $VS_2$ . Тристор  $VS_1$  предназначен для выключения триистора  $VS_2$ . Переключатель начинает работать сразу после подачи напряжения питания. Триисторы  $VS_1$  и  $VS_2$  отпираются поочередно импульсами, вырабатываемыми релаксационным генератором на однопереходном транзисторе (см. § 8). Для правильной работы устройства должна соблюдаться строгая очередность открывания триисторов. До прихода первого управляющего

импульса оба тринистора закрыты. Импульс с резистора  $R_4$  подается одновременно в цепи управления обоих закрытых приборов, однако при этом первым должен включиться тринистор  $VS_1$ . Достигается это с помощью диода  $VD_2$  и резистора  $R_7$ . При закрытых тринисторах резистор  $R_7$  создает на диоде  $VD_2$  обратное напряжение, примерно равное  $U_{\text{пит}}$ ; следовательно, первый импульс, амплитуда которого  $U_{R4} < U_{\text{пит}}$ , на управляющий электрод тринистора  $VS_2$  не проходит. После отпирания тринистора  $VS_1$  через него и нить лампы  $HL_1$  заряжается конденсатор  $C_2$  (полярность напряжения на нем указана на рисунке без скобок), а обратное напряжение на диоде  $VD_2$  резко уменьшается до значения, равного напряжению  $U_{oc1}$  на аноде тринистора  $VS_1$ . Если амплитуда импульсов  $U_{R4}$  соответствует условию  $U_{\text{пит}} > U_{R4} > U_{oc1}$ , то второй импульс пройдет на управляющий электрод тринистора  $VS_2$  и откроет его. Тринистор  $VS_2$  включает лампу  $HL_1$  и напряжением коммутирующего конденсатора  $C_2$  закрывает прибор  $VS_1$ . Конденсатор  $C_2$  перезаряжается (полярность напряжения обозначена на рисунке в скобках), а на диод  $VD_2$  вновь подается обратное напряжение, равное  $U_{\text{пит}}$ . Очередной импульс снова отпирает тринистор  $VS_1$ , который, в свою очередь, закрывает прибор  $VS_2$ , и лампа  $HL_1$  гаснет. С приходом следующих импульсов цикл повторяется. Очевидно, что устройство обеспечивает работу лампы с одинаковыми интервалами «включено» — «выключено».

Продолжительность каждого интервала равна периоду следования импульсов генератора (14) и может регулироваться резистором  $R_2$ . Генератор управляющих импульсов рассчитывается по формулам (13) — (16). Резистор  $R_8$  увеличивает входное сопротивление цепи управления тринистора  $VS_1$  когда последний находится в открытом состоянии. Сопротивление резистора  $R_9$  должно обеспечивать выполнение условия (3).

Устройство, схема которого приведена на рис. 62, воспроизводит эффект пламени свечи. К нему можно подключить обычную лампу накаливания или елочную гирлянду, при этом получается «мерцающий» свет, напоминающий свет свечи.

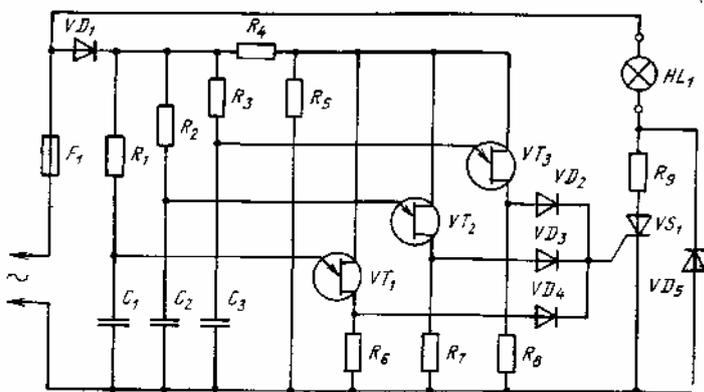


Рис. 62. Схема устройства, создающего эффект мерцающего света

Принцип работы устройства основан на способе питания нагрузки (лампы) в отрицательный и положительный полупериоды напряжения сети. Когда полярность напряжения такова, что отрицателен верхний (по схеме) провод, ток, имеющий форму полусинусоиды, протекает через диод  $VD_5$  и лампу  $HL_1$  только в течение отрицательных полупериодов. При смене полярности напряжения питания (в положительные полупериоды) ток через лампу может проходить только в те полупериоды (или часть их), когда открыт тринистор  $VS_1$ . Тринистор управляется тремя релаксационными генераторами на однопереходных транзисторах  $VT_1$  —  $VT_3$  (см. § 8), которые работают на немного отличающихся частотах, так что  $T_{Г1} < T_{Г2} < T_{Г3}$ , где  $T_{Г1}$ ,  $T_{Г2}$ ,  $T_{Г3}$  — периоды следования импульсов генераторов на транзисторах  $VT_1$ ,  $VT_2$ ,  $VT_3$  соответственно. Период следования импульсов каждого релаксационного генератора определяется соответствующей цепью (14):  $R_1C_1$  — для генератора на  $VT_1$ ,  $R_2C_2$  — для генератора на  $VT_2$  и  $R_3C_3$  — для генератора на  $VT_3$ . Постоянные времени этих цепей должны находиться в соотношении  $R_1C_1 < R_2C_2 < R_3C_3$  и быть достаточно большими — примерно в 20... 30 раз превышать период напряжения сети, т. е. составлять 0,4 ... 0,6 с. После включения напряжения питания конденсаторы  $C_1$  —  $C_3$  через диод  $VD_1$  и соответствующие резисторы в течение положительных полупериодов напряжения сети начинают заряжаться. Напряжения на конденсаторах  $u_{c1}$  —  $u_{c3}$ , а следовательно, и на эмиттерах однопереходных транзисторов от периода к периоду постепенно нарастают, причем  $u_{c1} > u_{c2} > u_{c3}$ . Через некоторое число периодов напряжение  $u_{c1}$  на эмиттере  $VT_1$  первым достигнет значения  $u_{c1} = U_{\text{экл1}}$ , транзистор  $VT_1$  откроется, конденсатор  $C_1$  разрядится через цепь эмиттер — база 7 и импульсом, снимаемым с резистора  $R_6$ , включится тринистор  $VS_1$ . Это может произойти в любой части положительного полупериода, и поэтому ток через лампу и тринистор в общем случае представляет собой часть полусинусоиды. При смене полярности питающего напряжения тринистор закрывается, а в следующие положительные полупериоды конденсатор  $C_2$  начинает вновь заряжаться. Затем через несколько периодов напряжение на конденсаторе  $C_2$  станет равным « $C_2$  —  $U_{\text{экл2}}$ » включится транзистор  $VT_2$ , который вновь откроет тринистор  $VS_1$ . Еще через некоторое число периодов аналогично включится однопереходный транзистор  $VT_3$  и тринистор снова откроется.

Процесс срабатывания в определенной последовательности релаксационных генераторов и открывания

тринистора во время положительных полупериодов напряжения ~ети будет повторяться. Подобный способ питания лампы накаливания создает в последний эффект «мерцающего» света.

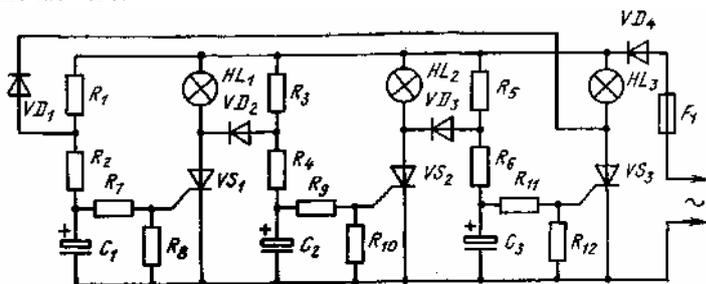
Между анодом тринистора и нагрузкой целесообразно включить резистор ( $R_g$  на схеме), который несколько уменьшает амплитуду импульсов тока через лампу и тем самым улучшает зрительный эффект мерцания. Сопротивление этого резистора не критично и связано с мощностью используемой лампы обратно пропорциональной зависимостью, например при напряжении сети 220 В и мощности лампы 15 ... 40 Вт оно составляет 470 ... 270 Ом.

Релаксационные генераторы питаются положительным пульсирующим напряжением, снимаемым с делителя  $R_1, R_5$ . Амплитудное значение напряжения на резисторе  $R_5$  не должно превышать междуазового напряжения однопереходных транзисторов (30 В). Конденсаторы  $C_1 \sim C_3$  в эмиттерных цепях генераторов целесообразно выбирать одинаковой емкости, например 0,1 мкФ. Диоды  $VD_2 \sim VD_4$  устраняют влияние выходных сигналов генераторов друг на друга.

Требования к тринистору по току и напряжению аналогичны требованиям, предъявляемым к тринисторам выключателя рис. 25,6.

Переключающее устройство (рис. 63) поочередно включает и выключает три источника света (лампы накаливания). Лампы включены в анодные цепи тринисторов и питаются однополупериодным током. Управление тринисторам.и осуществляется амплитудно-фазовым способом (см. § 7).

После включения устройства в сеть тринисторы  $VS_1 \sim VS_3$  остаются закрытыми. В течение тех полупериодов напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, конденсаторы  $C_1 \sim C_3$  будут заряжаться через диод  $VD_4$  и соответствующие резисторы  $R_1 \sim R_6$ . Напряжения на конденсаторах постепенно возрастают, и в цепи управляющего электрода каждого из тринисторов появится ток  $I_y$ , значение которого определяется мгновенным напряжением на конденсаторе и сопротивлениями соответствующих резисторов  $R_7, R_8, R_9$ . Из-за разброса минимального значения отпирающего тока управления отдельных приборов первым включится тринистор, имеющий наименьшее значение тока отпирающего. Пусть, например, это будет тринистор  $VS_1$ , который включится, когда напряжение на конденсаторе  $C_1$  достигнет значения  $u_{C1} = U_{y,от\ min} + I_{y,от\ min} R_7$  (здесь  $U_{y,от\ min}$  и  $I_{y,от\ min}$  — минимальные значения отпирающего напряжения и тока управления прибора  $VS_1$  соответственно). При этом загорится лампа  $HL_1$ , а конденсатор  $C_2$ , который уже успел зарядиться до некоторого напряжения, разрядится через резистор  $R_4$ , диод  $VD_2$  и анодную цепь тринистора  $VS_1$ . Тринистор  $VS_1$  будет открываться в течение каждого положительного полупериода напряжения на его аноде до тех пор, пока не включится тринистор  $VS_3$ , поскольку конденсатор  $C_3$  в цепи управления этого прибора продолжает заряжаться. При открывании прибора  $VS_3$  загорится лампа  $HL_3$ , а конденсатор  $C_1$  разрядится через резистор  $R_2$ , диод  $VD_1$  и анодную цепь  $VS_3$ , и таким образом, тринистор  $VS_1$  в конце очередного положительного полупериода напряжения на аноде выключится и лампа  $HL_1$  погаснет, конденсатор  $C_2$  вновь начнет заряжаться, и через некоторое время откроется тринистор  $VS_2$ , загорится лампа  $HL_2$ , а тринистор  $VS_3$  выключится и лампа  $HL_3$  погаснет. Таким образом, открывающийся тринистор шунтирует цепь управления ранее открытого прибора и выключает его.



**Рис. 63. Схема переключателя, периодически коммутирующего три источника света**

Процесс поочередного включения ламп  $HL_1 \sim HL_3 \sim HL_2 \sim HL_1 \sim HL_3 \sim HL_2$  и т. д. будет повторяться. Вместо ламп можно включить гирлянды, и если лампы гирлянд расположить так, чтобы они чередовались, то получится эффект «бегущих огней».

Емкости конденсаторов  $C_1 \sim C_3$  выбираются в пределах нескольких десятков микрофард, а зарядные сопротивления  $R_1, R_5, R_8$  — в пределах 15... 30 кОм. Резисторы  $R_2, R_4, R_9$  с сопротивлением несколько десятков ом ограничивают разрядные токи конденсаторов. Резисторы  $R_1, R_5, R_8$  определяют значения управляющих токов тринисторов, подбором их сопротивлений можно изменять очередность включения тринисторов.

Отметим, что для получения световых эффектов могут также использоваться выключатели, схемы которых приведены на рис. 28,6 и 30.

## 23. Импульсные источники света с накопителем энергии

Принцип накопления энергии, о котором было дано в § 18, позволяет от маломощного источника питания получать мощные световые вспышки. На этом принципе основана работа устройства (рис. 64), создающего «мигающий» свет.

После включения напряжения питания на базу транзистора  $VT_1$  (через резистор  $R_1$ ) подается положительное напряжение и транзистор начинает проводить ток, заряжая конденсатор  $C_1$  по цепи: плюс источника — резистор  $R_4$  — открытый транзистор  $VT_1$  — лампа  $HL_1$  — конденсатор  $C_1$  — минус источника. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается таким, чтобы в начальной стадии заряда конденсатора  $C_1$ , когда зарядный ток максимален и примерно равен  $U_{пит}/R_4$ , лампа  $HL_1$  оставалась погашенной. Напряжение на конденсаторе  $U_{C1}$  (и в точке  $a$ ) нарастает по экспоненциальному закону. Это напряжение создает в цепи управляющего электрода тринистора  $VS_1$  ток, равный  $(u_{c1} + u_n - U_y)/R_2$ , где  $u_n$  — падение напряжения на погашенной лампе  $HL_1$ , а  $U_y$  — напряжение между управляющим электродом и катодом тринистора. Когда ток в цепи управления  $I_y$  становится достаточным для открывания тринистора, последний включается в проводящее состояние. При этом конденсатор  $C_1$  разряжается через лампу  $HL_1$ , диод  $VD_1$  и тринистор  $VS_1$  и лампа на короткое время загорается. Таким образом, энергия, запасенная в электрическом поле конденсатора, расходуется на импульсное питание нити лампы накаливания. Падение напряжения на диоде  $VD_1$  от разрядного тока конденсатора включает переход база — эмиттер транзистора  $VT_1$  в обратном направлении, и он закрывается. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается из условия (6), следовательно, когда разрядный ток конденсатора  $C_1$  становится меньше удерживающего тока тринистора, последний выключается. При закрытом тринисторе вновь начинает проводить транзистор, и цикл повторяется.

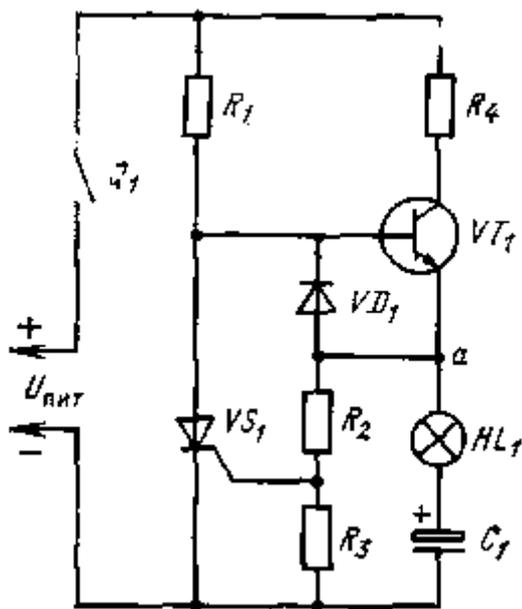


Рис. 64. Схема устройства с накопительным конденсатором для создания «мигающего» света

Продолжительность интервала «включено» в этом устройстве не регулируется. Частота вспышек практически определяется постоянной времени  $R_1C_1$  и сопротивлением резистора  $R_2$ . Емкость конденсатора  $C_1$  выбирается в пределах нескольких сотен микрофард. Напряжение питания устройства 20... 25 В. В качестве источника света можно использовать лампу накаливания на напряжение 24... 26 В мощностью 15... 25 Вт (например, типов СМ26-15, С24-25 и др.).

Такое устройство весьма экономично, может питаться от батареи или аккумулятора, сохраняя работоспособность даже при значительном снижении напряжения питания.

Динисторы и тринисторы применяются в устройствах поджига импульсных газоразрядных ламп (например, типа ИФК-120), которые широко используются в фотографии, стробоскопах, светосигнализации и т. д. Схемное выполнение устройств поджига разнообразно, однако во всех устройствах используется принцип накопления энергии.

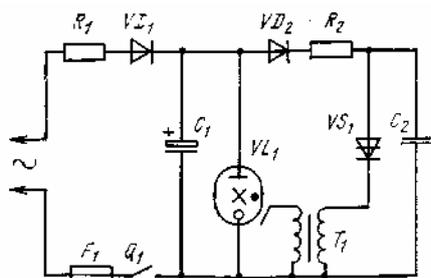
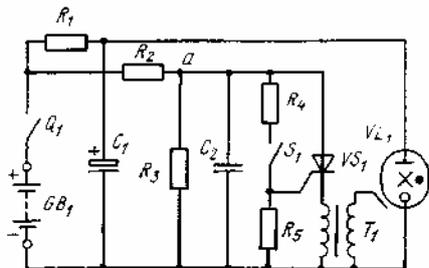


Рис. 65. Схема генератора мощных световых импульсов

В генераторе мощных световых импульсов (рис. 65) поджиг газоразрядной лампы осуществляется от генератора импульсов на динисторе  $VS_1$ , который фактически представляет собой генератор импульсов (рис. 47,а). После включения устройства в те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, основной накопительный конденсатор  $C_1$  заряжается через диод  $VD_1$  и ограничивающий резистор  $R_1$  примерно до амплитудного значения напряжения сети. Одновременно через резистор  $R_2$  (сопротивление которого  $R_2 > R_1$ ) относительно медленно заряжается конденсатор  $C_2$ , и когда напряжение на нем достигает значения  $U_{пнк}$  динистора  $VS_1$  последний открывается. Конденсатор  $C_2$  разряжается через динистор и первичную обмотку повышающего трансформатора  $T_1$ . Импульс высокого напряжения, появляющийся на вторичной обмотке, поджигает газоразрядную лампу  $VL_1$ , через которую разряжается накопительный конденсатор  $C_1$ , при этом возникает мощный световой импульс. Затем цикл повторяется.



**Рис. 66. Схема импульсного источника света (лампа-вспышка)**

Частота вспышек лампы  $VL_1$  может регулироваться резистором  $R_2$ ; она уменьшается при увеличении сопротивления этого резистора.

На рис. 66 показана схема лампы-вспышки, используемой в фотографии. Питание устройства производится от батареи  $GB_1$ , а в генераторе поджига использован триностр  $VS_1$ . Принцип работы лампы-вспышки такой же, как и генератора световых импульсов.

После замыкания выключателя  $Q_1$  конденсатор  $C_1$  заряжается до напряжения, равного ЭДС батареи, а конденсатор  $C_2$  — до напряжения, определяемого делителем  $R_2R_3$ . Лампа-вспышка срабатывает при кратковременном замыкании синхронных контактов  $S_1$ , включенных в цепь управления триностра  $VS_1$ . При этом триностр открывается и конденсатор  $C_2$  разряжается через него и первичную обмотку трансформатора  $T_1$ , на вторичной обмотке которого возникает импульс высокого напряжения, поджигающий лампу  $VL_1$ . Через лампу разряжается накопительный конденсатор  $C_1$ , и при этом генерируется мощный световой импульс. Когда лампа погаснет, конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  вновь заряжаются, и при очередном замыкании контактов  $S_1$  вспышка повторяется.

Делитель  $R_2, R_3$  выбирается исходя из ЭДС используемой батареи и выбранного типа триностра таким, чтобы напряжение в точке  $a$  было  $U_a < U_{3C}$ , а его суммарное сопротивление составляло несколько сотен килоом. Сопротивление резистора  $R_4$  в цепи управления выбирается из условия (8). Электрическая нагрузка на синхронные контакты мала, поскольку через них протекает незначительный ток управляющего электрода триностра.

Емкость накопительного конденсатора  $C_1$  и напряжение, до которого он заряжается, в обоих устройствах определяют мощность вспышек. Емкость конденсатора  $C_2$  выбирается примерно 0,1 ... 0,5 мкФ.

## Глава 6

# ВЫПРЯМИТЕЛИ И РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ НА ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРАХ

## 24. Выпрямительные устройства

Проводящий триностр, как и обычный полупроводниковый диод, имеет вентильную характеристику: он представляет небольшое сопротивление для прямого тока и весьма значительное — для обратного. Однако наличие у триностра третьего, управляющего, электрода придает ему свойства, которых обычный диод не имеет. Действительно, если на управляющий электрод сиг-кал не подан, то триностр не проводит ток в обоих направлениях. Это качество триностров позволяет создавать на их основе выпрямительные устройства, обладающие свойствами, реализация которых у обычных выпрямителей затруднительна или же невозможна. Так, тринострные выпрямители позволяют, во-первых, при необходимости автоматически отключать нагрузку и, во-вторых, плавно регулировать выходное напряжение. Тринострные выпрямители выполняются по известным схемам (одно-, двухполупериодные, мостовые и т. д.), в которых диоды частично или полностью

заменяются тристорами. Описание одно- и трехфазных схем выпрямителей на тристорах можно найти, например, в [7].

Для плавного регулирования выходного напряжения в выпрямителях используются принципы фазового управления тристорами, так что на регулирование практически не затрачивается дополнительной энергии.

В двухполупериодном выпрямителе с регулируемым выходным напряжением (рис. 67) управление тристорами  $VS_1$  и  $VS_2$  осуществляется импульсно-фазовым способом. Управляющие импульсы формируются релаксационным генератором на однопереходном транзисторе  $VT_1$  (см. § 8) из каждого полупериода переменного напряжения. Для открывания обоих тристоров в разные полупериоды используется один релаксационный генератор. Генератор питается выпрямленным диодами  $VD_1$  и  $VD_2$  пульсирующим напряжением, которое ограничивается и стабилизируется стабилитроном  $VD_3$ , и поэтому имеет трапециевидальную форму. После открывания соответствующего тристора ( $VS_i$  или  $VS_2$ ) генератор шунтируется проводящим прибором и выключается. К началу каждого полупериода конденсатор  $C_1$  оказывается разряженным, и, таким образом, генератор синхронизируется с частотой питающей сети.

Угол отпирания тристоров определяется постоянной времени  $(R_1 + R_2)C_1$ , т. е. задержкой момента включения однопереходного транзистора относительно начала каждого полупериода, и может изменяться примерно от 5 до  $180^\circ$ . Тем самым выходное напряжение регулируется от максимального значения до нуля и имеет хорошую стабильность во всем диапазоне. Расчет релаксационного генератора производится по формулам (13) — (16).

В тристорных выпрямителях с регулируемым выходным напряжением обычно используются фильтры, начинающиеся с индуктивности или резистора, чтобы уменьшить броски тока через открывающийся тристор, обусловленные зарядным током конденсаторов фильтра.

Обратные напряжения на тристорах в выпрямительных устройствах и токи, которые должны пропускать приборы, можно определять по формулам, используемым для расчета соответствующих выпрямительных схем на обычных диодах.

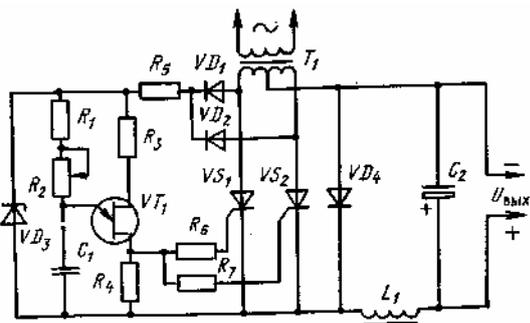


Рис. 67. Схема тристорного выпрямителя с регулируемым выходным напряжением

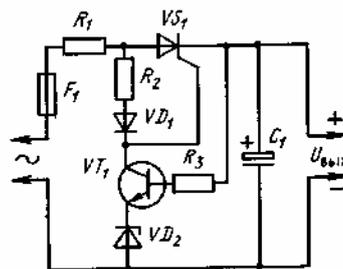


Рис. 68. Схема бестрансформаторного низковольтного тристорного выпрямителя

На рис. 68 показана схема бестрансформаторного однополупериодного три-сторного низковольтного выпрямителя. Тристор здесь выполняет две функции: служит выпрямительным элементом и стабилизирует уровень выходного напряжения. После подачи напряжения питания (220 В) в те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, три-стор  $VS_1$  открывается и выходной конденсатор  $C_1$  заряжается. Управляющее напряжение на тристор подается через резистор  $R_2$  и диод  $VD_1$ . От этой же цепи выпрямленным однополупериодным напряжением питается транзистор  $VT_1$ , который управляет работой тристора. В эмиттерную цепь транзистора включен стабилитрон  $VD_2$ , а на базу через ограничивающий резистор  $R_3$  подается выходное напряжение. Пока выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$  меньше напряжения стабилизации  $U_{\text{ст}2}$  стабилитрона  $VD_2$ , т. е.  $U_{\text{вых}} < U_{\text{ст}2}$ , транзистор закрыт и на работу тристора не влияет. Когда напряжение  $U_{\text{вых}}$  становится  $U_{\text{вых}} > U_{\text{ст}2}$ , транзистор открывается и шунтирует цепь управления тристора, который остается закрытым в течение всего периода переменного напряжения. Если же выходное напряжение снижается до значения  $U_{\text{вых}} < U_{\text{ст}2}$ , транзистор закрывается, и при очередном положительном полупериоде напряжения сети вновь включается тристор и выходной конденсатор  $C_1$  начинает подзарядаться.

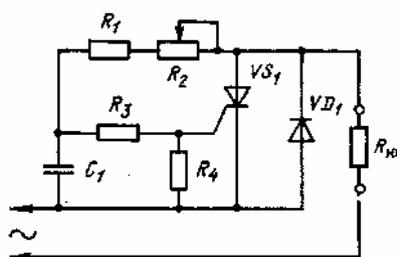
Тристор  $VS_1$  и диод  $VD_1$  должны иметь обратное напряжение не менее амплитудного значения напряжения сети питания. Напряжение стабилизации стабилитрона определяет выходное напряжение выпрямителя (обычно 10 .., ...30 В). Резистор  $R_1$  ограничивает анодный ток тристора и коллекторный ток транзистора до допустимого значения. Сопротивление резистора  $R_2$  рассчитывается по формуле (12). Конденсатор  $C_1$  должен иметь емкость несколько сотен микрофард.

## 25. Регуляторы мощности

В цепях переменного тока триисторы кроме функций простых выключателей могут также одновременно выполнять функции регулирующих элементов. Сравнительно простые способы управления триисторами в цепях переменного тока обусловили широкое применение этих приборов в устройствах для регулирования напряжения. Такие регуляторы, в которых используются фазовые методы управления триисторами, позволяют в широких пределах изменять среднее значение напряжения, подводимого к нагрузке. В триистор-ных регуляторах отсутствуют подвижные контакты, потери мощности в них минимальны, а необходимая для управления мощность не зависит от мощности, потребляемой нагрузкой. Регуляторы просты, удобны в эксплуатации и не требуют наладки после изготовления.

При фазовом управлении триисторы открываются и закрываются *синхронно* с переменным напряжением источника питания и подключают последний к нагрузке на определенную, регулируемую часть полупериода переменного напряжения, что осуществляется путем изменения угла отпирания триистора (см. § 7), и таким образом регулируется среднее значение напряжения на нагрузке.

В регуляторе (рис. 69) используется амплитудно-фазовый способ управления триистором. Такой регулятор позволяет изменять подводимую к нагрузке мощность от половинного до почти номинального значений.



**Рис. 69. Схема регулятора мощности на триисторе и диоде**

В те полупериоды напряжения сети, когда положителен нижний (по схеме) провод питания, на аноде триистора  $VS_1$  действует положительное напряжение и конденсатор  $C_1$  заряжается через сопротивление нагрузки  $R_n$  и резисторы  $R_1$  и  $R_2$ . При полностью включенном резисторе  $R_2$  напряжение на конденсаторе  $C_1$  к концу полупериода не должно превышать неотпирающего напряжения управления триистора, т. е.  $u_{c1} < U_{y.от}$ . В эти полупериоды триистор остается закрытым, и ток через нагрузку и диод  $VD_1$  протекает только в те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания. При этом к нагрузке подводится половинная мощность, что при напряжении сети 220 В эквивалентно снижению напряжения на нагрузке примерно до 160 В.

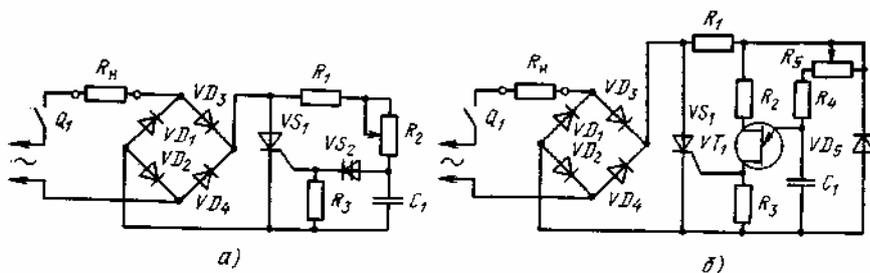
Если резистор  $R_2$  закорочен, то продолжительность заряда конденсатора  $C_1$  определяется резистором  $R_1$ . Сопротивление этого резистора должно быть таким, чтобы конденсатор зарядился до напряжения, равного напряжению отпирания триистора  $u_{c1} > U_{y.от}$  в начале полупериода. Триистор  $VS_1$  открывается и проводит ток почти в течение всего положительного полупериода напряжения на аноде. Теперь через нагрузку ток протекает в оба полупериода к ней подводится почти номинальная мощность.

Значение среднего тока триистора  $VS_1$  и диода  $VD_1$  должно быть не менее  $0,32 U_{ml} R_m$ . В регуляторе можно использовать триистор с ненормируемым обратным напряжением. Прямое напряжение триистора в закрытом состоянии, а также обратное напряжение диода должны быть не менее амплитудного значения напряжения сети  $U_m$ .

Триисторные регуляторы с амплитудно-фазовым управлением обеспечивают невысокую стабильность напряжения на нагрузке, что объясняется нестабильностью угла отпирания триистора.

Широкое распространение нашли регуляторы, использующие выключатель с диодным мостом и триистором (рис. 25,а) и позволяющие изменять мощность в нагрузке от нуля до максимального значения. Нагрузка в регуляторах такого типа может включаться в цепь переменного или постоянного (пульсирующего) тока. Управление триисторами осуществляется амплитудно- или импульсно-фазовыми способами.

Две схемы регуляторов, основу которых составляют выключатели (рис. 25,а), показаны на рис. 70. В обоих устройствах триисторы управляются им-пульсно-фазовым способом. В регуляторе рис. 70,а в цепи управления триистором используется динистор  $VS_2$  (вместо динистора можно применить стабилитрон), а в регуляторе рис. 70,б — однопереходный транзистор  $VT_1$ . Угол отпирания  $\phi$  триистора в каждом регуляторе определяется интервалом времени от начала положительного полупериода напряжения на его аноде до момента, когда экспоненциально нарастающее напряжение на конденсаторе  $C_1$  становится достаточным для срабатывания ключевого прибора в цепи управления. Таким образом, триистор можно включать в течение какой-то части каждого полупериода переменного напряжения.



**Рис. 70. Схемы регуляторов мощности с диодным мостом и триностром и ключевыми приборами в цепи управления: динистром (а), однопереходным транзистором (б)**

Регулятор (рис. 70,а) работает следующим образом. После подачи напряжения питания (замыкания выключателя  $Q_1$ ) в те полупериоды напряжения сети, когда положителен верхний (по схеме) провод питания, конденсатор  $C_1$  заряжается через цепь: сопротивление нагрузки  $R_H$ , диод  $VD_3$ , резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и диод  $VD_2$ . Когда напряжение на  $C_1$  достигнет значения, равного  $U_{прк}$  динистора  $VS_2$ , последний откроется, конденсатор разрядится через динистор и цепь управляющего электрода триностора  $VS_1$ , который при этом включится. После открывания триностора напряжение сети, за вычетом падения напряжения на открытом триностре и диодах  $VD_2$  и  $VD_3$ , включенных в прямом направлении, окажется приложенным к нагрузке. В конце полупериода триностр закрывается и ток в нагрузке становится равным нулю. В следующий полупериод оказывается положительным нижний провод питания; теперь конденсатор  $C_1$  заряжается через диод  $VD_4$ , резисторы  $R_1$ ,  $R_2$ , диод  $VD_1$ , сопротивление нагрузки  $R_H$ , и процессы в регуляторе повторяются.

Момент открывания триностора, т. е. значение угла  $\phi$ , определяется постоянной времени  $(R_1 + R_2)C_1$  и напряжением переключения динистора. Угол отпираия  $\phi$  можно регулировать переменным резистором  $R_2$  в течение каждого полупериода напряжения сети питания примерно от  $10^\circ$  до  $170^\circ$  и, таким образом, плавно изменять подводимую к нагрузке мощность почти от нуля (резистор  $R_2$  полностью включен) до номинального значения (резистор  $R_2$  закорочен).

При открывании триностора последний шунтирует свою цепь управления, предотвращая бесполезное рассеивание мощности на ее элементах.

Аналогично работает и регулятор с однопереходным транзистором (рис. 70,б), обеспечивающий значительно лучшую стабильность напряжения на нагрузке. Конденсатор  $C_1$  времязадающей цепочки релаксационного генератора на однопереходном транзисторе (см. § 8) заряжается напряжением, которое стабилизировано стабилитроном  $VD_5$ . Мощность, подводимая к нагрузке, регулируется резистором  $R_5$  примерно в тех же пределах, что и в предыдущем устройстве.

Рассмотренные триностронные регуляторы, как правило, используются для уменьшения напряжения на нагрузке, номинальное напряжение которой должно быть не менее напряжения питающей сети, и обычно применяются в устройствах для изменения яркости ламп, для плавного регулирования мощности электронагревательных элементов, в цепях питания электродвигателей и т. д.

В отличие от ранее рассмотренной схемы рис. 69 в последних двух регуляторах триностр имеет одинаковые углы отпираия в обоих полупериодах и поэтому в нагрузке протекает ток симметричной формы (без постоянной составляющей).

Форма напряжения на нагрузке в триностронном регуляторе в общем случае представляет собой усеченную синусоиду, поэтому при работе регулятора (особенно на активную нагрузку) возникают интенсивные гармоники частоты сети. Для предотвращения проникновения в сеть гармонических составляющих ставятся LC-фильтры.

Рассмотрим триностронный регулятор числа оборотов электродвигателя. Универсальные электродвигатели с последовательным возбуждением широко используются в различного рода электроинструментах, миксерах, пылесосах и во многих других устройствах. Плавное регулирование числа оборотов такого электродвигателя с одновременной автоматической стабилизацией их при выбранном режиме работы может производиться с помощью триностронного регулятора, схема которого приведена на рис. 71.

Основу регулятора составляет триностр, управляемый амплитудно-фазовым способом. Триностр  $VS_1$  включен последовательно с двигателем  $M$ , который, таким образом, питается однополупериодным током. Принцип действия регулятора основан на сравнении противо-ЭДС «д», возникающей на зажимах двигателя из-за остаточной намагниченности и пропорциональной скорости вращения вала, с опорным напряжением  $U_{он}$ . В регуляторе осуществляется выделение разностного сигнала  $u_y = U_{он} - u_d$ , который используется для фазового управления триностром, что и обеспечивает возможность регулирования мощности, подводимой к электродвигателю.

Опорное напряжение  $U_{он}$  определяется положением движка переменного резистора  $R_2$ . Из-за диода  $VD_1$  ток через резисторы  $R_1 - R_3$  протекает лишь полпериода, и напряжение  $u_{он}$  достигает амплитудного значения в момент, когда напряжение питающей сети проходит через максимум. Если остаточная противо-ЭДС  $u_d$  двигателя больше, чем амплитудное значение  $U_{он}$  (т. е. если скорость вращения превышает некоторое установленное значение), то диод  $VD_5$  оказывается включенным в обратном направлении ( $U_{он} - u_d < 0$ ) и сигнал

аз управляющий электрод тринистора  $VSi$  не поступает. Прибор остается закрытым, следовательно, напряжение питания на двигатель в данный полупериод, не подается. Когда скорость вращения двигателя снизится настолько, что противо-ЭДС станет меньше, чем  $U_{on}$  (т. е.  $u_{on} - u_d > 0$ ), диод  $VD_2$  окажется включенным в прямом направлении и на управляющий электрод тринистора поступит отпирающий сигнал. Тринистор откроется, и напряжение питания, соответствующее данному полупериоду, будет подано на двигатель.

Наибольший угол отпираания тринистора в этом регуляторе составляет  $\phi = 90^\circ$ , при этом к двигателю подводится наименьшая мощность. Если нагрузка на вал двигателя возрастает, так что скорость вращения и противо-ЭДС снижаются, то тринистор отпирается с меньшей задержкой, увеличивая, таким образом, подводимую к двигателю мощность.

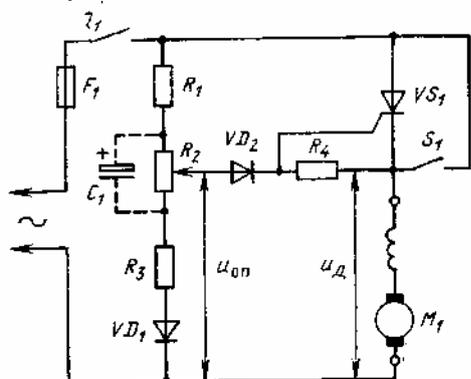


Рис. 71. Схема регулятора — стабилизатора скорости двигателя

Следует заметить, что в случае небольшой нагрузки на вал и при положении потенциометра  $R_2$ , соответствующем малой скорости двигателя (крайнее нижнее по схеме), последний за четверть периода ( $\phi = 90^\circ$ ), в течение которого к нему подводится мощность, может сильно увеличить свою скорость. В дальнейшем пройдет много периодов, прежде чем скорость двигателя снизится до установленного значения и тринистор вновь сможет открыться. В результате нарушается заданный режим работы, появляется характерный шум «качания» двигателя. Для устранения этого нежелательного эффекта необходимо уменьшить интервал времени, в течение которого мощность подводится к двигателю, т. е. сделать угол отпираания  $\phi > 90^\circ$ . Как ранее указывалось, это реализуется с помощью фазосдвигающей RC-цепи. В рассматриваемом регуляторе в схему добавляется конденсатор  $C_1$  (емкостью порядка нескольких микрофарад), и тогда напряжение на движке резистора  $R_2$  будет сдвинуто по фазе на угол, определяемый постоянной времени цепи  $(R_1 + R_2 + R_3)C_1$  относительно напряжения сети.

Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается из условия (12) для получения необходимого управляющего тока при наибольшей мощности, подводимой к двигателю. Суммарное сопротивление резисторов  $R_1 + R_2$  должно обеспечить нужный ток управления при наименьшей подводимой к двигателю мощности. Выключатель  $Si$  позволяет отключить регулятор от двигателя.

В заключение отметим, что в рассмотренном устройстве тринистор выполняет несколько функций: во-первых, ключа «включено» — «выключено», во-вторых регулятора мощности, поступающей к двигателю, и, в-третьих, исполнительного элемента в цепи обратной связи, стабилизирующей скорость двигателя.

## Приложение

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ДИНИСТОРОВ ТИПОВ КН102А — КН102И

Таблица III

Параметр	Значения параметров приборов						
	КН102А	КН102Б	КН102В	КН102Г	КН102Д	КН102Ж	КН102И
Наибольшее прямое напряжение, В	5	7	10	14	20	30	50
Импульсное отпирающее напряжение, не менее, В	20	28	40	56	80	120	150
Амплитуда импульса помехи, не более, В	2	3	4	6	8	12	15

**Для динисторов этого типа**

Ток переключения не более .... 5 мА  
 Удерживающий ток (при температуре — 40 С) не более . 15 мА  
 Ток в закрытом состоянии (при температуре +20 С) не более . .... 0,1 мА  
 Напряжение в открытом состоянии не более .... 1,5 В  
 Наибольшее обратное напряжение..... 10 В  
 Обратный ток не более..... 0,5 мА  
 Наибольший ток в открытом состоянии:  
 постоянный..... 200 мА  
 импульсный (при среднем токе не более 200 мА) при длительности импульса:  
 не более 10 мс..... 2 А  
 не более 10 мкс..... 10 А  
 Время включения не более..... 0,5 мкс;  
 Время выключения не более..... 40 мкс  
 Длительность отпирающего импульса (при длительности фронта не более 0,6 мкс) не менее..... 2 мкс  
 Долговечность не менее..... 5000 ч  
 Масса не более..... 2 г

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ101А — КУ101Е

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ101А	50	10
КУ101Б	50	50
КУ101Г	80	80
КУ101Е	150	150

**Для тиристоров этого типа**

Ток в закрытом состоянии и обратный ток (при температуре +25°С) не более..... 0,3 мА  
 Постоянный отпирающий ток управления .... 0,05...7,5 мА  
 Постоянное отпирающее напряжение управления . . 0,25... 10 В  
 Удерживающий ток..... 0,5...25 мА  
 Напряжение в открытом состоянии не более . . . 2,5 В  
 Наибольший ток в открытом состоянии: постоянный (или средний)..... 75 мА  
 в импульсе<sup>1</sup>..... 1 А  
 Наибольший постоянный ток управляющего электрода 15 мА  
 Обратное постоянное напряжение на управляющем электроде не более..... 2В  
 Наибольшая импульсная мощность на управляющем электроде (при длительности импульсов до 10 мкс и средней мощности не более 25 мВт)..... 0,5 Вт  
 Рассеиваемая средняя мощность не более . . . 0,15 Вт  
 Время включения по управляющему электроду не более 2 мкс  
 Время выключения не более..... 35 мкс  
 Долговечность не менее ..... 5000 ч  
 Масса не более..... 2,5 г  
 При длительности импульса не более 10 мкс и среднем токе, не превышающем 5 мАи

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ104А — КУ104Г

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В
КУ104А	15
КУ104Б	30
КУ104В	60
КУ104Г	100

**Для тиристоров этого типа**

Ток в закрытом состоянии<sup>1</sup> не более..... 0,12 мА  
 Обратное постоянное напряжение не более .... 6 В

Импульсный отпирающий ток управления <sup>1</sup> не более . . 15 мА  
Импульсное отпирающее напряжение управления <sup>1</sup> не более ..... 2В  
Удерживающий ток не более..... 20 мА  
Напряжение в открытом состоянии не более . . . 2В  
Наибольший ток в открытом состоянии:  
постоянный (или средний)..... 100 мА  
импульсный при длительности импульса:  
до 10 мкс..... 3А  
до 100 мкс..... 1 А  
до 1 мс..... 0,5 А  
Наибольший импульсный ток управляющего электрода <sup>2</sup> . 30 мА  
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии при частоте до 50 Гц..... 10 В/мкс  
Рассеиваемая средняя мощность не более..... 200 мВт  
Время включения по управляющему электроду не более . 0,3 мкс  
Время выключения не более..... 2,5 мкс  
Долговечность не менее..... 10000 ч  
Масса не более..... 1,2 г

<sup>1</sup> При температуре окружающей среды +25° С.

<sup>2</sup> При длительности импульса до 10 мкс.

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ГИБРИДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ106А — КУ106Г

### Параметры триодных тиристоров

Наибольшее прямое напряжение:  
для КУ106А, КУ106Б..... 50 В  
для КУ106В, КУ106Г..... 100 В  
Наибольшее постоянное обратное напряжение .... 10 В  
Ток в закрытом состоянии не более..... 10 мкА  
Удерживающий ток не более..... 10 мА  
Постоянный отпирающий ток управления..... 10 мА  
Наибольший постоянный ток управляющего электрода . 100 мА  
Наибольшее постоянное обратное напряжение на управляющем электроде..... 3 В  
Наибольшее неотпирающее напряжение управления . . 0,4 В  
Напряжение в открытом состоянии (при токе 100 мА) не более 2 В  
Наибольший ток в открытом состоянии <sup>1</sup>:  
постоянный (или средний)..... 75 мА  
импульсный (при длительности импульса до 500 мкс) . 1 А  
Рассеиваемая средняя мощность <sup>1</sup> не более .... 0,4 Вт  
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии..... 10 В/мкс  
Время включения по управляющему электроду не более . 1 мкс  
Время выключения не более..... 25 мкс

### Параметры однопереходного транзистора

Междуазовое напряжение не более..... 30 В  
Коэффициент передачи<sup>1</sup>:  
для КУ106А, КУ106В..... 0,5...0,7  
для КУ106Б, КУ106Г..... 0,65...0,85  
Ток включения не более..... 10 мкА  
Наибольший ток эмиттера <sup>1</sup>:  
постоянный (или средний)..... 50 мА  
импульсный (при длительности импульса до 10 мкс) . 1 А  
Междуазовое сопротивление..... 4...12кОм  
Долговечность гибридных тиристоров не менее . . . 15000 ч  
Масса гибридных тиристоров не более..... 1,5 г

<sup>1</sup> При температуре окружающей среды не выше +35° С.

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ109А — КУ109Г

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В
КУ109А	700
КУ109Б	600
КУ109В	600
КУ109Г	500

#### Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии не более..... 0,7 мА  
Наибольшее постоянное обратное напряжение .... 50 В  
Постоянный отпирающий ток управления не более . . 0,1 А  
Постоянное отпирающее напряжение управления не более 3 В  
Напряжение в открытом состоянии не более .... 2В  
Наибольший ток в открытом состоянии:  
постоянный..... 3А  
импульсный....., 12 А  
Наибольший импульсный ток управляющего электрода , 2 А  
Наибольшее постоянное обратное напряжение на управляющем электроде..... 30 В  
Время выключения не более..... 50 мкс

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ110А — КУ110В

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В;
КУ110А	300
КУ110Б	200
КУ110В	100

#### Для тиристоров этого типа

Ток в закрытом состоянии <sup>1</sup> не более..... 75 мкА  
Постоянный отпирающий ток управления <sup>1</sup> не более . . 0,1 мА  
Постоянное отпирающее напряжение управления <sup>1</sup> . . . 0,3...0,6 В  
Удерживающий ток <sup>1</sup> не более..... 3,5 мА  
Напряжение в открытом состоянии <sup>1</sup> не более ... 2 В  
Наибольший ток в открытом состоянии: 0,3 А  
постоянный (или средний)..... 0,6 А  
импульсный (при длительности импульса не более 5 мс) 10 В  
Наибольшее постоянное обратное напряжение ....  
Наибольший постоянный ток управляющего электрода . 50 мА  
Время включения по управляющему электроду не более 1 мкс  
Время выключения не более..... 40 мкс  
Долговечность не менее..... 15 000 ч  
Масса не более..... 1,5 г

<sup>1</sup> При температуре окружающей среды +25° С.

### ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ201А — КУ201Л

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ201А	25	—
КУ201Б	25	25
КУ201В	50	—
КУ201Г	50	50
КУ201Д	100	—
КУ201Е	100	100
КУ201Ж	200	—
КУ201И	200	200
КУ201К	300	—
КУ201Л	300	300

**Для тиристоров этого типа**

Ток в закрытом состоянии и обратный ток<sup>1</sup> не более . 5 мА  
 Постоянный отпирающий ток управления<sup>2</sup> не более . . 100 мА  
 Постоянное отпирающее напряжение управления<sup>2</sup> не более 7 В  
 Удерживающий ток<sup>2</sup> не более..... 100 мА  
 Напряжение в открытом состоянии<sup>2</sup> (при токе 2 А) не более..... 2,5 В  
 Наибольший ток в открытом состоянии:  
 постоянный (или средний)..... 2 А  
 в импульсе<sup>3</sup> ..... 10 А  
 Наибольший импульсный ток управления<sup>4</sup> ..... 350 мА  
 Наибольшая импульсная мощность на управляющем электроде ..... 1 Вт  
 Рассеиваемая средняя мощность<sup>5</sup> не более..... 4 Вт  
 Время включения по управляющему электроду не более 10 мкс  
 Время выключения не более..... 35 мкс  
 Долговечность не менее ..... 5000 ч  
 Масса не более..... 18 г

<sup>1</sup> При прямом и обратном напряжениях на 20% выше номинальных значений.

<sup>2</sup> При температуре окружающей среды — 60° С.

<sup>3</sup> При длительности импульса не более 10 мс и среднем токе до 1 А. При импульсах длительностью до 50 мкс с частотой не более 50 Гц допускается амплитуда тока до 30 А.

<sup>4</sup> При длительности импульса не более 50 мкс.

<sup>5</sup> При температуре корпуса до +50° С.

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ202А — КУ202Н

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ202А	25	—
КУ202Б	25	25
КУ202В	50	—
КУ202Г	50	50
КУ202Д	100	—
КУ202Е	100	100
КУ202Ж	200	—
КУ202И	200	200
КУ202К	300	—
КУ202Л	300	300
КУ202М	400	—
КУ202Н	400	400

**Для тиристоров этого типа**

Ток в закрытом состоянии и обратный ток<sup>1</sup> не более . . 10 мА  
 Постоянный отпирающий ток управления не более . . 100 мА  
 Постоянное отпирающее напряжение управления не более 5 В  
 Удерживающий ток<sup>2</sup> не более..... 300 мА  
 Напряжение в открытом состоянии (при токе 10 А) не более..... 2В  
 Наибольший ток в открытом состоянии:  
 постоянный (или средний)..... 10 А  
 в импульсе<sup>3</sup> ..... 30 А  
 Наибольший постоянный ток управления..... 300 мА  
 Наибольший импульсный ток управления<sup>4</sup> ..... 500 мА  
 Неотпирающий ток управления не более..... 2,5 мА  
 Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии не более..... 5 В/мкс  
 Наибольшая импульсная мощность на управляющем электроде ..... 1,5 Вт  
 Рассеиваемая средняя мощность (при температуре корпуса 20 Вт до +50°С) не более..... 20 Вт  
 Время включения по управляющему электроду не более.....10 мкс  
 Время выключения не более..... 150 мкс  
 Долговечность не менее..... 8000 ч  
 Масса не более..... 18 г

<sup>1</sup> При прямом и обратном напряжениях на 20% выше номинальных значений.

<sup>2</sup> При температуре — 60° С.

<sup>3</sup> При длительности импульса не более 10 мс и среднем токе до 5 А. При импульсах длительностью до 50 мкс с частотой не более 50 Гц допускается амплитуда тока до 50 А.

<sup>4</sup> При длительности импульса не более 50 мкс.

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ203А — КУ203И

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В
КУ203А	50	2
КУ203Б	100	2
КУ203В	150	2
КУ203Г	200	2
КУ203Д	50	50
КУ203Е	100	100
КУ203Ж	150	150
КУ203И	200	200

### Для тиристорov этого типа

Ток в закрытом состоянии и обратный ток не более . . 20 мА

Импульсный отпирающий ток управления <sup>1</sup> не более . . 1 А

Импульсное отпирающее напряжение управления <sup>1</sup> не более 10 В

Напряжение в открытом состоянии <sup>1</sup> не более .... 2,5

В Наибольший ток в открытом состоянии:

постоянный (или средний)..... 5 А

импульсный<sup>2</sup>..... 100 А

Наибольший ток управляющего электрода:

постоянный..... 0,35 А

импульсный<sup>3</sup>..... 1,2 А

Неотпирающий ток управления не более..... 2 мА

Обратное напряжение на управляющем электроде не более 1 В

Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии..... 20 В/мкс

Наибольшая средняя мощность на управляющем электроде 1,75 Вт

Рассеиваемая средняя мощность<sup>4</sup> не более . . . . 20 Вт

Время включения по управляющему электроду не более 3 мкс

Время выключения не более..... 12 мкс

Долговечность не менее..... 10600

Масса с фланцем не более..... 41,5 г

## ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ ИМПУЛЬСНЫХ ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРОВ ТИПОВ КУ216А — КУ216В

Таблица П2.

Тип	Наибольшее прямое напряжение, В	Наибольшее обратное напряжение, В	Импульсный ток, А	Наибольшая рабочая частота, Гц
КУ216А	800	400	90	3000
КУ216Б	800	400	70	1000
КУ216В	600	300	50	700

### Для тиристорov этого типа

Ток в закрытом состоянии и обратный ток не более . . 0,5 мА

Напряжение в открытом состоянии не более .... 2В

Удерживающий ток (импульсный) не более . . . . 5 А

Импульсный отпирающий ток управления..... 2...4 А

Импульсное отпирающее напряжение управления не более 20 В

Наибольший ток в открытом состоянии:

постоянный (или средний)..... 5 А

импульсный....., 100 А  
Наибольшее неотпирающее напряжение управления . . 0,05 В  
Рассеиваемая средняя мощность не более..... 10 Вт  
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии..... 50 В/мкс  
Наименьшая длительность отпирающего импульса тока управления ..... 0,5 мкс  
Время включения по управляющему электроду не более 0,15 мкс  
Время выключения:  
для КУ216А не более..... 20 мкс  
для КУ216Б, КУ216В не более..... 80 мкс

<sup>1</sup> При температуре — 60° С.

<sup>2</sup> При длительности импульса до 50 мкс и среднем токе не более 0,5 А. <sup>3</sup> При длительности импульса до 3 мкс.

<sup>4</sup> При температуре корпуса до +60° С.

## Список литературы

1. **Замятин В. Я., Кондратьев Б. В.** Тиристоры. — М.: Сов. радио, 1980. — 64 с.
2. **Дзюбин И. И.** Запираемые тиристоры и их применение. — М.: Энергия, 1976. — 40 с.
3. **Диоды и тиристоры.** — М.: Энергия, 1980. — 176 с.
4. **Полупроводниковые приборы: Диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы: Справочник/А. В. Баюков, А. Б. Гитцевич, А. А. Зайцев и др.; Под общ. ред. Н. Н. Горюнова.** — 2-е изд., перераб. — М.: Энергоатомиздат, 1985. — 744 с.
5. **Кублановский Я. С.** Тиристорные устройства. — М.: Энергия, 1978. — 96 с.
6. **Ельяшкевич С. А.** Цветные стационарные телевизоры и их ремонт. — М.: Радио и связь, 1986. — 222 с.
7. **Ромаш Э. М.** Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Радио и связь, 1981. — 224 с.

## Оглавление

### Предисловие

### ГЛАВА 1. УСТРОЙСТВО, ПРИНЦИП РАБОТЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ С ЧЕТЫРЕХСЛОЙНОЙ СТРУКТУРОЙ

1. Устройство, принцип, работы, обозначения диодных и триодных тиристоров
2. Вольт-амперные характеристики диодных и триодных тиристоров
3. Основные электрические параметры приборов

### ГЛАВА 2. СПОСОБЫ УПРАВЛЕНИЯ ДИОДНЫМИ И ТРИОДНЫМИ ТИРИСТОРАМИ

4. Общие замечания
5. Включение диодных тиристоров
6. Включение триодных тиристоров постоянным и импульсным токами
7. Включение триодных тиристоров переменным током. Фазовое управление
8. Генератор управляющих импульсов на однопереходном транзисторе
9. Скорость нарастания прямого напряжения
10. Выключение диодных и триодных тиристоров
11. Последовательное соединение приборов

### ГЛАВА 3. УСТРОЙСТВА ДЛЯ КОММУТАЦИИ ЦЕПЕЙ ПОСТОЯННОГО И ПЕРЕМЕННОГО ТОКОВ

12. Общие замечания
13. Выключатели и переключатели постоянного тока
14. Выключатели переменного тока
15. Выключатели с временной задержкой
16. Защитные устройства
17. Устройства сигнализации и контроля

### ГЛАВА 4. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА НА ДИОДНЫХ И ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРАХ

18. Генераторы пилообразного напряжения
19. Мультивибраторы и триггеры
20. Генераторы импульсов специальной формы
21. Счетчики импульсов

### ГЛАВА 5. УСТРОЙСТВА ДЛЯ СОЗДАНИЯ СВЕТОВЫХ ЭФФЕКТОВ

22. Сигнальные и развлекательные источники света
23. Импульсные источники света с накопителем энергии

### ГЛАВА 6. ВЫПРЯМИТЕЛИ И РЕГУЛЯТОРЫ МОЩНОСТИ НА ТРИОДНЫХ ТИРИСТОРАХ

24. Выпрямительные устройства
25. Регуляторы мощности

### Приложение

## Список литературы

**ББК 32.847**

**К 88**

**УДК 621.382.333.4:64**

Редакционная коллегия:

*В. Г. Белкин, С. Л. Бирюков, В. Г. Борисов, В. М. Бондаренко, Е. Н. Ге-ништа, А. В. Гороховский, С. А. Ельяшкевич, И. П. Жеребцов, В. Г. Корольков, В. Т. Поляков, А. Д. Смирнов, Ф. И. Тарасов, О. П. Фролов, Ю. Л. Хотунцев, Н. И. Чистяков.*

**Кублановский Я. С.**

К 88 Тиристорные устройства. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 1987. — 112 с.: ил. — (Массовая радиобиблиотека. Вып. 1104).

Рассматриваются устройство, принципы действия и характеристики диодных и триодных тиристоров, показаны способы и возможности их применения на примерах схем различных устройств (выключатели и переключатели постоянного и переменного токов, реле времени, импульсные генераторы, регуляторы мощности и т. д.). Приводятся рекомендации по выбору и расчету основных элементов схем. Первое издание вышло в 1978 г. Материал настоящего издания значительно обновлен.

Для подготовленных радиолюбителей.

**2402020000-043**

**К-----71-87**

**046 (01) -87**

**ББК 32.847**

Рецензент В. Я. ЗАМЯТИН

Научно-популярное издание

**ЯКОВ СОЛОМОНОВИЧ КУБЛАНОВСКИЙ**

**ТИРИСТОРНЫЕ УСТРОЙСТВА**

Руководитель группы Массовой радиобиблиотеки И. Н. Сулова

Редактор И. Н. Сулова

Художественный редактор Н. С. Шеин

Технический редактор З. Н. Ратникова

Корректор Т. В. Дземидович

**ИБ № 1497**

Сдано в набор 28.08.86 Подписано в печать 06.11.86 Т-23502. Формат 60X90 1/16. Бумага кн.-журн. № 2 Гарнитура литературная Печать высокая Усл. печ. л. 7,0 Усл. кр.-отг. 7,25 Уч.-изд. л. 9,26 Тираж 60000 экз. Изд. № 21724 Зак. № 102 Цена 70 к. Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Почтамт, а/я 693 Московская типография № 5 ВГО «Союзгиздат». 101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

**OCR Pirat**