Ю. Х. ЛУКЕС

СХЕМЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

Ю. Х. ЛУКЕС

СХЕМЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

Перевод с немецкого *П. С. Богуславского*

«ЭНЕРГИЯ»
МОСКВА 1972

6Ф2
Л 84
УДК 621.382.004

Лукес Ю. Х.

Л 84 · Схемы на полупроводниковых диодах. Пер. с нем., М., «Энергия», 1972.

336 с. с ил.

Материал книги посвящен классификации и анализу схем на полупроводниковых диодах и их применению. Теоретические вопросы освещены очень кратко в пределах, необходимых для понимания излагаемого материала.

Достаточно полно рассмотрены все основные схемы, которые применяются в радиотехнике.

Книга будет служить ценным пособием для широкого круга читателей.

3-4-2
313-72

6Ф2

J. H. LUCES
HALBLEITER DIODEU SCHALTUNGEN, OLDEUBURG, 1968.

Ю. Х. ЛУКЕС
СХЕМЫ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

Редактор *В. В. Малеженков*
Переплет художника *Д. И. Чернышева*
Редактор издательства *Б. М. Васильев*
Технические редакторы *Г. Г. Хацкевич, Л. Н. Никитина*
Корректор *И. А. Володяева*

Сдано в набор 3/IX 1971 г. Подписано к печати 5/I 1972 г.
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 17,64 Уч.-изд. л. 19,01
Тираж 30 000 экз. Цена 1 р. 55 к. Зак. 350

Издательство „Энергия". Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

ПРЕДИСЛОВИЕ К РУССКОМУ ИЗДАНИЮ

К настоящему времени сфера применения полупроводниковых диодов расширилась от кристаллического детектора, на заре электроники, до теоретически любого узла современной электронной техники.

Отсутствие накала, малые вес и объем, малое сопротивление прямому току, быстродействие, широкий частотный диапазон и другие замечательные свойства обеспечили полупроводниковым диодам столь широкое распространение.

В качестве силовых выпрямителей полупроводниковые диоды превосходят все другие элементы в отношении надежности, к. п. д., веса и габаритов. Поэтому вполне понятно, что в этой области они играют доминирующую роль.

Быстродействующие переключающие диоды превосходят по своим свойствам вакуумные диоды.

Стабилитроны заменяют газообразные стабилизаторы, имеют более широкий диапазон напряжений и превосходят их по точности и стабильности.

Применение варикапов открыло новые возможности в вопросах дистанционной настройки, АРУ, автоматической подстройки частоты и др. Особое значение имеют реактивные схемы, в которых при помощи варикапов возможно усиление с малым коэффициентом шумов и умножение частот вплоть до сантиметрового диапазона.

В области логических схем полупроводниковые диоды в последние годы полностью заменили вакуумные. Благодаря отсутствию у полупроводниковых диодов цепей накала удалось существенно уменьшить вес, объем и потребление энергии электронных устройств, особенно это заметно в вычислительной технике, где полупроводниковые диоды являются основным составляющим элементом.

В качестве генераторов гармонических колебаний преимущественное значение получили туннельные дио-

ды. Были разработаны простые и оригинальные схемы, но к сожалению, пока могут быть получены мощности только порядка нескольких милливатт.

Многосторонни возможности применения полупроводниковых диодов в качестве генераторов напряжений различной формы. Генераторы на полупроводниковых диодах могут создавать разнообразнейшие изменения напряжений и токов достаточной мощности и сравнительно простыми средствами. Здесь они превосходят все другие источники.

В качестве модуляторов, смесителей, делителей и умножителей частоты полупроводниковые диоды отличаются широким диапазоном рабочих частот, разнообразием и простотой схем.

В нашей стране опубликовано достаточно много работ по расчету и применению полупроводниковых диодов. Однако все они рассматривают лишь один или несколько классов полупроводниковых диодов (выпрямительные, стабилитроны, детекторы СВЧ, туннельные, переключающие и др.) и, как правило, посвящены теоретическому анализу полупроводниковых схем. Книги, в которой освещаются все классы полупроводниковых диодов с точки зрения их практического применения в схемотехнике, в отечественной литературе пока не было.

В предлагаемой читателю книге приведены многочисленные и разнообразные практические схемы на полупроводниковых диодах. К каждой схеме, приводимой в книге, дается краткое теоретическое объяснение принципа работы и особенностей разбираемой схемы; кроме того, книга содержит множество номограмм, которые помогут при расчете и создании схем на полупроводниковых диодах, все это позволяет пользоваться приводимым материалом читателям с различной технической подготовкой.

Радиолюбитель найдет здесь полезный теоретический и практический материал, специалисты, разработчики электронных схем, найдут почти энциклопедический перечень возможностей полупроводниковых диодов и обширную библиографию, приведенную в конце книги.

Редактор В. В. Малеженков

ПРЕДИСЛОВИЕ

Термин «полупроводниковые диоды» был введен 25 лет назад, но диоды были известны значительно раньше. При зарождении радио мы уже имели дело с кристаллическими детекторами, не подозревая при этом, что их следует считать полупроводниковыми диодами. С появлением электронных ламп кристаллические детекторы утратили свое значение. Различные модификации, такие как «сируторы» и «ветекторы», были весьма несовершенны, и их применение часто рассматривалось как шаг назад. Эти полупроводниковые элементы существовали не более десятилетия, дискредитируя при этом идею применения полупроводниковых диодов. Они представляли некоторую ценность только в измерительной технике и отчасти в качестве выпрямительных элементов.

Поворот произошел во время второй мировой войны. В то время искали элементы, которые могли бы быть использованы для выпрямления напряжений и смещения частот в микроволновом диапазоне. При этих частотах полупроводниковые элементы имели некоторые преимущества, которые не были свойственны электронным лампам. С контактными детекторами удавалось получить вполне удовлетворительные результаты, но для этого применялись не старые кристаллы из свинцового блеска, а другие новые элементы: кремний и германий. Это явилось началом исследований физических основ протекания тока в полупроводниках. Важнейшим результатом этих исследований была разработка точечных транзисторов и появившихся несколько позднее плоскостных транзисторов.

На этом этапе развития диодная техника была смежной областью транзисторной техники. Это положение изменилось с разработкой различных диодов новых типов. Появление туннельных диодов, четырехслойных переключающих диодов и стабилитронов (опорных дио-

дов) привело к повышенному вниманию к диодной технике. Полупроводниковые диоды в настоящее время не только заменяют вакуумные диоды, но и открывают многочисленные совершенно новые возможности их применения, где бессильна вакуумная техника.

Хотя полупроводниковые диоды в схемах имеют не меньшее значение, чем транзисторы, это обстоятельство не учитывалось в специальной литературе. Схемы на полупроводниковых диодах часто публиковались в специальных изданиях, но рассматривались, однако, в дополнительных главах книг по транзисторам. Это существенный недостаток технической литературы, так как диодная техника значительно отличается от транзисторной. В противоположность транзисторам диоды являются электрическими двухполюсниками, которые требуют соответствующего подхода при составлении схем, совсем не характерного для транзисторов. Поэтому целесообразно ознакомиться более глубоко с диодной техникой, это и является целью данной книги, чтобы по меньшей мере дать читателям основы в этой области.

Весь материал книги разбит на три части. В первой части, содержащей три главы, дан обзор типов диодов и их свойств. Во второй части сделан анализ схем на полупроводниковых диодах. Рассмотрены отдельные типовые схемы, применяемые в технике связи, в измерительной технике, для целей регулирования и частично для счетно-решающей техники. В заключительной, третьей, части разобраны отдельные схемы с диодами различных типов.

В книге основное внимание уделено схемам и поэтому пришлось отказаться от рассмотрения физических и технологических проблем. Рассмотрены только чисто электрические диоды, при этом опущены другие типы, работа которых связана с неэлектрическими величинами. Теоретический материал в известной мере ограничен и не претендует на полноту, но он совершенно достаточен для понимания принципа действия диодов и работы схем.

Мюнхен, 1967 *Автор*

ЧАСТЬ I

ОБЩИЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

1-1. Протекание тока в полупроводниках

Полупроводниковыми диодами называют электрический двухполюсник из твердого полупроводникового материала, проводимость которого зависит от величины приложенного напряжения. Принцип действия таких диодов был неоднократно описан, поэтому здесь мы ограничимся только отдельными замечаниями в той мере, как это необходимо для понимания последующих разделов книги.

Самыми известными полупроводниковыми материалами являются четырехвалентные германий и кремний. Валентные электроны стремятся, как известно, присоединить к себе по одному электрону другого атома того же или другого материала, образуя при этом прочные пары. Таким образом, атомы германия и кремния образуют кристаллическую решетку, у которой каждый атом окружен четырьмя соседними. Если такой кристалл абсолютно чистый и его атомы находятся в состоянии полного теплового покоя, то все валентные электроны соединены друг с другом в пары. Тогда перенос зарядов невозможен и кристалл не проводит тока, т. е. является диэлектриком. С повышением температуры электроны вследствие теплового движения атомов в нарастающей степени отрываются от своих соединений и число свободных электронов, и тем самым проводимость возрастают. Однако проводимость в конечном итоге остается незначительной.

1-2. Типы проводимостей

Если к четырехвалентному полупроводниковому материалу добавить небольшие количества пятивалентных элементов, например мышьяка, сурьмы или фосфора, то в его кристаллической структуре некоторые атомы замещаются атомами этих элементов. Такое добавление посторонних атомов называют «легированием». Из пяти валентных электронов упомянутых посторонних атомов только четыре соединяются с валентными электронами полупроводника, а пятый остается свободным. Возникающие таким образом свободные электроны могут перемещаться под воздействием очень слабого электрического поля, участвуя тем самым в электропроводности. Возникшая электропроводность основана в данном случае на подвижности избыточных электронов. Поэтому такой род проводимости называют также электронной или *n*-проводимостью, которая возрастает с увеличением числа посторонних атомов.

Если четырехвалентный полупроводниковый материал легировать посторонними атомами трехвалентных элементов, таких, например, как индий, галлий, бор или алюминий, то соединяются все три валентных электрона постороннего атома; одно место в атоме полупроводника остается незанятым и возникает так называемая «дырка». Под воздействием электрического поля в эту дырку может перейти электрон от другой пары атомов, при этом возникает новая дырка и т. д., так что положение свободных мест в полупроводнике перемещается и они действуют подобно положительно заряженному электрону. В этом случае говорят о «дырочной» или *p*-проводимости (здесь проводимость также увеличивается пропорционально степени легирования).

Часто полупроводники имеют оба вида свободных носителей заряда, при этом обычно один из видов преобладает. Так, например, полупроводник *n*-типа может в случае необходимости иметь также дырки, которые возникают либо путем добавления трехвалентных элементов, либо путем отрыва электронов воздействием тепла, света или ударной ионизацией. Дырки могут получаться из соседней *p*-области. В этом случае в полупроводнике имеются основные и неосновные носители зарядов. У полупроводника *n*-типа электроны представляют собою основные носители зарядов, а дырки — неосновные, а у полупроводника *p*-типа наоборот.

1-3. Электронно-дырочный или *p-n* переход

Если в монокристалле граничат два слоя с противоположными типами проводимости (рис. 1-1), то возникает полупроводниковый переход *X*, который является основным элементом полупроводникового диода. Здесь электроны даже без внешнего напряжения диффундируют от *n*-области в *p*-область, вследствие чего первоначально нейтральная *n*-область в граничной зоне получает положительный пространственный заряд, а *p*-область — отрицательный. Одновременно перемещаются также дырки *H* от *p*-области к *n*-области. Этот процесс продолжается до тех пор, пока не достигается состояние равновесия, при котором возникающее электрическое поле препятствует дальнейшей диффузии носителей положительных зарядов. Таким образом, вблизи перехода почти нет никаких свободных носителей заряда и переходную область можно рассматривать как изоляционный слой, который вместе с обеими соседними областями образует конденсатор.

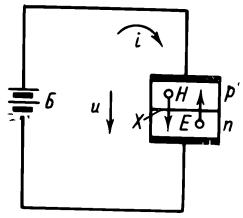


Рис. 1-1. Полупроводниковый диод и его питание.

Если подключить к диоду внешний источник и выбрать при этом полярность напряжения так, чтобы оно было согласно с имеющейся у диода разностью потенциалов, то оставшиеся свободные электроны *n*-области и свободные дырки *p*-области отнимаются от граничной зоны [1]. Поэтому у диода проводимость практически отсутствует и через переход могут проходить только неосновные носители зарядов, которые всегда содержатся в полупроводнике. Вследствие этого возникает поток неосновных носителей зарядов, который называют обратным током. Одновременно расширяется освобожденная от носителей зарядов граничная зона, и благодаря этому емкость диода получается тем меньше, чем больше приложенное к нему напряжение.

Если приложенное к диоду напряжение направлено навстречу имеющейся у него разности потенциалов, то электроны и дырки перемещаются навстречу друг другу

[1] Такое подключение диода к источнику далее в тексте будет называться «диод в обратном направлении».

и во внешней цепи может протекать ток[1]. Диод становится проводящим. Так как при этом ширина граничной зоны уменьшается, емкость диода возрастает. Как правило, эта емкость не проявляет себя, так как практически короткозамкнута через проводящий переход.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ДИОДЫ КЛАССИЧЕСКОГО ТИПА

2-1. Теоретические вольт-амперные характеристики

Изменения протекающего через диод тока в зависимости от величины приложенного к нему напряжения, так называемые вольт-амперные характеристики, изображены на (рис. 2-1). Если внешнее напряжение приложено так, что p область положительна, а n область отрицательна, то уже при малых значениях этого напряжения могут протекать сравнительно большие токи. Поэтому такое направление у диода называют прямым или пропускным. При обратной полярности приложенного напряжения и значительно больших его значениях протекают небольшие токи и такое направление диода называют обратным или запорным. Между током i и напряжением u, приложенным к p-n переходу, существует следующее соотношение:

$$i = I_0 (e^{u/U_0} - 1), \tag{1}$$

где I_0 — обратный ток насыщения, U_0 — так называемый температурный коэффициент напряжения при комнатной температуре, теоретическое значение которого $kT/q_e = 26$ *мв*, здесь k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура и q_e — элементарный заряд электрона. На практике значение температурного коэффициента напряжения больше и равно примерно 50 *мв*. Значение U_0 может быть определено из вольт-амперной характеристики как напряжение, которому соответствует ток $(e-1)\ I_0 = 1{,}72\ I_0$, как это показано на рис. 2-1. Значения I_0 и U_0 увеличиваются с повышением температуры, а именно значение U_0 по приведенному выше уравнению, а I_0 — согласно следующему соотношению:

$$I_0 = I_x e^{-\vartheta_x/\vartheta},$$

причем I_x и ϑ_x — постоянные диода. Таким образом, ход вольт-амперной характеристики сильно изменяется от температуры, как это показано для трех температур $\vartheta_3 > \vartheta_2 > \vartheta_1$ на рис. 2-1.

Дифференцируя (1), можно определить дифференциальную проводимость или дифференциальное сопротивление:

$$g_д = \frac{di}{du} = \frac{I_0}{U_0} e^{u/U_0}; \tag{2}$$

[1] Такое подключение диода к источнику далее в тексте будет называться «диод в прямом направлении».

$$R_д = \frac{du}{di} = \frac{U_0}{I_0} e^{-u/U_0}. \qquad (3)$$

Отсюда вытекает интересное обстоятельство После подстановки соотношения (1) в (2) получим:

$$g_д = \frac{i + I_0}{U_0}.$$

Таким образом, проводимость диода помимо тока I_0, значение которого очень мало, зависит только от величины протекающего через него тока. Поэтому любой диод при токе, например, 1 *ма* всегда имеет проводимость порядка 40 *мсим*. Учитывая это, в схемах, функционирование которых зависит только от проводимости диодов, целесообразно габариты последних выбирать из соображений их нагрузочной способности. Выбор диодов больших габаритов не вносит никаких улучшений в функционирование схемы, а только приводит к увеличению собственной емкости, которая в большинстве случаев нежелательна

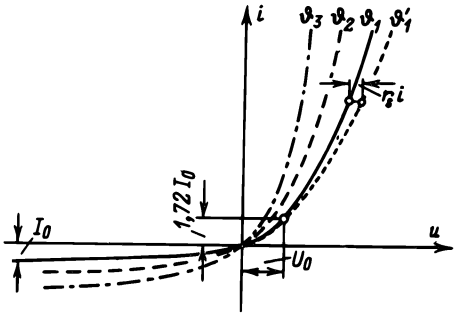


Рис. 2-1 Теоретические вольт-амперные характеристики полупроводникового диода для трех различных температур.

Вторичное дифференцирование дает для любой точки

$$\frac{g'_д}{g_д} = \frac{1}{U_0}.$$

Это значение, называемое постоянной выпрямления, является важным для выпрямления малых напряжений, что будет более подробно рассмотрено в § 4-3-1.

В приведенных ранее выражениях были учтены только свойства собственно *p-n* перехода. В действительности результирующее сопротивление диода больше на величину небольшого сопротивления электродов полупроводника $r_э$ и сопротивления подводящих проводов и естественно никогда не может быть меньше значения $r_э$. Кроме того, приложенное к диоду полное напряжение больше на величину падения напряжения $r_э i$ и поэтому более правильной является кривая ϑ'_1, изображенная на рис 2-1 Однако это влияние очень мало, и им можно пренебречь

2-2. Реактивные составляющие *p-n* перехода

Когда происходят быстро протекающие процессы, то нужно учитывать еще и другие динамические параметры, которые были упомянуты в § 1-3, и прежде всего емкость запирающего слоя Эта

емкость изменяется от приложенного напряжения согласно соотношению.

$$C_{зап} = \frac{C_{зап\ о}}{\left(1 - \frac{u}{\Delta U}\right)^n}, \qquad (4)$$

где ΔU — контактная разность потенциалов между обеими областями, обычно равная от 0,4 до 0,7 *в*, и $C_{зап.о}$ — значение емкости запирающего слоя при отсутствии напряжения на диоде. Показатель степени n равен от 0,33 до 0,5. Известны, однако, также диоды с так называемым суперно-связанным *p-n* переходом, у которых значение показателя степени n доходит до двух.

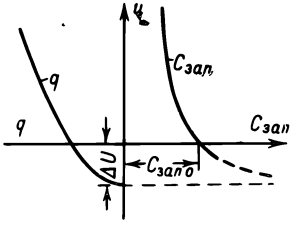


Рис. 2-2. Зависимость заряда и дифференциальной емкости диода от приложенного напряжения.

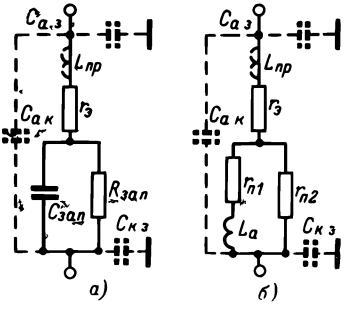


Рис. 2-3. Схемы замещения полупроводникового диода.

а — в обратном направлении; *б* — в прямом направлении

Как известно, емкость это дифференциальное отношение dq/du, то интегрированием (4) получим выражение для накопленного в диоде электрического заряда:

$$q = -\frac{C_{зап\ о}\Delta U^n}{1-n}(\Delta U - u)^{1-n}.$$

При n=0,5 зависимость заряда от приложенного напряжения получается квадратичной (рис. 2-2) [Л. 1, 6].

$$q = -2C_{зап\ о}\Delta U^{1/2}(\Delta U - u)^{1/2}.$$

Индуктивность *p-n* перехода. Согласно соотношению (4) емкость диода при u=ΔU бесконечно велика. В действительности соотношение (4) справедливо только для значений напряжений u=0,2÷0,3 *в*. При больших значениях прямого напряжения *p-n* переход действует как индуктивность $L_п$ (рис. 2-3,*б*), которая имеет еще последовательное $r_{п1}$ или параллельное $r_{п2}$ [Л. 2, 3]. Индуктивность малых диодов равна обычно несколько десятых миллигенри. В отличие от обычной индуктивности она возникает у диода не от магнитного поля, создаваемого протекающим током, а вследствие кинетической энергии носителей заряда.

2-3. Схема замещения диода и ее аппроксимации

Диод в обратном направлении может быть замещен схемой, приведенной на рис. 2-3,*а*; для прямого направления справедлива схема замещения, изображенная на рис 2-3,*б* При очень высоких частотах следует еще учесть емкости, которые имеют подводящие провода по отношению друг к другу, $C_{а\,к}$ и по отношению к земле

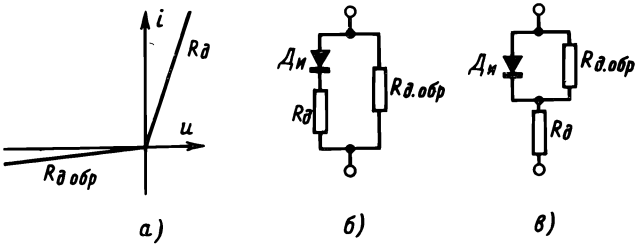


Рис. 2-4. Упрощенная схема замещения полупроводникового диода.

а — характеристика диода; *б—в* — схемы замещения

$C_{а\,з}$, $C_{к\,з}$; кроме того, следует еще дополнить схему индуктивностью подводящих проводов $L_{пр}$.

Эти схемы замещения часто упрощают различным образом. При очень малых сигналах характеристику диода вблизи рабочей точки можно приближенно считать прямой. Тогда схема замещения представляет собою параллельное соединение сопротивления и емкости, значения которых соответствуют рабочей точке Однако в тех слу-

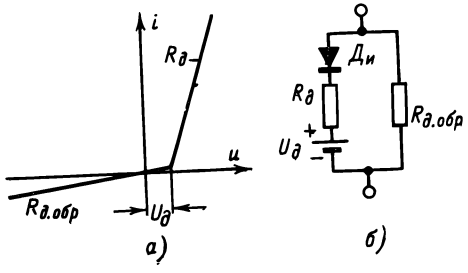


Рис. 2-5 Упрощенная схема полупроводникового диода с учетом обратного напряжения.

а — характеристика, *б* — схема замещения

чаях, когда функционирование схемы зависит от постоянства этих параметров, следует принимать во внимание соотношения (3) и (4). Если же сигнал велик и приложен к диоду как в прямом, так и в обратном направлениях, то характеристику можно аппроксимировать двумя прямыми, как это показано на рис. 2-4,*а*, которые соответствуют средним значениям сопротивлений $R_{д.обр}$ и $R_д$ в обоих

направлениях. Тогда схема замещения содержит идеальный диод $Д_и$ с последовательным и параллельным сопротивлениями (рис. 2-4,*б* и *в*). Часто еще вводят в схему замещения дополнительный источник тока $U_д$ (рис. 2-5), который учитывает то обстоятельство, что характеристика диода большей частью имеет явно выраженное колено, которое получается при напряжении $U_д$ в токе излома характеристики. В зависимости от требуемой точности возможны некоторые допущения в отношении сопротивлений; в самом крайнем случае можно пренебречь обоими сопротивлениями и изъять их из схемы и тогда в ней остается только идеальный вентиль, который в прямом направлении имеет сопротивление, равное нулю, а в обратном направлении бесконечно большое сопротивление. Это упрощение принимают, например, в логических схемах.

2-4. Накопление неосновных носителей заряда

Другой динамический процесс, который не учтен в схемах замещения, рассмотренных ранее, это накопление неосновных носителей заряда, которое возникает, когда приложенное напряжение изменяет свою полярность [Л. 4]. Часть этого тока образуется электронами, которые переходят из *n*-области в *p*-область и существуют там в течение короткого промежутка времени, так называемого времени жизни неосновных носителей заряда, пока они не рекомбинируют с дырками *p*-области. Другую часть тока образуют дырки, которые переходят из *p*-области в *n*-область и существуют там в качестве неосновных носителей заряда до рекомбинации с электронами

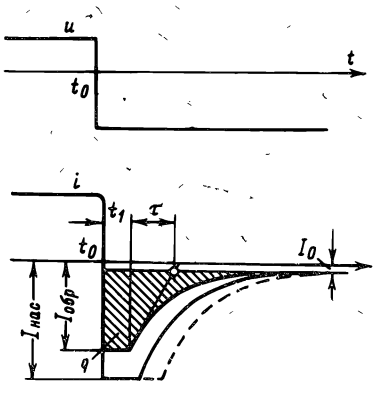


Рис. 2-6 Изменение тока при перемене полярности напряжения с прямого на обратное направление.

Если в момент времени t_0 (рис. 2-6) напряжение изменит свою полярность, то неосновные носители заряда между *p*-областью и *n*-областью удаляются и их дальнейший поток прекращается. Но для нерекомбинированных неосновных носителей заряда *p-n* переход является проводящим. Поэтому в первый момент возникает большой обратный ток $I_{обр}$, который протекает в течение промежутка времени t_1, и значение его зависит от величины протекавшего до этого тока. С исчезновением накопленных неосновных носителей заряда ток снижается с постоянной времени τ до своего нормального значения I_0. Начальный обратный ток $I_{обр}$ пропорционален значению протекавшего до этого тока. При значении указанного тока выше определенного наступает процесс насыщения, в течение которого увеличивается только промежуток времени t_1. В зависимости от типа диода общее время восстановления обратного тока $t_1+\tau$ колеблется от нескольких наносекунд до нескольких сот микросе-

кунд. Это время можно использовать для оценки скорости коммутации диода. Другой параметр дает отношение накопленного заряда q к протекавшему до этого току, которое также представляет собой время.

Упомянутая ранее индуктивность диода действует так, что при перемене полярности напряжения с обратного на прямое направление также возникает процесс коммутации (рис. 2-7) [Л. 5]. Непосредственно после перемены полярности напряжения начинает протекать ток $I'_{обр}$, причем только в ветви $r_{п2}$ (рис. 2-3). Затем ток возрастает с постоянной времени τ' до постоянного значения I, соответственно параллельному соединению сопротивлений $(\omega L_п + r_{п1})$ и $r_{п2}$. Когда ток диода достигает значения $I'_{обр}$, то возникает скачок напряжения, показанный пунктиром на рис. 2-7.

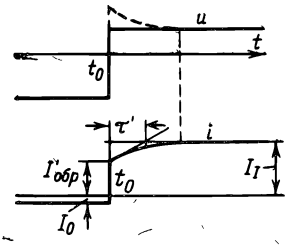


Рис 2-7 Изменение тока при перемене полярности напряжения с обратного на прямое направление.

Влияние всех этих процессов наглядно показано на рис. 2-8. На рис 2-8,*а* изображена характеристика диода, питаемого напряжением очень низкой частоты. Поэтому здесь влияние реактивных составляющих очень мало и осциллограмма представляет собою статическую характеристику. На рис. 2-8,*б* показана вольт-амперная характеристика диода при частоте 1,5 *Мгц*, когда уже имеет зна-

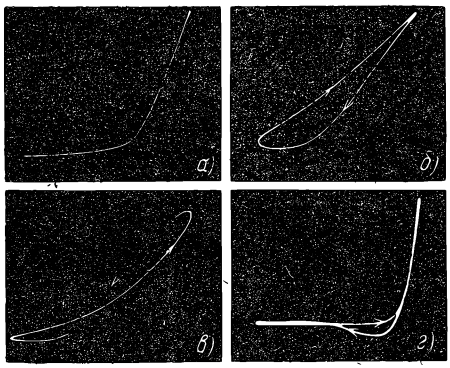


Рис. 2-8. Осциллограммы вольт-амперных характеристик.

а — точечный диод при 200 *гц*, *б* — точечный диод при 1,5 *Мгц*; *в* — точечный диод при 2,2 *Мгц*, *г* — плоскостный диод при 5 *кгц*.

чение его емкость. Здесь характеристика напоминает форму деформированного эллипса. Характеристика, показанная на рис. 2-8,*в*, была снята при частоте 2,2 *Мгц* и при несколько большем напря-

жении, так что индуктивность диода оказывает благоприятное влияние на изменение тока в прямом направлении. На рис. 2-8,*г* изображена характеристика плоскостного диода, снятая при частоте 5 *кгц*, и здесь отчетливо проявляется эффект накопления неосновных носителей заряда при переходе к обратному направлению.

2-5. Плоскостные и точечные диоды

Показанные на рис. 1-1 плоскостные диоды отличаются малым сопротивлением в прямом направлении, большим обратным сопротивлением и сравнительно высоким обратным напряжением. Эти свойства очень выгодны, но эти диоды имеют также известные недостатки. У них сравнительно большая собственная емкость и значительное время восстановления обратного сопротивления. Поэтому применение плоскостных диодов ограничивается диапазоном низких частот; они применяются, как правило, в качестве силовых или измерительных выпрямителей.

В последние годы были также разработаны различные специальные быстродействующие переключающие диоды. К ним, например, относятся типы PIN или Not Carrier. Их собственная емкость порядка 1 *пф*, а время восстановления обратного сопротивления менее 1 *нсек*, поэтому их можно применять при очень высоких частотах.

Кроме того, в цепях высокой частоты нередко используют так называемые точечные диоды, у которых *p-n* переход образуется путем соприкосновения металлического проводника с полупроводником. Точечные диоды имеют такие же свойства, как и плоскостные диоды, но их коэффициент выпрямления $R_{д\ обр}/R_д$ немного меньше. Емкость и время восстановления обратного сопротивления у этих диодов значительно меньше, чем у обычных плоскостных, и поэтому они применяются для высоких частот.

Другую группу представляют диоды с золотыми электродами. У этих диодов электродом, соприкасающимся с полупроводником является проволока из золота (у кремниевых диодов из алюминия), которая приваривается точечной сваркой к поверхности полупроводника, благодаря чему получается миниатюрный плоскостной диод. Поэтому диод с золотыми электродами имеет промежуточные свойства между плоскостными и точечными диодами. Кроме того, приваренный контакт более стабилен, чем точечный контакт, что, например, весьма важно для слаботочных выпрямителей. Характерные свойства различных типов диодов приведены в табл. 1, 2, 3.

На свойства диодов влияет также и полупроводниковый материал. По сравнению с германиевыми диодами кремниевые имеют немного большее питание напряжения в прямом направлении [1], так называемое встречное напряжение, от 0,6 до 0,8 *в* по сравнению с 0,3 до 0,5 *в*, у германиевых, вследствие чего исключается их применение при очень малых напряжениях. Вместе с тем у них значительно меньший обратный ток (до 10^{-8} *а*), большее допустимое обратное напряжение (до 1,5 *кв*) и более высокая рабочая температура, до 170 °С по сравнению со 100 °С для германиевых диодов, (см. табл. 4).

[1] В отечественной литературе применяется термин напряжение отсечки.

Таблица 1

Диоды точечные и с золотым электродом

Тип	Род полупроводника	Ток и напряжение в направлении				Максимальное обратное напряжение, *в*	Собственная емкость при отсутствии напряжения, *в*	Время восстановления обратного сопротивления, *мксек*	Примечания
		пропускном		запорном					
		ма	*в*	*мка*	*в*				
GEX 13	Ge	10	1	120	50	50	—	—	Точечные диоды
HG 1 005	Ge	5	1	50	50	100	0,2	—	
OA 81	Ge	10	1,4	75	100	115	—	—	
AA 119	Ge	10	1,5	35	30	45	—	—	
RL 52	Ge	10	1,5	5	10	30	—	+	
AA 117	Ge	7	1	4	10	90	—	—	
GD 13	Ge	4	1	—	—	25	1,8	—	
AA 132	Ge	10	1,3	38	60	100	—	—	
OA 186	Ge	8	1	35	60	90	0,5	1,5	
OA 85	Ge	10	1,1	100	75	115	—	—	
HD 1 810	Ge—Au	100	0,7	5	10	50	1,5	—	
HG 5 003	Ge—Au	100	0,8	25	50	100	0,4	—	Диоды с золотым электродом
AAY 13	Ge—Au	30	0,4	50	25	25	—	—	
AAY 12	Ge—Au	200	0,8	2,5	50	100	—	—	

Продолжение табл. 1

Тип	Род полупроводника	Ток и напряжение в направлении				Максимальное обратное напряжение, *в*	Собственная емкость при отсутствии напряжения, *в*	Время восстановления обратного сопротивления, *мксек*	Примечания
		пропускном		запорном					
		ма	*в*	*мка*	*в*				
AAZ 15	Ge—Au	250	0,7	10	75	75	1,2	—	Смесительные диоды для сантиметрового диапазона
AAY 14	Ge—Au	200	1,1	6	10	100	—	—	
1N 270	Ge—Au	200	1,0	100	50	80	—	—	
AAZ 17	Ge—Au	10	0,4	150	50	75	2,0	0,35	
GEM 8	Ge	Коэффициент шума 13 *дб*				Максимальная частота 35 *Гц*			
SIM8	Si	Коэффициент шума 17 *дб*				—	Максимальная частота 35 *Гц*		
1N 263	Si	Коэффициент шума 15 *дб*				5	Максимальная частота 1 *Гц*		
1N 82	Si	—				5	Максимальная частота 0,9 *Гц*		
1N 72	Si	—				5	Максимальная частота 1 *Гц*		

Таблица 2

Маломощные плоскостные диоды

Тип плоскостного диода	Род полупроводника	Ток и напряжение в направлении				Максимальное обратное напряжение, *в*	Выпрямленный ток, *ма*	Емкость, *пф*	Примечания
		пропускном		запорном					
		ма	*в*	*мка*	*в*				
SX13	Si	100	1,5	5	180	180	100	5	Общее применение
HS1001	Si	100	1,0	0,05	150	150	120	—	
BA421	Si	100	1,0	0,03	300	350	100	1,2	
OA10	Ge	300	0,65	4	30	30	—	6,5	
OA202	Si	30	0,9	0,01	150	150	—	10,0	
BA100	Si	30	0,9	5	10	60	—	—	
BA446	Si	100	1,1	0,2	300	300	—	—	
1N459A	Si	100	1,0	0,025	175	175	200	—	
OA182	Ge	100	0,55	5,0	80	80	—	—	
OA132	Si	50	0,84	0,05	280	320	—	5	
1N486	Si	100	1,0	0,25	225	225	—	—	
AAZ12	Ge	100	0,42	60	30	30	—	7,3	Диоды для силовых выпрямителей
ZS34B	Si	500	1,1	5	400	400	500	—	
BYY92	Si	—	—	10	1 000	1 000	1 000	—	
2E8	Si	200	2,6	50	800	800	300	—	
1N3286	Si	500	2,5	1	3 000	3 000	100	—	
BY100	Si	5 000	1,5	10	1 250	800	400	—	
SK04/24	Si	400	1,2	10	1 550	1 550	400	—	
BAЧ16	Si	100	0,9	0,08	700	800	—	—	
1N649	Si	400	1,0	0,2	600	600	—	—	
BYX10	Si	1 500	1,6	1,0	1 600	800	200	—	

Таблица 3

Быстродействующие переключающие диоды

Тип быстродействующих диодов	Род полупроводника	Ток и напряжение в направлении				Максимальное обратное напряжение, *в*	Емкость, *пф*	Время восстановления обратного сопротивления, *нсек*
		пропускном		запорном				
		ма	*в*	*на*	*в*			
FD1	Si	20	1	—	—	50	2	4
FD7	Si	20	1	—	—	10	0,8	0,75
1N3063	Si	10	0,78	100	50	75	2	2
1N3604	Si	50	1	50	50	75	2	2
HPS1670	Ge	10	1	—	—	20	—	0,8
HD5000	Ge	5	1	200	5	10	5,5	0,5
1N914	Si	10	1	25	20	90	—	4,0
AAZ12	Ge	100	0,32	6 000	30	30	9	10
BAY57	Si	100	1	300	16	20	10	2,5
BAY31	Si	70	1	10	10	15	3	5
1N914	Si	10	1	25	20	75	—	4
D5167	Si	—	—	—	—	80	0,6	1
D5320	Si	—	—	—	—	1 000	0,57	1
BAY69	Si	100	1	100	500	50	6	4
1N 914	Si	100	1	20	20	75	—	4
BAY38	Si	50	1	50	50	50	2	4

Другие полупроводники практически не могут быть применены для диодов, за исключением мышьяковистого таллия и сурьмянистого индия, которые применяют для туннельных диодов и варикапов.

Таблица 4

Диапазон напряжений отсечки диодов различных типов

Германиевые точечные, с золотым электродом и плоскостные	Кремниевые	Медно-закисные выпрямители	Селеновые выпрямители
0,3—0,5	0,6—0,8	0,12—0,25	0,5—0,6

Подобно диодам из монокристаллов ведут себя давно известные поликристаллические выпрямительные элементы из селена или закиси меди. Однако допустимые обратные напряжения у них малы у селена только около 40 *в*, а у закиси меди всего 8 *в*. Допускаемая плотность тока у них также значительно меньше, чем у германия или кремния. Очень низкое падение напряжения в прямом направлении у меднозакисных (купроксных) элементов (от 0,12 до 0,2 *в*) делает их пригодными лишь для измерительных целей. У окисей других материалов, таких, например, как алюминий, тантал, цирконий, ниобий и титан, также возникает вентильное действие. Так, в основу работы электролитического конденсатора, как известно, положен диод из окиси алюминия, на который подается напряжение в обратном направлении, и поэтому он ведет себя как емкость (рис 2-9) Все применявшиеся ранее кристаллические детекторы из сульфида свинца, карборунда, цинкита и т. д. принципиально действуют таким же образом, как современные диоды, правда, свойства у них хуже и их труднее контролировать.

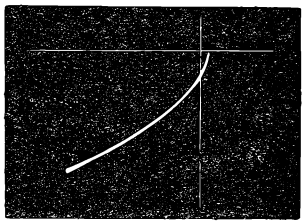


Рис. 2-9. Осциллограммы изменения $q=f(u)$.

2-6. Практические вольт-амперные характеристики

Действительная вольт-амперная характеристика диода соответствует теоретической только приближенно и в ограниченном диапазоне напряжений. В прямом направлении изменение тока сравнительно близко к экспоненциальному закону до области, в которой достигается значение сопротивления $r_э$, затем оно приближается к прямой. Вольт-амперные характеристики различных диодов и выпрямительных элементов изображены на рис 2-10 При напряжении большевстречного характеристика может быть аппроксимирована прямой Встречное напряжение является очень важным параметром диода, который, к сожалению, может быть определен неоднозначно и приближенно. В некоторых случаях встречным напряжением можно считать такое, при котором начинается резкое возрастание тока, или значение напряжения, отсекаемое на оси абсцисс продолженной прямой вольт-амперной характеристики; наконец, встречным напряжением

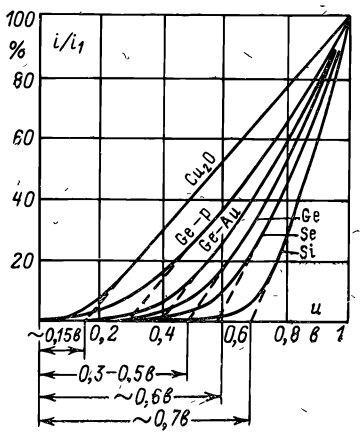


Рис. 2-10. Вольт-амперные характеристики различных типов диодов в прямом направлении.

иногда считают такое, при котором характеристика имеет максимальную кривизну. В табл. 4 приведены диапазоны встречных напряжений для диодов различных типов.

Еще большее отклонение от теоретической характеристики имеет обратная ветвь вольт-амперной характеристики диода, которая должна по соотношению (1) приближаться к значению I_0. В действительности в полупроводниковом материале возникает ударная ионизация, как только обратное напряжение превысит значение $U_{обр}$ (рис. 2-11), которое зависит от типа полупроводникового материала, его чистоты и температуры. Вследствие возникновения ударной ионизации увеличивается число носителей заряда, а тем самым также и обратный ток. Этот больший ток повышает температуру p-n перехода, что приводит к дальнейшему возрастанию тока. Таким образом, после превышения значения напряжения $U_{обр}$ ток возрастает резко У диодов в обратном направлении, изготовленных из термочувствительного полупроводникового материала, например германия, вследствие этого явления может возникнуть даже отрицательное сопротивление.

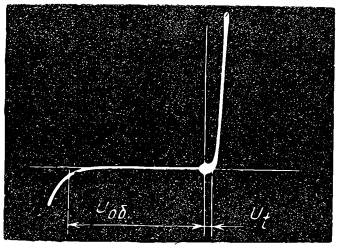


Рис 2-11. Осциллограмма вольт-амперной характеристики полупроводникового диода в широком диапазоне напряжений

2-7. Диоды с отрицательным сопротивлением в обратном направлении

Рассмотрим более подробно изменение характеристик диодов с отрицательным сопротивлением в обратном направлении. Каждому значению электрической мощности, поглощенной диодом, соответствует пропорциональное повышение температуры p-n перехода. На рис. 2-12 показаны зависимости тока от напряжения при различных температурах перехода от 20 до 60 °С; при постоянной мощности эти зависимости, обозначенные на рис. 2-12 от P_{20} до P_{60}, представляют собою гиперболы. Там же приведены характеристики для постоянных температур перехода от ϑ_{20} до ϑ_{60}.

Если приложенное напряжение изменяется столь медленно, что температура p-n перехода может следовать за этими изменениями, то рабочая точка перемещается по кривой D, которая соединяет точки пересечения кривых P=const и ϑ=const одной и той же температуры. Полученная таким образом кривая в области $f-g$ указывает на отрицательное сопротивление.

Интересно влияние дополнительного переменного напряжения $U_{\sim}$. Само собой разумеется, что в этом случае к диоду подключают добавочное сопротивление $R_{доб}$, которое больше абсолютного значения отрицательного сопротивления, так как иначе повышающаяся температура может привести к разрушению диода. Исходя из этого условия результат должен зависеть от частоты. Если частота столь велика, что температура не может следовать за изменениями мощности, то тогда рабочая точка перемещается между точками a и b

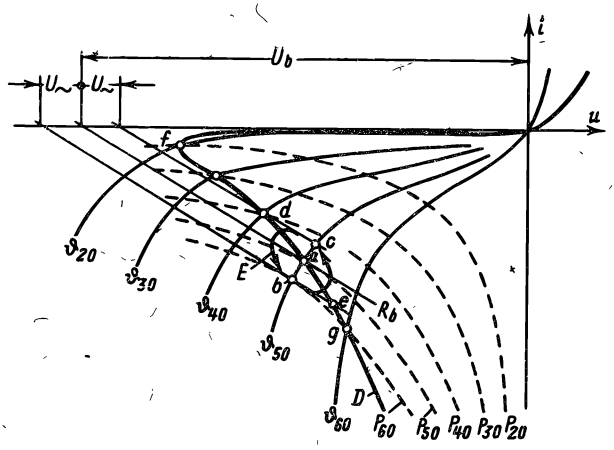


Рис 2-12. Возникновение отрицательного сопротивления у точечного диода в обратном направлении.

на соответствующей кривой для постоянной температуры, например, ϑ_{50}.

При более низких значениях частоты температура p-n перехода следует за этими изменениями и рабочая точка перемещается между точками d и e на кривой D. Наконец, если значение частоты лежит между этими двумя предельными случаями, то температура p-n перехода реагирует на изменение мощности только частично и с известным запаздыванием; тогда рабочая точка перемещается по искаженному эллипсу E. Можно показать, что в этом случае схема замещения соответствует рис. 2-13, в которой отрицательное сопротивление $R_п$ соединено последовательно с индуктивностью $L_п$, а параллельно им включены обычная емкость p-n перехода $C_п$ и сопротивление $r_п$. Индуктивность здесь возникает не от магнитного поля, создаваемого протекающим током, а от накопленного в полупроводниковом переходе количества тепла.

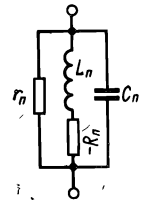


Рис. 2-13. Схема замещения точечного диода с отрицательным сопротивлением, работающего в обратном направлении.

Индуктивность $L_п$ ограничивает частотный диапазон, где имеет значение отрицательное сопротивление Кроме того, у некоторых точечных диодов теплоемкость настолько мала, что функционирование диода, основанное на наличии отрицательного сопротивления, возможно до нескольких мегагерц. Еще в 1919 г. были изготовлены генераторы и усилители, в которых нашли применение кристаллические детекторы из пирита, кремния или цинкита [Л. 7, 8], работающие в обратном направлении; в 1946 г. такие схемы были испытаны также с германиевыми диодами [Л. 9]. Несмотря на сравнительно хорошие результаты, эти схемы в настоящее время не применяются, так как созданы более совершенные конструкции полупроводниковых диодов.

2-8. Стабилитроны (опорные диоды)

Диоды, изготовленые из жаростойкого материала (например, кремния), не имеют в обратном направлении явно выраженного отрицательного сопротивления. Соответствующими технологическими мероприятиями можно, однако, добиться того, чтобы обратная ветвь характеристики диода имела вид, показанный на рис. 2-14, где ток после превышения так называемого напряжения стабилизации $U_{ст}$ и минимального тока $I_{0стаб}$ возрастает столь резко, что в диоде возникает напряжение пробоя *p-n* перехода. Поскольку этот ток ограничивается последовательным добавочным сопротивлением, диод не повреждается и напряжение пробоя может сколь угодно часто повторяться. Рабочая точка должна быть расположена в области резкого возрастания кривой характеристики, в которой диод имеет только очень небольшое дифференциальное сопротивление $R_{диф}$.

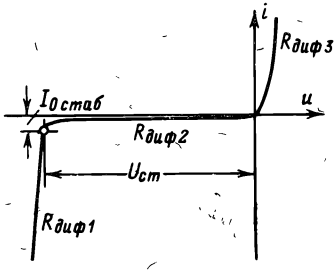


Рис. 2-14 Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона.

Таким образом, кремниевые стабилитроны препятствуют превышению приложенного напряжения и поэтому пригодны для работы в качестве ограничителя напряжения или источника опорного напряжения [Л. 101]. Путем технологических мероприятий можно получать напряжения стабилизации от 2,5 *в* до нескольких сот вольт. Температурный коэффициент напряжения стабилизации составляет от —0,06 до +0,12%/°С. Нагрузочная способность кремниевых стабилитронов сравнительно высока; они могут быть изготовлены на мощности от 100 *мвт* до 50 *вт*. Самая точная стабилизация возможна у диодов с напряжением стабилизации между 6 и 7 *в*, так как у них значение сопротивления $R_{диф}$ наименьшее и температурный коэффициент напряжения стабилизации около нуля. Кремниевые стабилитроны с большими напряжениями стабилизации имеют значительно большие сопротивления, и температурные коэффициенты напряжения стабилизации у них положительны.

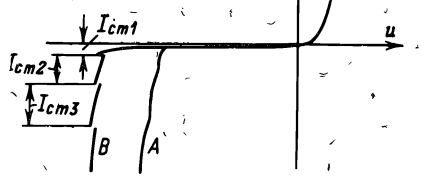


Рис. 2-15. Неравномерность характеристики у кремниевых стабилитронов в обратном направлении при $U_{ст} > 7$ *в*.

Некоторые кремниевые стабилитроны имеют характеристику, отличающуюся от приведенной на рис. 2-14. Такая характеристика с неравномерным изменением напряжения показана на рис. 2-15. Кроме того, крутая область характеристики *B* (рис. 2-15) может

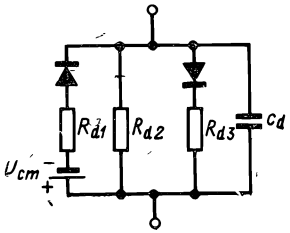


Рис. 2-16. Схема замещения кремниевого стабилитрона.

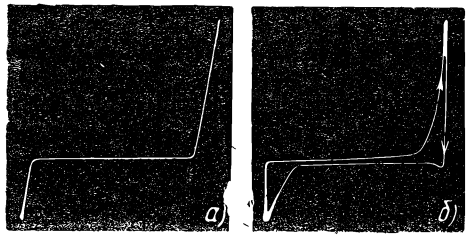


Рис. 2-17. Осциллограмма вольт-амперной характеристики кремниевого стабилитрона. *а* — при 50 *гц*, *б* — при 5 *кгц*

состоять из нескольких отрезков и при этом создается впечатление, как будто диод составлен из нескольких последовательно включенных диодов. При постепенном повышении тока рабочая точка переходит скачкообразно от одного отрезка $I_{ст1}$ к ближайшему другому

Таблица 5

Основные технические данные кремниевых стабилитронов

Тип	Напряжение стабилизации, *в*	Сопротивление, *ом*	Ток, *ма*	Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/° С	Мощность, *вт*
SZ T1	5,6	80	5	—0,01	0,3
1N 702	2,6	60	10	—	0,25
1N 724	27	35	4	—	0,25
MZ 68T20	6,8	1,5	22	+0,05	0,75
3Z 27T10	27	13	25	+0,09	3,5
ZL 180	180	150	5	+0,1	1,0
1N 752	5,6	11	20	—0,005	0,4
50M200 Z	200	100	65	+0,1	50
0AZ 226	8,2	2,5	20	+0,06	2
BZ У63	9,2	2,7	20	+0,07	0,3
BZУ85 D22	22	55	5	+0,09	4
BZ У16	8,2	2,4	10	+0,06	0,4
1N 3016	6,8	3,5	37	—	1,0
1N 3051	200	1 500	1,2	+0,06	1,0
BZ 988/C4 V7	4,7	16	20	—0,016	0,4
ZG 1	0,7	6,5	5	—0,25	0,25
BZ 983/D1	0,7	8,0	5	—0,30	0,32

$I_{ст2}$ сначала в отдельные моменты времени; затем эти переходы учащаются и вызывают шумы, пока наконец рабочая точка не переходит длительно на ближайший отрезок характеристики. Указанные шумы можно ликвидировать параллельным подключением конденсатора емкостью порядка 0,1 *мкф* [Л. 11].

Так как кремниевый стабилитрон в прямом направлении имеет обычную характеристику с упомянутым выше коленом, то он работает по существу, как два нормальных диода, включенных встречно параллельно. На рис. 2-16 показана полная схема замещения кремниевого стабилитрона, где напряжение стабилизации $U_{ст}$ замещено дополнительным источником тока. Интересно отметить, что при напряжении, соответствующем колену, характеристика стабилитрона не обнаруживает никакого накопления неосновных носителей заряда, как это следует из рис. 2-17, где показаны характеристики кремниевого стабилитрона, измеренные при частотах 50 *гц* и 5 *кгц*. Несмотря на то, что ветви кривой на рис. 2-17,*б* отделены друг от друга вследствие емкости диода, однако видно, что при прохождении обычного колена обратный ток мгновенно увеличивается. У стабилитрона в колене характеристики это явление не обнаруживается. Согласно данным изготовителей стабилитронов процесс переключения в колене их характеристики длится всего около 10^{-8} *сек*. В табл. 5 приведены основные данные различных серийных кремниевых стабилитронов.

2-9. Варикапы

В варикапах используют емкость, зависящую от напряжения полупроводникового *p-n* перехода в обратном направлении. Эти диоды известны еще под другими названиями: емкостные диоды, полупроводниковые конденсаторы или варакторы. Они находят широкое применение в качестве конденсаторов настройки, элементов автоматической подстройки частоты или как активные элементы параметрических усилителей и преобразователей частоты [Л. 12].

Хотя принципиально работать как варикап может любой диод с напряжением смещения в запирающем направлении, но для этой цели обычно применяют специальные плоскостные кремниевые диоды, которые технологически выполнены так, что имеют малый обратный ток, очень малое прямое сопротивление и большое допустимое обратное напряжение. Самым существенным параметром варикапа является добротность, которая может быть определена при помощи схемы замещения, приведенной на рис. 2-3,*а*, если пренебречь показанными пунктиром элементами схемы. Полное сопротивление z диода в рабочей точке a

$$z = r_э + \frac{R_{зап\ a}}{1 + j\omega R_{зап\ a} C_{зап\ a}}.$$

Отсюда следует, что добротность Q равна отношению мнимой части к действительной:

$$Q = \frac{\omega R^2_{зап\ a} C_{зап\ a}}{\omega^2 R^2_{зап\ a}\, r_э C^2_{зап\ э} + R_{зап\ a} + r_э}. \qquad (5)$$

Тип	Род полупроводника	Емкость и ток при обратных напряжениях				Максимальное обратное напряжение, *в*	Добротность при частоте		Предельная частота, *Гец*	Примечания
		пф	*в*	*мка*	*в*		*Q*	*Мгц*		
ZC10A	Si	30	1	—	—	6	35	50	1,75	Диоды для настройки
HC7001	Si	35	4	1	130	130	360	5	1,80	
BA110	Si	10	2	0,05	10	30	300	30	9	
BA112	Si	100	2	0,2	10	20	100	30	3	
6,8S20	Si	6,8	10	—	—	200	1 000	1	1	
BA120	Si	55	2	50	10	50	—	—	—	
GP14	Ge	2,1	1	20	4	10	—	—	—	
PC135	Si	10	4	—	—	60	150	50	7,5	
BA121	Si	10	2	0,003	10	30	600	30	18	
1F145	Si	6	3	1	10	20	140	100	14	
BA109	Si	33	4	5	20	20	—	—	—	
BB104	Si	240	3	0,1	32	32	100	100	10	Симметричный диод для настройки
SVC21	Si	4	0	0,1	15	15	—	—	30	Для микроволнового диапазона
FB4741	Si	3	0	10	120	120	—	—	10	
ZCC24	Si	1	0	0,2	4	6	—	—	100	
A612	Si	0,8	0	10	8	8	—	—	150	

При достаточно высокой частоте добротность равна:

$$Q \approx \frac{1}{\omega r_э C_{зап\ a}}. \qquad (6)$$

Предельной частотой варикапа называют частоту, при которой добротность равна 1, т. е.

$$\omega_{пред} = \frac{1}{r_э C_{зап\ a}}. \qquad (7)$$

Так как добротность и предельная частота обратно пропорциональны емкости $C_{зап\ a}$, зависящей от напряжения, то наихудшие параметры диоды имеют при более низком напряжении смещения, которые улучшаются с его повышением.

В табл. 6 приведены свойства некоторых типичных варикапов.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ДИОДЫ С ОТРИЦАТЕЛЬНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ

3-1. Туннельные диоды

Характеристика, показанная на рис. 2-11, справедлива только для тех диодов, у которых полупроводниковый материал содержит очень мало примесей (на 1 $см^3$ приходится не более 10^{16} посторонних атомов). Если превысить это число посторонних атомов, то снижается максимально допускаемое обратное напряжение и обратная ветвь характеристики смещается в конечном итоге в положение *ID*, как это показано на рис. 3-1. Тогда диод проводит в первоначальном обратном направлении $n \longrightarrow p$ лучше, чем в прямом направлении $p \longrightarrow n$. Такие диоды называют обращенными и применяют их в качестве стабилитронов с напряжением стабилизации, равным нулю. Они хорошо работают как выпрямители очень малых переменных напряжений величиной до 0,3 *в*.

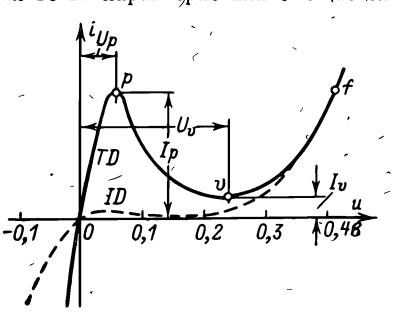


Рис. 3-1. Вольт-амперные характеристики обращенного и туннельного диодов.

При дальнейшем увеличении содержания примесей в полупроводниковом материале более чем 10^{19} посторонних атомов в 1 $см^3$ возникает вырожденный *p-n* переход, при котором колено стабилизации еще больше смещается вправо. Так как характеристика одновременно должна проходить через начало координат, то она имеет вид *TD* (рис. 3-2) с коленом стабилизации в прямом направлении. Ток в области $0 - v$ имеет максимум вследствие так называемого туннельного эффекта. В рамках нашей книги не представляется

возможным подробно останавливаться на физической сущности этого эффекта, отметим только, что в его основе лежит то обстоятельство, что электроны при очень тонком слое p-n перехода всегда имеют известную вероятность проникновения через потенциальный барьер, несмотря на то, что они при приложенном напряжении менее 0,3 *в* не обладают необходимой энергией.

Таким образом, «туннельные диоды», которые по имени его изобретателя [Л. 13] называют еще диодами Эзаки, имеют в области $p - v$ отрицательное дифференциальное сопротивление. Диапазон напряжений, в котором получается отрицательное сопротивление, зависит от применяемого полупроводникового материала. У германия этот диапазон равен 50 – 300 *мв*, а у арсенида галлия колеблется от 100 до 700 *мв* [Л 14]. Максимальный ток I_p определяется площадью p-n перехода. В зависимости от размеров этой площади он может принимать значения от нескольких десятых миллиампер до нескольких ампер. Важным параметром туннельного диода является отношение максимального тока I_p к минимальному I_v, которое обычно равно около 10, но в специальных случаях может быть и значительно больше.

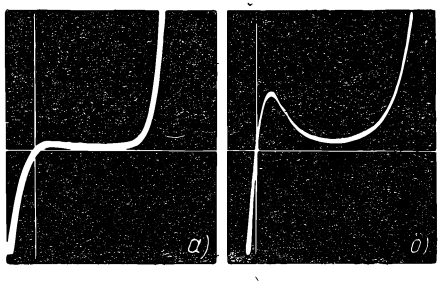


Рис 3-2. Осциллограммы вольт-амперных характеристик.
а — обращенный диод, *б* — туннельный диод

Электроны туннельного тока движутся приблизительно со скоростью света, поэтому время пробега получается чрезвычайно малым. Благодаря этому скорость переключения и частотный диапазон у туннельных диодов, работающих в $p - v$ области, ограничиваются главным образом емкостью p-n перехода, образующей с отрицательным сопротивлением $R_д$ постоянную времени $R_д C_д$. Эта постоянная времени, как далее будет более подробно рассмотрено,

Таблица 7

Основные технические данные германиевых обращенных диодов

Тип	Ток и напряжение в направлении				Емкость, *пф*
	$p \to n$		$n \to p$		
	ма	*мв*	*ма*	*мв*	
4УF2А-1	1	440	25	120	15
4УF2А-4	1	465	5	170	6
4УF2А-7	1	465	1	160	5
TU1B	0,3	470	3	100	1—3
JK100A	0,1	320	10	200	90

не зависит от размеров диода и равна 10^{-8}—10^{-10} *сек*, а в некоторых случаях даже 10^{-12} *сек*. Отсюда следует, что рабочая частота туннельного диода может достигать 10^{10} *гц*. Кроме того, существенным преимуществом туннельного диода является то, что значение максимального тока почти не зависит от температуры; изменения температуры влияют главным образом только на величину минимального тока и последующую область в прямом направлении $v - f$.

В табл. 7 и 8 приведены свойства различных типов туннельных и обращенных диодов.

3-2. Диоды с двойной базой

Диоды с двойной базой являются приборами особого рода. Диод с двойной базой состоит из монокристаллического полупроводникового стерженька g с небольшим содержанием донорных примесей (рис. 3-3), который имеет с обоих концов омические (без выпрямляющих свойств) контакты базы b и b' и примерно в середине вплавленный эмиттер e с акцепторными примесями. Собственно диод образуют эмиттер e и контакт базы b, а второй контакт базы b' служит только для подвода вспомогательного напряжения, которым можно изменять свойства диода.

Диод $e - b$ без вспомогательного источника $Б_2$ имеет характеристику нормального диода (кривая D на рис. 3-4). Вспомогательный источник $Б_2$ с указанной на рис. 3-3 полярностью (можно подключать его через добавочное сопротивление $r_{доб}$) дает возможность получить вдоль кремниевого стерженька линейное распреде-

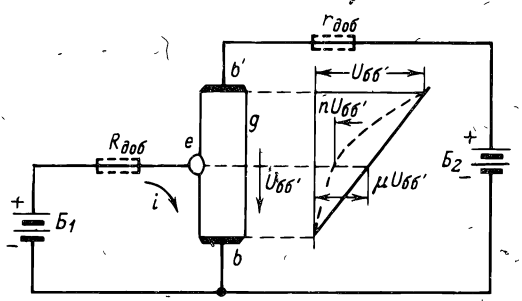


Рис 3-3 Диод с двойной базой и его питание.

ление напряжения, вследствие чего отрезок между эмиттером e и базой b получает напряжение смещения $\eta U_{бб'}$. При этом η — начальный коэффициент деления, равный обычно 0,5—0,8.

До тех пор пока напряжение на зажимах источника $Б_1$ меньше значения напряжения $\eta U_{бб'}$, по направлению к базе b протекает только небольшой обратный ток. Этот режим соответствует отрезку $a - c$ на средней характеристике D' рис. 3-4. Только когда это напряжение делается близким к значению $\eta U_{бб'}$, диод начинает проводить, при этом протекает ток i, созданный дырками. Он уменьшает

Таблица 8

Основные технические данные туннельных диодов

Тип	Род полупроводника	Ток и напряжение в максимуме		Ток и напряжение в минимуме		Отношение максимального тока к минимальному	Отрицательное сопротивление, *ом*	Емкость, *пф*	Собственная индуктивность, *нгн*
		ма	*мв*	*ма*	*мв*				
1N2939A	Ge	1	60	0,1	350	10	150	4—5	6
1N3150	Ge	22	60	0,9	350	8	10	60	6
TU10/1	Ge	1	55	0,14	250	7	110	2	0,75
TU14/1	Ge	20	55	3,0	250	7	10	30	1,5
JK19A	Ge	1	55	0,16	290	6	110	10	8,0
JK21A	Ge	15	55	2,5	310	6	8	80	8,0
AE100	Ge	1	55	0,15	300	7	100	10	5,0
A650	Ge—As	10	—	0,67	—	15	—	25	—

сопротивление части стерженька $e-b$, вследствие чего напряжение между электродами $b-b'$ распределяется так, как это показано на рис. 3-3 пунктиром. Тогда на части базы, лежащей против эмиттера, оказывается напряжение, равное $nU_{бб'}$, и эта часть базы отрицательна относительно эмиттера. Благодаря этому ток эмиттера опять увеличивается, разность потенциалов между частью базы и

Рис. 3-4. Семейство характеристик диода с двойной базой для трех различных значений вспомогательного напряжения.

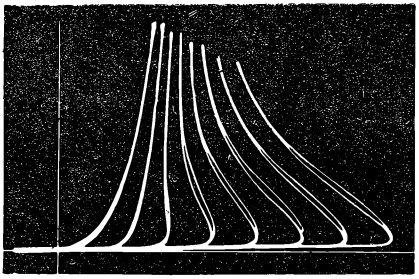


Рис. 3-5. Осциллограмма семейства характеристик диода с двойной базой (разделение характеристик в области отрицательного сопротивления указывает на индуктивный характер этого диода).

эмиттера еще больше увеличивается и т. д., пока в конечном итоге при так называемом максимальном напряжении $U_p = \mu U_{бб} + U_{обр}$ (где $U_{обр}$ — обратное напряжение диода на участке $e—b$) не возникает лавинообразно увеличение тока на участке $e — b$ (рис. 3-4). При дальнейшем увеличении напряжения участок кривой все больше приближается к характеристике D.

Теперь если уменьшать значение напряжения источника $Б_1$, то рабочая точка, достигнув напряжения U_v (на кривой D'), скачкообразно перемещается из точки v в точку c. Для измерения части характеристики $v — p$ необходимо значительно большее напряжение, которое подводится через высокоомный добавочный резистор $R_{доб}$, величина которого определяется по нагрузочной прямой, изображенной на рис. 3-4. Здесь диод имеет отрицательное дифференциальное сопротивление, получающееся обычно в диапазоне нескольких вольт.

На рис. 3-5 показано семейство характеристик диода с двойной базой с различными значениями напряжения $U_{бб}$, в качестве параметра.

3-3. Диодные тиристоры (динисторы)

Особое значение приобрели также динисторы, которые часто еще называют диодами Шокли [Л. 16]. Их исходным материалом, как правило, является кремний. Диод состоит из четырех слоев p_1, n_1, p_2 и n_2 (рис. 3-6), которые друг с другом образуют три p-n перехода X_1, X_2 и X_3. При этом подключающими контактами снабжены только крайние слои p_1 и n_2. Если к этим подключающим контактам приложить напряжение с полярностью, изображенной на рис 3-6, то проводящими будут p-n переходы X_1 и X_3. Наоборот, p-n переход, на который подается напряжение в обратном направлении, будет препятствовать прохождению основных носителей заряда соседних слоев n_1 и p_2 Однако для неосновных носителей заряда этих слоев данный p-n переход является проводящим, но их имеется там небольшое количество. Поэтому начальная область характеристики $o — c$ имеет такой же вид, как обратная ветвь обычной характеристики диода (рис. 3-7).

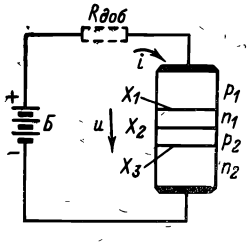


Рис. 3-6. Динистор и его питание.

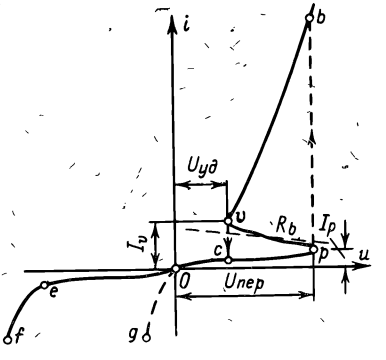


Рис. 3-7 Вольт-амперная характеристика четырехслойного диода.

При повышении приложенного напряжения обратный ток p-n перехода X_2 увеличивается аналогично, как у стабилитрона. Вследствие этого протекает больший ток через p-n переходы X_1 и X_3, что приводит также к увеличению потока неосновных носителей заряда через p-n переход X_2. Следствием этого является то, что ток при напряжении выше так называемого напряжения переключения $U_{пер}$ лавинообразно возрастает, например, как при пробое изолятора или при зажигании лампы тлеющего разряда. При этом точка p характеристики скачкообразно перемещается в точку b. Получающийся при этом ток нужно ограничивать по величине и длительности протекания, в противном случае диод может быть поврежден.

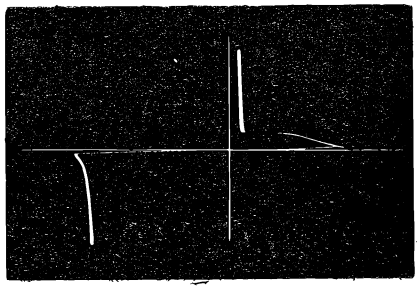


Рис. 3-8. Осциллограмма вольт-амперной характеристики четырехслойного диода

Теперь если уменьшить приложенное напряжение, то ток непрерывно уменьшается до так называемого удерживающего напряжения $U_{уд}$. Затем рабочая точка скачкообразно переходит из v в c. Часть характеристики p—v, в которой переключающий диод имеет большое отрицательное сопротивление, может быть снята при достаточно высоком напряжении и с добавочным резистором $R_{доб}$, величина которого должна быть значительно больше отрицательного сопротивления диода.

При изменении полярности приложенного напряжения p-n переходы X_1 и X_3 запираются и левая ветвь характеристики изменяется по кривой $o — e — f$, как у стабилитрона. Известны также диниcторы так называемого p-n-p-n типа, у которых левая ветвь изменяется по кривой $o — g$.

Посредством соответствующих технологических приемов можно получать напряжения переключения до 200 $в$, так что при прохождении области отрицательного сопротивления получаются большие изменения напряжения. В различных электрических схемах, например генераторах пилообразного напряжения, переключающие диоды дают сравнительно большие выходные напряжения и нет необходимости в их дальнейшем усилении.

Интересно отметить, что при быстром возрастании напряжения значение напряжения переключения ниже, чем при медленном. Этот эффект вызывается емкостью p-n перехода X_2, через который при быстром повышении напряжения протекает ток, пропорциональный отношению du/dt, облегчающий механизм переключения. Значение этой емкости наибольшее при отсутствии напряжения и уменьшается при подаче на нее напряжения любой полярности. Следует отметить, что емкостной характер p-n перехода X_2 изменяется на индуктивный в области отрицательного сопротивления, что будет подробно рассмотрено далее. На рис. 3-8 показана осциллограмма вольт-амперной характеристики динистора. В табл. 9 и 10 приведены основные технические данные динисторов и диодов с двойной базой.

Таблица 9

Основные технические данные кремниевых диодов с двойной базой

Тип	Сопротивление $r_{бб'}$, *ом*	Напряжение $U_{бб'}$, *в*	Эмиттер		Максимальное напряжение эмиттера, *в*	Статический коэффициент деления, η	Ток переключения, *мка*
			ток, *мка*	напряжение, *в*			
2N489	4,7—6,8	25	20	—10	—60	0,51—0,62	20
2N490	6,2—9,1	25	20	—10	—60	0,51—0,62	15
2N491B	4,7—6,8	25	5	—30	—60	0,56—0,68	6
2N2160	4,0—12	25	12	—30	—30	0,47—0,80	30
2N3483	4,7—9,1	—	1	—30	—30	0,60—0,72	5
2N1127	4,7—9,1	—	12	—30	—30	0,66—0,75	20
SJ1127	4,7—9,1	—	10	—30	—30	0,68—0,72	2
SJ993	4,7—9,1	—	10	—30	—30	0,50—0,75	5
2N2160	4—12	35	12	—30	—30	0,47—0,80	—

Таблица 10

Основные технические данные динисторов

Тип	Напряжение и ток при				максимальный ток при		Сопротивление при включении, *ом*	Начальная емкость, *пф*	Время коммутации, *нсек*	
	переключении		выключении		длительном режиме, *ма*	импульсе 50 *мксек*, *а*			включение	отключение
	в	*мка*	*в*	*ма*						
4N20D	20	500	2	50	—	—	20	—	100	200
4N50D	50	500	2	50	—	—	20	—	100	200
4D200-3	200	125	0,5—1	1—6	50	2	2	20	100	200
4J200-5	200	200	0,5—1	1—10	300	20	7	8	100	200
4G200	200	250	0,5—1	1—50	5 000	75	7	200	100	200
4D20-3	20	200	0,5—1	1—6	50	2	7	50	100	200
AD50-20	50	200	0,5—1	10—30	30	20	7	20	100	200

3-4. Два рода отрицательных сопротивлений

Более подробное рассмотрение приведенных ранее характеристик показывает, что их в зависимости от изменения отрицательного сопротивления можно разбить на две группы. У туннельных диодов часть характеристики, соответствующей отрицательному дифференциальному сопротивлению, переходит в две кривизны K_1 и K_2 (рис. 3-9,*а*), в которых дифференциальное сопротивление бесконечно велико. Так как отрицательное сопротивление такого рода получается в динатронной схеме тетрода, то его называют отрицательным сопротивлением динатронного типа. Наоборот, характеристики диниторов и диодов с двойной базой также, как и обратная ветвь по рис. 2-12, имеют две кривизны K_3 и K_4 (рис. 3-9,*б*), в которых дифференциальное сопротивление равно нулю. Такое изменение сопротивления, как известно, получается в электрической дуге, поэтому его называют отрицательным сопротивлением дугового или лавинного типа.

Во всех упомянутых выше диодах рабочая точка при помощи добавочного сопротивления должна быть установлена так, чтобы соответствующая нагрузочная прямая пересекала характеристику диода в области отрицательного сопротивления. Если результирующее внутреннее сопротивление питающего источника меньше, чем абсолютное значение отрицательного сопротивления, то нагрузочная прямая $R_{огр1}$ пересекает характеристику динатронного типа в одной единственной точке *а* (рис. 3-9,*а*), а характеристику лавинного типа — в трех точках *а*, *b*, *с* (рис. 3-9,*б*). Если же внутреннее сопротивление источника больше, чем абсолютное значение отрицательного сопротивления диода, то нагрузочная прямая $R_{огр2}$ пересекает характеристику динатронного типа в трех точках *а*, *b*, *с*, а характеристику лавинного типа, наоборот, — в одной точке *а*.

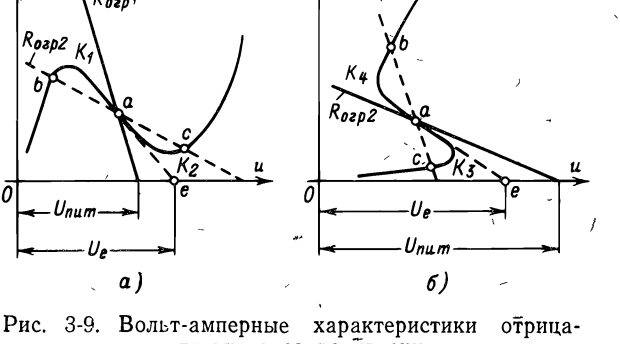


Рис. 3-9. Вольт-амперные характеристики отрицательного сопротивления.
а — динатронный тип, *б* — лавинный тип

Как известно, рабочая точка при наличии трех точек пересечения только в двух из них, а именно крайних, устойчива, а в средней всегда неустойчива. Под этим следует понимать, что в устойчивой рабочей точке ток при небольшом его изменении всегда возвращает-

ся к своему первоначальному значению, тогда как в неустойчивой он продолжает изменяться до тех пор, пока не достигнет устойчивой рабочей точки.

Соответственно этому у туннельного диода рабочая точка a, образованная при пересечении характеристики нагрузочной прямой $R_{огр2}$, неустойчива, а точка пересечения этой же прямой проходящей под тем же углом, с характеристикой лавинного типа устойчива. Соответственно точка пересечения прямой $R_{огр1}$ у туннельного диода устойчива, а та же точка у характеристики лавинного типа неустойчива. Остается еще выяснить, как возникает устойчивое и неустойчивое состояние. Если речь идет о чисто активном отрицательном сопротивлении, то при малом изменении тока в схеме нельзя определить, как будет изменяться характеристика в более удаленных ее отрезках, и, следовательно, нет критерия о том, будет ли получаться устойчивое или неустойчивое состояние.

3-5. Условия стабильности

Как упоминалось ранее, каждый диод имеет кроме активной также и реактивную составляющую. У туннельного диода параллельно отрицательному сопротивлению — $R_п$ подключена емкость p-n перехода $C_п$, а последовательно с ними соединено еще сопротивление R, состоящее из прямого сопротивления диода $r_{пр}$ и внутреннего сопротивления источника тока $R_{ист}$. К этой цепи еще добавляется индуктивность L, складывающаяся из собственной индуктивности диода $L_д$ и индуктивности $L_{пит}$ цепи питания. Таким образом, схема замещения туннельного диода, работающего в области отрицательного сопротивления, соответствует рис. 3-10, при этом $L_{пит}$ — напряжение питания, а U_e — напряжение, получающееся в точке пересечения e на рис. 3-9,a.

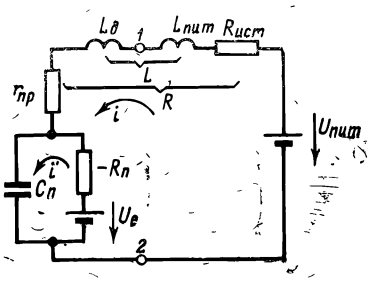


Рис. 3-10. Схема замещения туннельного диода.

Для процесса переключения после приложения питающего напряжения справедливы соотношения [Л. 17]

$$L\frac{di}{dt} + Ri - R_п i + R_п i' = U_{пит} - U_e;$$

$$\frac{1}{C_п}\int i'\,dt - R_п i' + R_п i = U_e,$$

решение которых

$$i = I_1 e^{p_1 t} I_2 e^{p_2 t} + I_a \qquad (8)$$

содержит две составляющих переходного режима и одну составляющую установившегося режима I_a, соответствующую рабочей точке a. Экспоненциальные функции p_1 и p_2 могут быть определены

из выражения

$$p_{1,2} = \frac{1}{2}\left(\frac{1}{R_{\text{п}}C_{\text{п}}} - \frac{R}{L}\right) \pm \sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{1}{R_{\text{п}}C_{\text{п}}} - \frac{R}{L}\right) - \frac{R_{\text{п}} - R}{R_{\text{п}}C_{\text{п}}L}}. \quad (9)$$

Из теории переходных процессов известно, что граничным условием между колебательным и апериодическим процессами является выражение

$$\frac{1}{4}\left(\frac{1}{R_{\text{п}}C_{\text{п}}} - \frac{R}{L}\right)^2 - \frac{R_{\text{п}} - R}{R_{\text{п}}C_{\text{п}}L} = 0.$$

Это выражение может быть упрощено, если подставить в него отношение сопротивлений $N = R/R_{\text{п}}$ и коэффициент добротности $Q = R_{\text{п}}\sqrt{C_{\text{п}}/L}$, тогда

$$N = \frac{2}{Q} - \frac{1}{Q^2}. \quad (10)$$

Выражение (10) может быть графически представлено кривой $A_1 = A_2$, показанной на рис. 3-11. В области ниже этой кривой могут возникнуть или нарастающие или затухающие колебания. Граничный случай характеризуется выражением

$$\frac{1}{R_{\text{п}}C_{\text{п}}} - \frac{R}{L} = 0$$

или в упрощенной форме

$$N = \frac{1}{Q^2}. \quad (11)$$

Кривая B, соответствующая выражению (11), делит диапазон колебаний на две области: $A_1 = B$, в которой колебания нарастают и, следовательно, диод работает как генератор и на область $B = A_2$, в которой колебания затухают, что соответствует режиму резонансного усилителя.

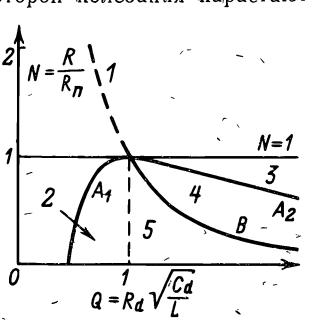


Рис. 3-11. Диаграмма устойчивости туннельного диода.
1 — схема с двумя стабильными состояниями, *2* — релаксационный генератор, *3* — апериодический усилитель, *4* — резонансный усилитель; *5* — генератор.

Область, лежащая выше кривой $A_1 = A_2$, прямой $N = 1$ делится на три части. Легко убедиться в том, что выше этой прямой одна из экспоненциальных функций p_1, p_2 положительна. Соответствующая составляющая тока (8) растет до тех пор, пока рабочая точка не приходит в устойчивое положение, что соответствует схеме с двумя устойчивыми положениями.

В области между прямой $N = 1$ и участком кривой A_2 обе экспоненциальные функции отрицательны, тогда обе составляющих неустановившегося режима в уравнении (8) уменьшаются и ток устанавливается равным I_a. Это соответствует режиму апериодического усилителя. В остальной, третьей, части области между прямой $N = 1$ и участком кривой A_1 обе экспоненциальные функции положитель-

ны и соответствующие составляющие тока возрастают. Вследствие этого рабочая точка на характеристике диода перемещается к краю отрезка $K_1 - a - K_2$ (рис 3-9,*а*), где отрицательное сопротивление больше, чем в точке *а*. Благодаря этому значение Q увеличивается, а N уменьшается, и поэтому происходит смещение рабочей точки в область колебаний, как это показано стрелкой на рис. 3-11. Однако возникающие при этом колебания, неустойчивы, так как рабочая точка при возрастании их амплитуды временно приходит опять в область меньших отрицательных сопротивлений и рабочий режим смещается обратно в область $N_1 = A_1$. Таким образом, схема работает как релаксационный генератор.

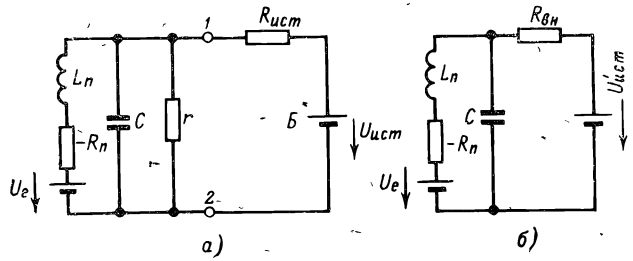


Рис. 3-12 Схема замещения диода лавинного типа с его цепью питания.

а — полная, *б* — упрощенная

Как следует из приведенного анализа работы диода, при подключении его к источнику тока он может создавать колебания различным образом Так как туннельный диод может работать при очень высоких частотах, то для создания им колебаний достаточно его собственной индуктивности и индуктивности подводящих проводов. Колебания получаются устойчивыми только тогда, когда рабочие параметры диода лежат или в области $B = A_2$ или в области $A_2 = N$. Таким образом должно соблюдаться неравенство

$$R_п > R > \frac{L}{R_п C_п}. \qquad (12)$$

Это неравенство справедливо также и тогда, когда схема дополнена каким-нибудь другим элементом, но при этом схема замещения в принципе остается такой же, как на рис. 3-10.

В противоположность туннельному диоду, у которого преобладает емкость, у динисторов в области отрицательного сопротивления преобладает индуктивность. Их схема замещения показана на рис. 3-12,*а* [Л 18], в которой последовательно с отрицательным сопротивлением $-R_п$ подключена индуктивность $L_п$, а параллельно очень большому сопротивлению r подключена емкость C У динисторов и диодов с двойной базой эта емкость мала и образуется емкостями подключающих контактов и подводящих проводов. Введенный в схему замещения дополнительный источник напряжения U_e учитывает потенциал точки *е* (рис. 3-9,*б*). В схему замещения введено внутреннее сопротивление $R_{ист}$ Значения прямого сопротивления диода и индуктивности подводящих проводов в этом слу-

чае малы по сравнению с значениями $R_{ист}$ и L и ими можно пренебречь.

Если заменить источник $Б$ с делителем напряжения $R_{ист} - r$ другим источником с напряжением $U'_{ист} = U_{ист} r/(r + R_{ист})$ и с внутренним сопротивлением $R_{вн} = R_{ист} r/(R_{ист} + r)$, то получим упрощенную схему замещения, показанную на рис. 3-12,*б*, для которой справедливы следующие дифференциальные уравнения:

$$R_{вн} i + L_п \frac{di}{dt} - L_п \frac{di'}{dt} + R_п i - R_п i' = U'_{ист} - U_e;$$

$$R_{вн} i + \frac{1}{C} \int i' \, dt = U'_{ист},$$

решение которых приведено в выражении (8). Экспоненциальные функции p_1 и p_2 здесь равны:

$$p_{1,2} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_п}{L_п} - \frac{1}{R_п C} \right) \pm$$

$$\pm \sqrt{\frac{1}{4} \left(\frac{R_п}{L_п} - \frac{1}{R_{вн} C} \right)^2 - \frac{R_{вн} - R_п}{R_{вн} C h_п}} \qquad (13)$$

После подстановки $Q = R_п \sqrt{C/L_п}$ и $N = R_{вн}/R_п$ для предельного случая между колебательным и апериодическим режимом получим соотношение

$$N = \frac{1}{2Q - Q^2}, \qquad (14)$$

которое графически изображено в виде кривой $A_1 = A_2$ на рис 3-13 Кривая B, построенная по выражению (11), устанавливает границу между нарастанием и затуханием колебаний. Вся рабочая область в плоскости $N = Q$ кривой B и прямой $N = 1$ делится на 5 частей, которые так же, как у туннельного диода, имеют совершенно определенные признаки различных режимов, показанных на рис. 3-13

Для устойчивых режимов справедливо следующее неравенство

$$R_п < R_{вн} < \frac{L_п}{R_п C}. \qquad (15)$$

Таким образом, здесь получаются соотношения, аналогичные соотношениям для туннельных диодов, но распределение рабочих областей другое

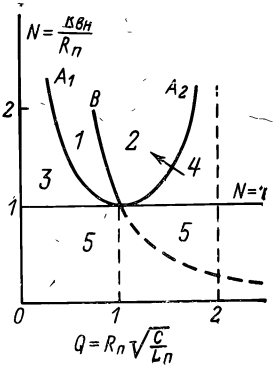


Рис. 3-13. Диаграмма устойчивости диода лавинного типа.

1 — резонансный усилитель, *2* — генератор, *3* — апериодический усилитель, *4* — релаксационный генератор, *5* — схема с двумя стабильными положениями

3-6. Установка рабочей точки

Туннельный диод должен питаться от источника, напряжение которого меньше значения U_e, а внутреннее сопротивление меньше $R_п$ Так как напряжение гальванического элемента больше напряжения, необходимого для питания туннельного диода и равного

0,2—0,4 *в*, то обычно применяют делитель, состоящий из двух низкоомных резисторов $R_А$ и $R_В$ (рис. 3-14,*а*). Вследствие этого диод *Д* по переменному току почти короткозамкнут, так что результирующее сопротивление между зажимами *1—2* положительно. Результирующее отрицательное сопротивление, которое уменьшает затухание, возникает только тогда, когда в схемах сделан разрыв, например, между зажимами *1—1'*. Если теперь в этот разрыв включить параллельный колебательный контур $K_р$ и последовательно с ним цепь питания и диод, то получается схема генератора (рис. 3-14,*б*), типичная для туннельного диода. Постоянный ток протекает через индуктивность, и поэтому установленная рабочая точка остается неизменной.

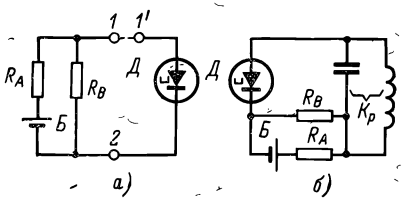


Рис. 3-14

а — установка цепи питания туннельного диода, *б* — схема генератора

У динисторов напряжение питания должно быть больше значения $U_г$, а добавочное сопротивление $R_{доб}$ больше, чем $R_п$. Поэтому диод *Д* работает с источником напряжения, включенным по схеме рис 3-15,*а* с отрицательным сопротивлением между точками *1—2*. Если параллельно диоду подключить последовательный колебательный контур K_s, как это показано на рис 3-15,*б*, то тогда получается генераторная схема, так как последовательный колебательный контур не влияет на установку рабочей точки по отношению к постоянному току.

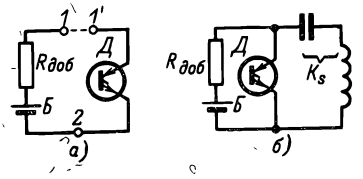


Рис. 3-15.

а — установка рабочей точки, *б* — принципиальная схема генератора на диоде лавинного типа.

3-7. Предельная и собственная частоты

Полное сопротивление собственно диода, т. е. между точками *1—2* на рис. 3-10 определяется из выражения

$$z = r_{пр} - \frac{R_п}{1 + \omega^2 R_п^2 C_п^2} + j\omega\left(L_д - \frac{R_п^2 C_п}{1 + \omega^2 R_п^2 C_п}\right).$$

В плоскости Гаусса (R, jx) для трех различных значений $L_д/C_п$ этому уравнению соответствуют три годографа от z до z'' (рис. 3-16).

На этих кривых имеют значение только две точки, в которых активная и реактивная составляющие равны нулю. Для первой точки справедливо уравнение

$$r_{пр} - \frac{R_п}{1 + \omega_{пред}^2 R_п^2 C_п^2} = 0.$$

Отсюда получим выражение для предельной частоты

$$\omega_{\text{пред}} = \frac{1}{R_{\text{п}} C_{\text{п}}} \sqrt{\frac{R_{\text{п}} - r_{\text{пр}}}{r_{\text{пр}}}}. \qquad (16)$$

Условием второй точки будет уравнение

$$L_{\text{д}} - \frac{R_{\text{п}}^2 C_{\text{п}}^2}{1 + \omega_0^2 R_{\text{п}}^2 C_{\text{п}}^2} = 0,$$

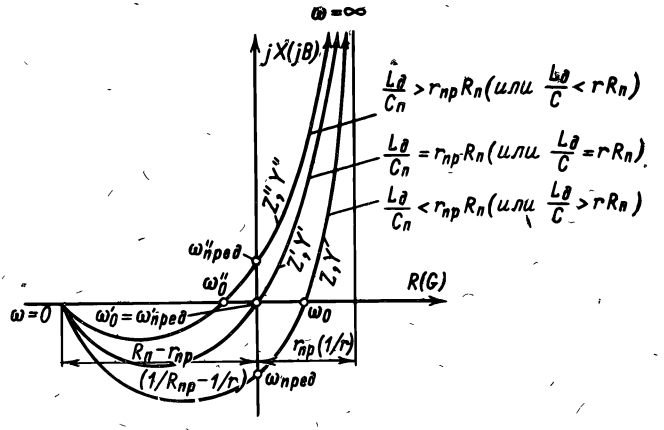


Рис. 3-16. Изменение полного сопротивления туннельного диода для трех различных отношений $L_д/C_п$. Изменение одновременно соответствует полной проводимости диода лавинного типа. Здесь правильны значения, заключенные в скобки.

откуда получим собственную частоту

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{\text{д}} C_{\text{п}}} - \frac{1}{R_{\text{п}}^2 C_{\text{п}}^2}}. \qquad (17)$$

Как видно из уравнения (16), предельная частота зависит только от сопротивления и емкости. Размеры диода почти не оказывают влияния на предельную частоту, так как увеличение, например площади *p-n* перехода влечет за собой увеличение емкости, но при этом уменьшаются сопротивления. При частоте выше предельной туннельный диод имеет положительную активную составляющую, тогда усиление и генерирование колебаний невозможно. Собственная частота ω_0 зависит также от индуктивности. Поэтому увеличение размеров диода уменьшает собственную частоту. В зависимости от величины отношения $L_д/C_п$ можно иметь собственную частоту выше или ниже предельной, как это наглядно видно из кри-

вых $z=z'$. Если предельная частота выше собственной, то в цепи туннельного диода возникают колебания уже в режиме короткого замыкания по отношению к переменному току, так как его полное сопротивление при собственной частоте имеет отрицательную активную составляющую.

Полная проводимость динистора согласно рис. 3-12,*а* равна:

$$Y = \frac{1}{r} - \frac{R_{\text{п}}}{R_{\text{п}}^2 + \omega^2 L_{\text{п}}^2} + j\omega\left(C - \frac{L_{\text{п}}}{R_{\text{п}}^2 + \omega^2 L_{\text{п}}^2}\right).$$

Это уравнение имеет такую же структуру, как уравнение для полного сопротивления туннельного диода. Поэтому кривые Y в комплексной плоскости проводимости $(G; jB)$ имеют такой же вид, как кривые z туннельного вида в комплексной плоскости полного сопротивления. После приравнивания нулю значения активной и реактивной составляющих полной проводимости, получим для предельной частоты диода

$$\omega_{\text{пред}} = \frac{R_{\text{п}}}{L_{\text{п}}}\sqrt{\frac{r - R_{\text{п}}}{R_{\text{п}}}} \qquad (18)$$

и для собственной частоты

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_{\text{п}}C} - \frac{R_{\text{п}}^2}{L_{\text{п}}^2}}. \qquad (19)$$

Предельная частота зависит только от сопротивлений и индуктивности, при этом их соотношение от изменения габаритов диода почти не изменяется. При частоте выше предельной активная составляющая полной проводимости положительна и поэтому диод работает только в качестве пассивного элемента. Наоборот, собственная частота зависит еще от емкости (при увеличении размеров диода уменьшается). В зависимости от величины отношения $L_{\text{п}}/C$ собственная частота диода может быть выше или ниже предельной частоты, как это видно из трех кривых $Y=Y''$ на рис. 3-16.

В цепи диода, у которого предельная частота выше собственной, колебания возникают также в режиме холостого хода по отношению к переменному току, так как его полное сопротивление при собственной частоте имеет отрицательную активную составляющую.

ЧАСТЬ II

ОБЗОР СХЕМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Выпрямление переменных токов — самая старая и известная возможность применения диодов. Полупроводниковые диоды по своим свойствам мало отличаются от вакуумных диодов. Вместе с тем они дают возможность осуществлять такие схемы, которые при помощи вакуумных диодов были бы слишком сложными.

Учитывая ограниченный объем этого параграфа, здесь будут рассмотрены только самые важные схемы, при этом будут приняты различные упрощения и допущения. Одним из таких допущений, которое, правда, не во всех случаях можно принимать, является то, что диод имеет постоянное сопротивление в прямом направлении и бесконечно большое в обратном. Сопротивление диода в прямом направлении и сопротивление источника тока объединены и далее обозначаются через $R_{ист}$.

4-1. Силовые выпрямители

Выходное напряжение у всех выпрямительных схем в большей или меньшей степени пульсирующее. В зависимости от поставленных требований это напряжение может быть использовано или непосредственно или после соответствующей фильтрации. При этом фильтр может в простейшем случае состоять из конденсатора или дросселя. При более высоких требованиях применяют фильтры с *CL* и *CLC* звеньями. Эти звенья влияют не только на пульсацию, но также и на величину вы-

прямленного напряжения. Тем самым принципиально изменяются условия работы выпрямителя. Поэтому нужно заранее принимать во внимание влияние звеньев фильтра на работу выпрямительной схемы.

4-1-1. Режим работы с нагрузкой активным сопротивлением

На рис. 4-1 сплошными линиями изображена схема однополупериодного выпрямления, в которой источник переменного напряжения через диод $Д$ питает потребителя с чисто активным сопротивлением R. Во всех схемах диоды изображены с одной определенной полярностью. Если эта полярность обратная, то нужно одновременно изменить также и полярность всех получающихся напряжений. Если диоды работают гальванически соединенными с транзисторами, то последние нужно применять соответствующих типов (n-p-n или p-n-p).

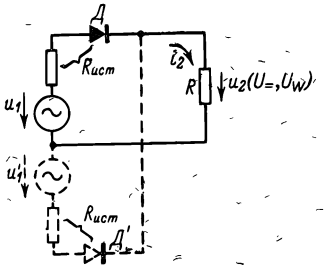


Рис. 4-1. Однополупериодный выпрямитель, нагруженный активным сопротивлением. Двухполупериодная схема получается добавлением части схемы, изображенной пунктиром.

Так как диоды проводят ток только в течение положительных полупериодов, то ток на выходе i_2 имеет форму одной полуволны синусоиды (рис. 4-2,$а$), а его составляющая постоянного тока равна:

$$I_= = \frac{U_{макс}}{\pi (R_{ист} + R)}, \qquad (20)$$

где $U_{макс}$ — максимальное значение напряжения на входе. Тогда постоянная составляющая напряжения на выходе

$$U_= = \frac{U_{макс} R}{\pi (R_{ист} + R)} = \frac{U_{макс}}{\pi} - R_{ист} I_=. \qquad (21)$$

Параметрами, которые позволяют сравнивать свойства выпрямительных схем, являются: напряжение холостого хода $U_{=0} = U_{макс}/\pi$ и ток короткого замыкания $I_k = \frac{U_{макс}}{\pi R_{ист}}$.

Хотя режим короткого замыкания не является нормальным режимом работы, он позволяет получить данные о выходном сопротивлении и нагрузочной способности выпрямителя и поэтому может быть использован как параметр сравнения.

При двухполупериодной схеме, которая получается добавлением на рис. 4-1 пунктирной части, ток прote-

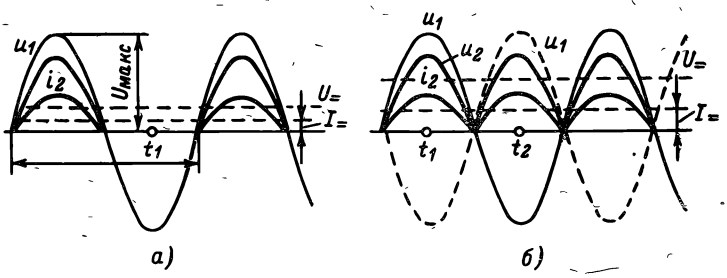


Рис. 4-2. Напряжения и токи на выходе фильтра при нагрузке активным сопротивлением.

а — однополупериодный выпрямитель; *б* — двухполупериодный выпрямитель

кает поочередно через оба диода. Изменения напряжений и токов для этого случая изображены на рис. 4-2,*б*. Средние значения напряжения и тока в этом случае получаются вдвое больше, и поэтому здесь справедливы следующие соотношения:

$$U_{=} = \frac{2U_{\text{макс}}}{\pi} - R_{\text{ист}} I_{=}; \tag{22}$$

$$U_{=0} = \frac{2U_{\text{макс}}}{\pi}; \tag{23}$$

$$I_{=\text{к}} = \frac{2U_{\text{макс}}}{\pi R_{\text{ист}}}. \tag{23а}$$

Наибольшее напряжение в обратном направлении получается в момент времени t_1 и t_2 и равно $2U_{\text{макс}}$.

Графические изображения соотношений (21) и (22) представляют собой нагрузочные характеристики одно- и двухполупериодного выпрямителя. Чтобы получить нормированные характеристики, значения $U_{=}/U_{\text{макс}}$ обычно наносят в функции $I_{=}/I_{=\text{к}}$. Согласно уравнений (21) и (22) эти характеристики должны быть линей-

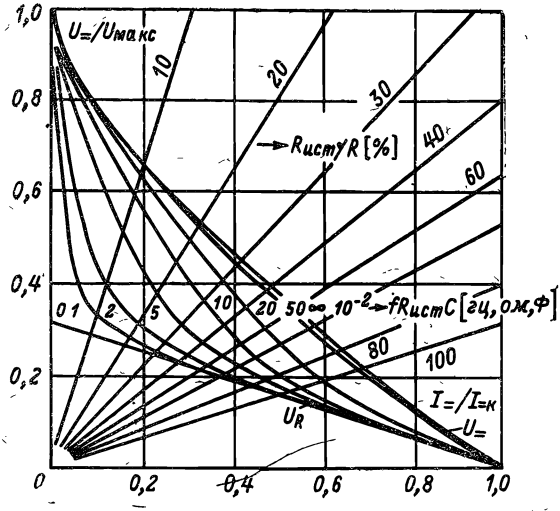


Рис. 4-3. Нагрузочные характеристики однополупериодного выпрямителя, нагруженного конденсатором или активным сопротивлением.

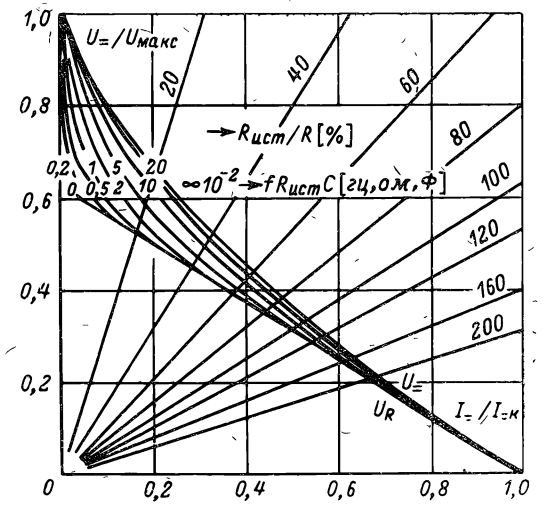


Рис. 4-4. Нагрузочные характеристики двухполупериодного выпрямителя, нагруженного конденсатором или активным сопротивлением.

ными. Однако, как это видно из рис. 4-3 и 4-4, они слегка искривлены (обозначены через U_R), что можно объяснить изменением сопротивления диода.

4-1-2. Режим работы с емкостной нагрузкой

Совершенно другие соотношения получаются, когда параллельно нагрузочному сопротивлению подключен конденсатор C большой емкости (рис. 4-5). Теперь ток i_2 протекает только в течение промежутка времени t_{ab} (рис. 4-6,*а*), когда напряжение на входе u_1 больше напряжения на зажимах конденсатора.

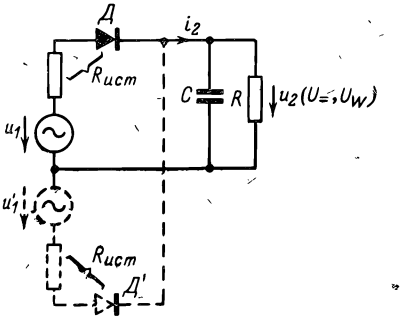


Рис. 4-5. Однополупериодный выпрямитель, нагруженный конденсатором. Двухполупериодная схема получается добавлением пунктирной части.

Предположим, что емкость конденсатора столь велика, что напряжение на выходе в течение периода изменяется незначительно. Тогда устанавливается значение напряжения $U_=$, при котором заряд Q_{ab}, получаемый конденсатором в течение промежутка времени t_{ab}, равен заряду, теряемому им за целый период T. Исходя из этого условия можно вычислить значение выпрямленного тока $I_=$. Для однополупериодной схемы получим:

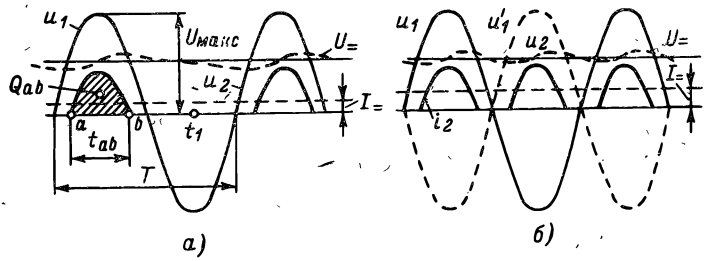


Рис. 4-6. Напряжения и токи выпрямителя, нагруженного конденсатором.

а — однополупериодная схема; *б* — двухполупериодная схема.

$$I_{=}=\frac{U_{\text{макс}}}{\pi R_{\text{ист}}}\left[\sqrt{1-\left(\frac{U_{=}}{U_{\text{макс}}}\right)^{2}}-\frac{U_{=}}{U_{\text{макс}}}\arccos\frac{U_{=}}{U_{\text{макс}}}\right], \quad (24)$$

для двухполупериодной схемы этот результат удваивается.

Для упрощения синусоидальную функцию можно, с некоторым приближением, заменить параболой, и тогда для промежутка времени t_{ab} получим следующее выражение:

$$t_{ab}=\frac{T}{2}\sqrt{\frac{U_{\text{макс}}-U_{=}}{U_{\text{макс}}}}. \quad (25)$$

Теперь, использовав это значение и известную формулу площади, заключенной внутри синусоидальной полуволны, можно определить заряд, получаемый конденсатором, а затем и среднее значение выпрямленного тока. Для случая однополупериодного выпрямления ток равен:

$$I_{=}=\frac{U_{\text{макс}}-U_{=}}{\pi R_{\text{ист}}}\sqrt{\frac{U_{\text{макс}}-U_{=}}{U_{\text{макс}}}}; \quad (26)$$

для двухполупериодного выпрямления этот результат удваивается.

Вполне понятно, что эти формулы приближенны и максимальная погрешность их может достигать 6%; точный результат по этим формулам может быть получен только для напряжения холостого хода и тока короткого замыкания.

Уравнения (24) и (26) дают нагрузочные характеристики выпрямительных схем для случая бесконечно большой емкости конденсатора. Характеристики для различных значений U_C изображены на рис. 4-3 и 4-4. Эти характеристики нелинейны, поэтому нелинейны и выпрямительные схемы.

Если емкость конденсатора имеет конечное значение, то напряжение на его зажимах u_2 в течение промежутка времени t_{ab} возрастает по кривой, изображенной пунктиром на рис. 4-6; максимальное значение напряжения, а также величина заряда, получаемого конденсатором, соответственно уменьшаются. Соотношения эксплуатационных параметров зависят от отношения сопротивления $R_{\text{ист}}$, которое определяет величину зарядного тока, к реактивному сопротивлению конденсатора, поэтому они характеризуются параметром $fR_{\text{ист}}C$.

Нагрузочные характеристики можно построить без всяких вычислений для различных значений параметра $fR_{ист}C$ путем непосредственных измерений у выпрямителя. Результаты этих измерений в унифицированном виде показаны на рис. 4-3 и 4-4. Ранее полученные кривые U_R и U_C представляют собой предельные случаи для $fR_{ист}C=0$ и $fR_{ист}C=\infty$. Кроме того, чтобы пользоваться этим графиком, необходимо еще знать соотношения $R_{ист}/R$, которые в виде семейства прямых изображены на том же графике.

Так как отношение $I_{=}/I_{=к}$ в большинстве случаев не представляет интереса, целесообразно построить этот график в другой системе координат, в которой отношение $I_{=}/I_{=к}$ заменено отношением $R_{ист}/R$. Такие характеристики для относительного постоянного напряжения $U_{=}/U_{1\,действ}$ (при этом $U_{1\,действ}$ — действующее значение напряжения u_1 на входе) изображены на рис. 4-7 и 4-8 (семейство кривых *1*). При этом значения отношений $R_{ист}/R$ выбраны так, что кривая для $fR_{ист}C=0$ получилась такая же, как на рис. 4-3 и 4-4. Благодаря этому удалось получить нагрузочные характеристики, которые наглядны и удобны для применения.

При конечном значении емкости конденсатора напряжение на выходе u_2 имеет переменную составляющую, которая может быть разложена на основную и высшие гармонические составляющие. Так как в цепи потребителя обычно имеются еще другие звенья фильтра, которые подавляют высшие гармонические составляющие в большей степени, чем основную гармоническую составляющую, то достаточно учитывать только значение основной составляющей. Основная гармоническая составляющая при однополупериодном выпрямлении имеет частоту источника питания, а при двухполупериодном — его удвоенную частоту. Относительные величины этой основной гармонической составляющей $U_{W\,действ}/U_{=}$ показаны на рис. 4-7 и 4-8 в виде семейства кривых *2*, при этом максимальное значение определено расчетным путем, а все остальные значения измерены. Для расчета питающего трансформатора необходимо знать еще действующее значение тока $I_{1\,действ}$ во вторичной обмотке. Эти значения также даны на рис. 4-7 и 4-8 в виде семейства кривых *3*, при этом самая верхняя кривая вычислена, а остальные получены путем измерений.

Приведенные три семейства кривых *1*, *2* и *3* вполне достаточны для расчета выпрямителя. Можно, например, сделать так, чтобы выходное сопротивление питающего трансформатора $R_2 \approx (w_2/w_1) R_1$ (при этом R_2, R_1, w_2 и w_1

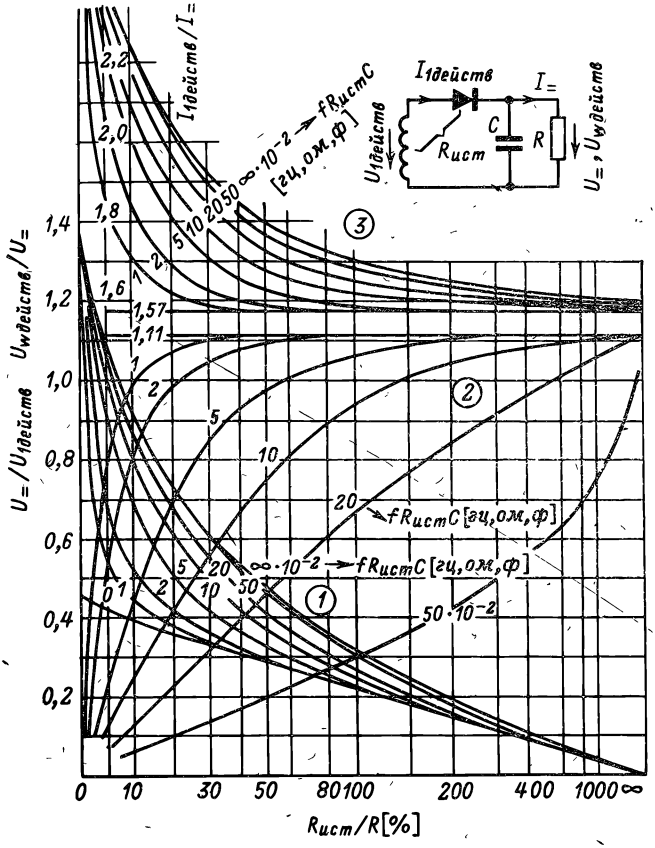


Рис. 4-7. Характеристики однополупериодного выпрямителя, нагруженного конденсатором.

соответственно активные сопротивления и числа витков вторичной и первичной обмоток) увеличивалось на среднее значение сопротивления применяемого диода. Это сопротивление можно, например, оценить из характеристики диода как отношение напряжения и тока, который необходим для заданной нагрузки.

Тем самым становится известным сопротивление $R_{ист}$ при заданных нагрузке R и емкости конденсатора C, а следовательно, и значения $R_{ист}/R$ и $fR_{ист}C$. Тогда из семейства кривых *1* находят для этих значений коорди-

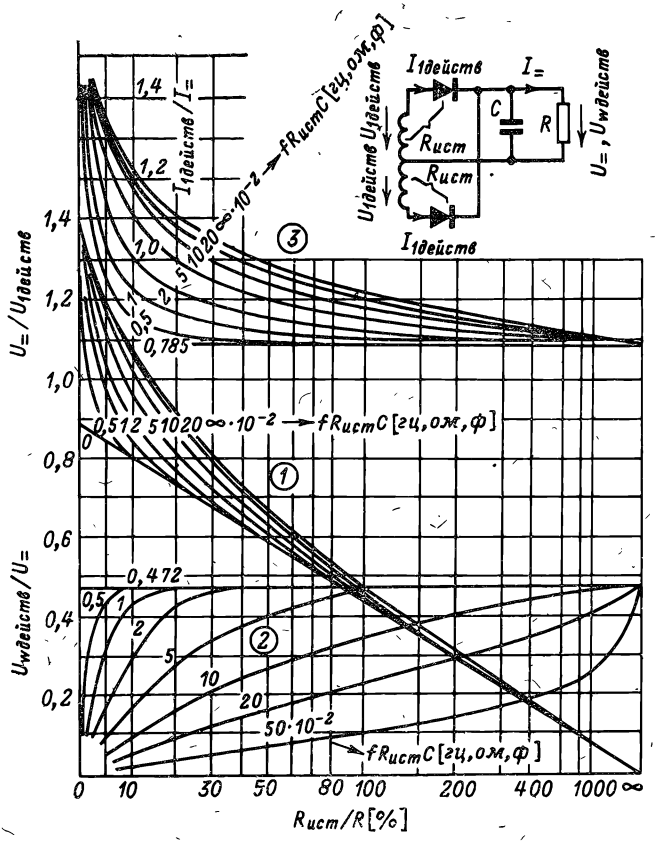


Рис. 4-8 Характеристики двухполупериодного выпрямителя, нагруженного конденсатором.

наты $U_=/U_{1\,действ}$ и определяют значение постоянного напряжения $U_=$. Из семейства кривых *2* находят координату $U_{W\,действ}/U_=$, характеризующую пульсацию, а из семейства кривых *3* — координату $I_{1\,действ}/I_=$, из которой определяется ток во вторичной обмотке.

4-1-3. Режим работы с дроссельным фильтром

В практике часто перед нагрузкой включается дроссель фильтра L, как это показано на рис. 4-9. Положим, что дроссель имеет очень большую индуктивность и пренебрежимо малое активное сопротивление. Вследствие большой индуктивности в цепи протекает неизменный ток $i_2 = I_=$. Этот ток в течение промежутка времени t_{ad} протекает через диод $Д$ (рис. 4-10) и создает на сопротивлении $R_{ист}$ постоянное падение напряжения, и поэтому потенциал точки x (рис. 4-9) изменяется по кривой u_x. К моменту времени d потенциал точки x равен потенциалу анода запертого до этого диода $Д'$, вследствие чего через него сначала протекает часть тока, а к моменту времени f весь ток, тогда как диод $Д$ заперт. Таким образом, в течение промежутка времени t_{df} ток распределяется на оба диода, падение напряжения уменьшается и напряжение u_x изменяется по d—f. Так как переменная составляющая напряжения подавляется дросселем, то напряжение на выходе равно среднему значению u_x, в данном случае за вычетом падения напряжения на активном сопротивлении дросселя. Если пренебречь небольшим треугольником d-e-f и считать, что изменение происходит по d-f, то тогда среднее значение напряжения будет равно:

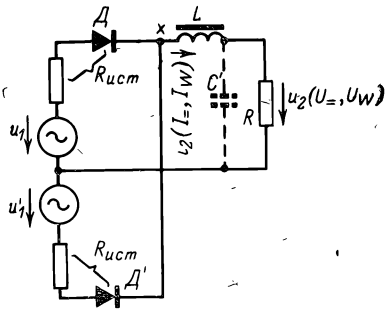


Рис. 4-9 Двухполупериодный выпрямитель с дроссельным фильтром.

$$U_= = \frac{2U_{макс}}{\pi} - R_{ист} I_=. \qquad (27)$$

Таким образом, двухполупериодный выпрямитель с большим дросселем дает примерно такое же напряжение, как и без дросселя; это означает, что напряжение на выходе практически не зависит от величины индуктивности.

Однако часто параллельно нагрузке выпрямителя подключают конденсатор C', вследствие чего соотношения при конечном значении индуктивности изменяются.

Разность потенциалов u_x—$U_=$ на дросселе способствует тому, что протекающий через него ток i_2 теперь минимален к моменту времени b (рис. 4-10 внизу) и максимален в момент времени c. Полное изменение тока Δi_2 пропорционально заштрихованной площади. Если емкостное сопротивление конденсатора C' пренебрежимо

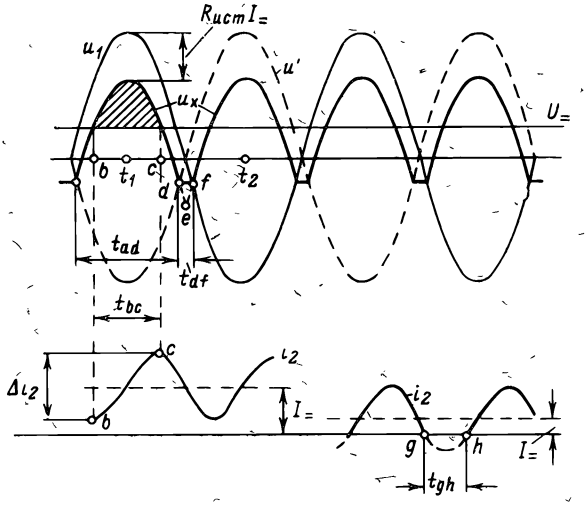


Рис 4-10. Напряжения двухполупериодного выпрямителя с дроссельным фильтром; токи при средней и малой нагрузках.

мало по сравнению с индуктивным сопротивлением дросселя L, то изменение тока Δi_2 равно:

$$\Delta i_2 = \frac{0{,}067 U_{макс}}{fL}. \qquad (28)$$

Если ток на выходе $I_=$ превышает половину этого значения, то ток в течение промежутка времени t_{gh} (рис. 3-10 снизу и справа) должен был бы изменить свое направление на обратное, чему, однако, препятствуют диоды. Поэтому ток в дросселе в течение этого промежутка времени не протекает, таким образом, его среднее значение превышает выходной ток. Эта разность токов подзаряжает конденсатор, и поэтому напряжение на его зажимах возрастает до максимального значения $U_{макс}$ при очень малом потреблении тока. Соответствую-

щие характеристики для различных значений параметра $R_{ист}/fL$ изображены в виде семейства кривых на рис. 4-11, из которого видно, что они подобны характеристикам двухполупериодного выпрямителя с емкостной нагрузкой. Для точки, в которой характеристики отличаются от кривой $R_{ист}/fL=0$, приближенно следует

$$\frac{R_{ист}}{R} \approx 0{,}055\,\frac{R_{ист}}{fL}. \qquad (29)$$

При этом нужно иметь в виду, что на практике могут возникать существенные отклонения от этих характеристик, так как индуктивность дросселя со стальным сердечником зависит от величины протекающего через него постоянного тока. При увеличении тока рабочая точка переходит к характеристикам, которые соответствуют большему значению $R_{ист}/fL$, и напряжение снижается медленнее, т. е. в известной степени как бы стабилизируется [Л. 20].

На рис. 4-11 приведены в виде семейства кривых *2* относительные величины составляющей выходного тока I_W с частотой $2f$. Так как кривые $I_{W\,действ}/I_=$ связаны с семейством кривых *1*, здесь же нанесены обратные значения $I_=/I_{W\,действ}$. Следует отметить, что для значений $R_{ист}/fL>5$ результаты неточны, так как при наличии даже малой индуктивности делается заметным влияние емкостного сопротивления конденсатора. По току, определяемому из графика, представляется возможность рассчитать переменную составляющую напряжения, которая получается при параллельном соединении сопротивления нагрузки R с конденсатором C':

$$U_{W\,действ} = I_{W\,действ}\,\frac{R}{\sqrt{1+(4\pi fRC')^2}}. \qquad (30)$$

У семейства кривых, изображенных на рис. 4-11, аналогично, как и ранее, нанесены действующие значения входного тока.

Однополупериодный выпрямитель с дроссельным фильтром. У однополупериодного выпрямителя соотношения параметров коренным образом отличаются от соотношений, полученных для двухполупериодного выпрямителя. Слишком большая индуктивность препятствует прекращению протекания тока и тем самым вентильному действию диода. Потенциал в точке x в течение полного периода следует за изменением входного напряжения, и тогда среднее значение

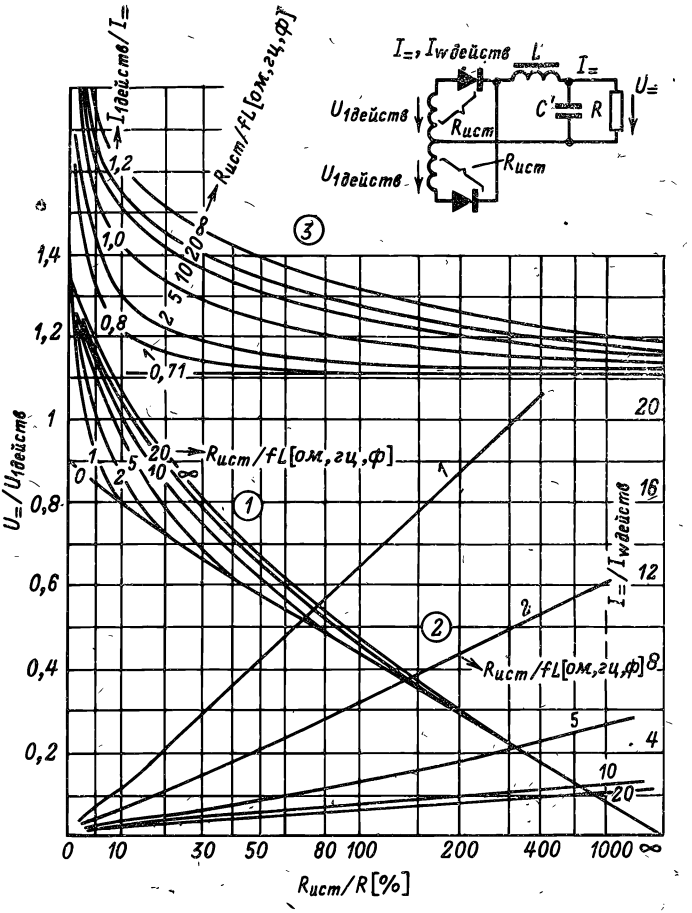


Рис. 4-11. Характеристики двухполупериодного выпрямителя с дроссельным фильтром.

получается равным нулю. Поэтому, когда работают с однополупериодным выпрямителем, нужно, чтобы дроссель имел ограниченное значение индуктивности.

В начале положительного полупериода через диод начинает протекать ток i, который изменяется согласно следующему уравнению:

$$u_1 = L\frac{di}{dt} + R_{ист}i + Ri. \qquad (31)$$

Изменение этого тока показано на рис. 4-12. Максимальное значение тока i получается вблизи перехода напряжения через нуль, затем он опять падает. В момент времени b он изменяет свое направление, чему, однако, препятствует вентильное действие диода. Поэтому протекание тока прекращается и начинается вновь в том же направлении только в момент времени a'. В случае короткого замыкания, особенно когда сопротивление $R_{ист}$ мало по сравнению с индуктивным сопротивлением дросселя, время прекращения протекания тока t_{ba} равно только доле периода. Тогда среднее значение тока короткого замыкания $I_{=к}$ равно приблизительно половине амплитуды $I_{макс}$:

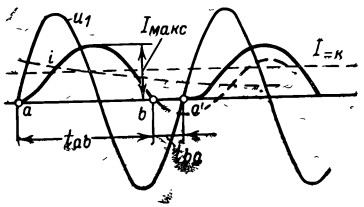


Рис. 4-12. Изменение тока двухполупериодного выпрямителя с дроссельным фильтром.

$$I_{=к} \approx \frac{I_{макс}}{2} = \frac{U_{макс}}{\omega L}. \qquad (32)$$

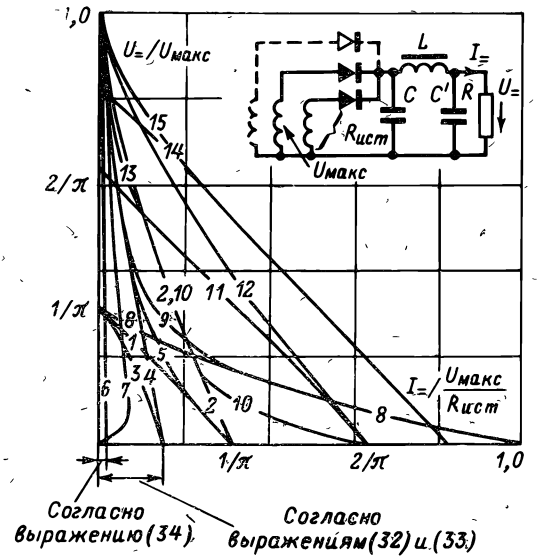


Рис. 4-13. Характеристики однополупериодного выпрямителя с вспомогательным диодом. При $R_{вн}/L$ точное значение отношения $I_=/I_{W\,действ}$ зависит от емкости конденсатора C.

Ток короткого замыкания равен приблизительно половине максимального значения переменного тока, который протекал бы при короткозамкнутом диоде. Нагрузочная характеристика рис. 4-13, изменяется или по кривой *3* при чисто активной нагрузке или по кривой *4*, когда нагрузка шунтирована конденсатором C' большой емкости.

4-1-4. Режим работы с *LC*-фильтром

В рассмотренной ранее схеме однополупериодного выпрямителя, когда к конденсатору параллельно подключена нагрузка, разряд его происходит по экспоненциальной функции, как это показано на рис. 4-14,*а*. Часто последовательно с нагрузкой после конденсатора включают еще дроссель и тогда разряд конденсатора происходит приблизительно с неизменным значением тока, напряжение при этом изменяется линейно (рис. 4-14,*б*). При двухполупериодном выпрямителе это не оказывает влияния на нагрузочную характеристику, так как время разряда сравнительно мало. Следует отметить, что при однополупериодном выпрямлении конденсатор может полностью разряжаться до напряжения, равного нулю (рис. 4-14,*в*).

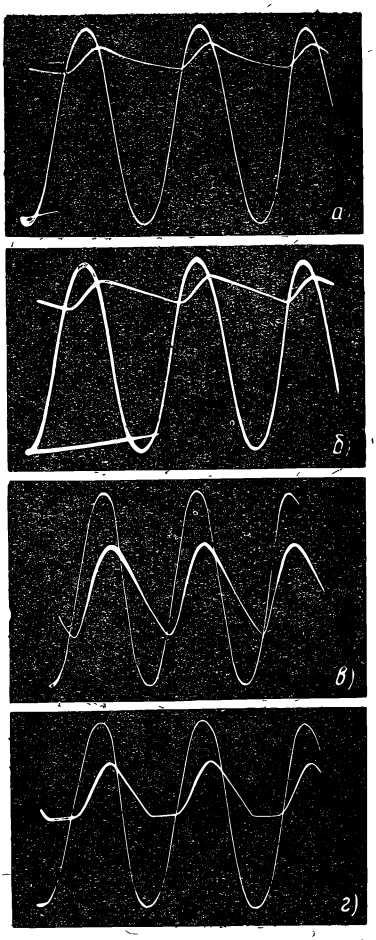


Рис. 4-14. Осциллограмма изменения напряжения на зажимах конденсатора, подключенного к однополупериодному выпрямителю.

а — нагрузка подключена непосредственно к конденсатору, *б* — нагрузка подключена через дроссель, *в* — так же, как и *б*, но нагрузка больше, *г* — так же, как и *в*, но с вспомогательным диодом.

Рассмотрим более подробно, как изменяется режим работы однополупериодного выпрямителя с конденсатором конечной емкости на нагрузке от подключения дросселя с большой индуктивностью (рис. 4-15). Для упрощения примем, что как сопротивление $R_{ист}$, так и активное сопротивление дросселя, пренебрежимо малы по сравнению с его индуктивным сопротивлением. При заряде конденсатора напряжение на его зажимах изменяется так же, как и на входе, тогда как при разряде

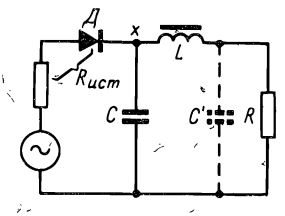


Рис. 4-15. Однополупериодный выпрямитель с *LC*- или *CLC*-фильтром.

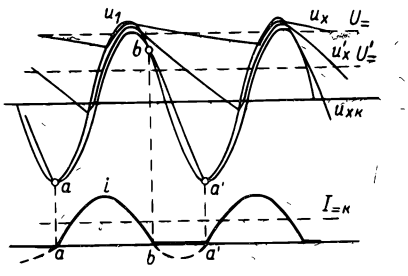


Рис. 4-16. Напряжения и токи однополупериодного выпрямителя с *LC*-фильтром.

оно снижается линейно и его изменение в зависимости от величины нагрузки соответствует одному из случаев u_x или u'_x, показанных на рис. 4-16. Напряжение на выходе $U_=$ равно среднему значению напряжения u_x.

В случае короткого замыкания напряжение $u_{xк}$, когда его среднее значение равно нулю, в течение промежутка времени t_{ab}, т. е. в течение почти всего периода, изменяется по кривой напряжения на входе u_1 и ток диода имеет составляющую переменного тока с амплитудой, равной почти $U_{макс}\,\omega C$, и примерно такой же величины составляющую постоянного тока, равную

$$I_{=к} = U_{макс}\,\omega C. \qquad (33)$$

В действительности схема конечно имеет еще потери в сопротивлениях. Поэтому ток прерывается на короткий промежуток времени t_{ba}, вследствие чего его среднее значение немного меньше, чем по выражению (33).

Сравнение с рис. 4-12 показывает, что в этих обоих случаях токи сдвинуты по фазе на 180°; при дроссельном входе ток отстает от напряжения примерно на 90°, а при конденсаторном входе опережает примерно на 90°.

Этот результат можно распространить и на тот случай, когда емкость C и индуктивность L (рис. 4-14) имеют конечные значения. При коротком замыкании на стороне выхода ток диода имеет переменную составляющую, какой она была при короткозамкнутом диоде. Составляющая постоянного тока диода получается почти такой же величины, как амплитуда составляющей переменного тока, так что результирующий ток прерывается только в течение доли периода. Тогда постоянный ток в случае короткого замыкания равен:

$$I_к \approx \left| U_{макс} \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right|. \qquad (34)$$

Осуществление этого режима выпрямления легко понять: при первом отпирании диода возникает процесс коммутации, при котором ток имеет составляющую установившегося режима, зависящую от полной проводимости параллельного соединения C и L, и составляющую переходного режима, которая столь велика, что в первый момент времени полностью компенсирует составляющую установившегося режима. Без диода составляющая переходного режима снижалась бы. Но так как диод при первом изменении направления тока прерывает его, то весь процесс коммутации повторяется каждый период, как это показано на рис. 4-12. Тогда постоянная составляющая этого тока протекает через дроссель и представляет собой выпрямленный ток в случае короткого замыкания. Как видно из выражения (34), при соответствующем выборе емкости или индуктивности на стороне постоянного тока возникает резонанс, при котором может быть ограничен ток короткого замыкания. Тогда вся нагрузочная характеристика имеет вид, показанный на рис. 4-13, кривая *7* (если нагрузка чисто активная) или по кривой *6* (если нагрузка шунтирована вторым конденсатором C').

4-1-5. Режим работы с вспомогательным диодом [Л. 21]

Из рис. 4-16 видно, что потенциал точки x в схеме на рис. 4-15 изменяет свою полярность с увеличением нагрузки, поэтому электролитический конденсатор здесь не может быть применен. Этот недостаток может быть устранен при помощи вспомогательного диода $Д'$

(рис. 4-17), который существенно улучшает свойства однополупериодного выпрямителя. Благодаря наличию диода $Д'$ нагрузка в течение промежутка времени, когда основной диод заперт, питается энергией, накопленной в индуктивности. Таким образом, вспомогательный диод работает в качестве рекуперативного диода. Для лучшего понимания принципа действия вспомогательного диода схему на рис. 4-17 можно представить как двухполупериодную по рис. 4-9, в которой нижний источник остается без напряжения.

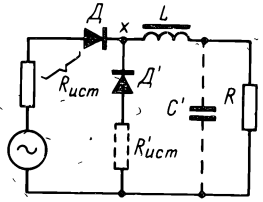


Рис. 4-17. Однополупериодный выпрямитель с вспомогательным диодом.

В течение промежутка времени t_{ad} (рис. 4-18,*а*) через главную ветвь протекает почти неизменный ток $I_=$, который создает падение напряжения $R_{ист}I_=$, а через вспомогательную ветвь ток протекает в течение промежутка времени t_{ce} и создает такое же падение напряжения. В течение промежутка времени t_{ce} ток распределяется на обе ветви и падение напряжения

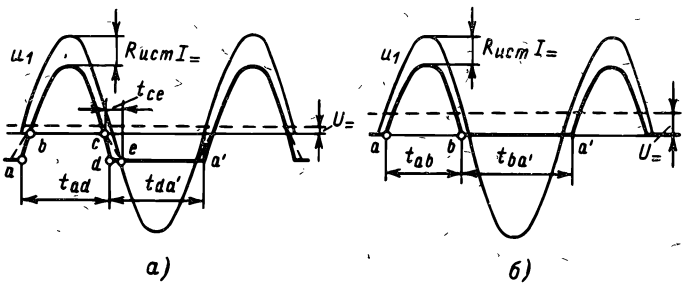


Рис. 4-18. Изменение напряжения на входе дросселя однополупериодного выпрямителя с вспомогательным диодом.

а — сопротивления в обоих ветвях диодов одинаковые; *б* — в цепи вспомогательного диода сопротивления нет

уменьшается. Тогда для среднего значения выпрямленного напряжения получим:

$$U_= = \frac{U_{макс}}{\pi} - R_{ист}I_=.$$

Таким образом, напряжение холостого хода и ток короткого замыкания имеют такие же значения, как при

нормальном однополупериодном выпрямлении, правда только тогда, когда нагрузка не шунтирована конденсатором.

Если же к нагрузке подключен параллельно конденсатор C', то напряжение на выходе при небольших на-

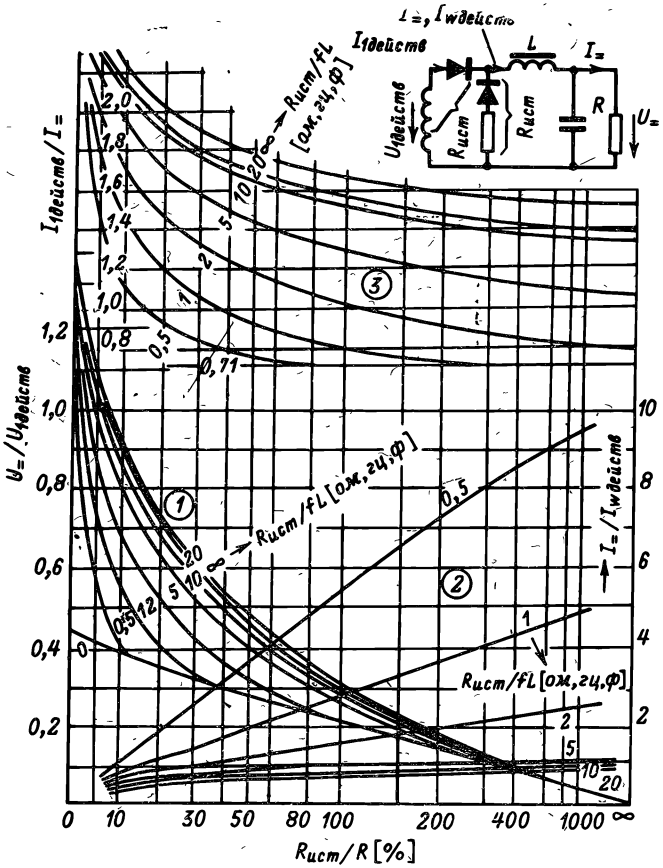


Рис. 4-19. Сравнение нагрузочных характеристик различных выпрямительных схем.

грузках возрастает до максимального значения. Изменение напряжения на выходе в этом случае показано на рис. 4-19 в виде семейства кривых *1*. Там же изображены зависимости относительного значения тока на входе

$I_{1\,\text{действ}}$ и основной гармонической составляющей тока в дросселе $I_{w\,\text{действ}}$.

Интересен режим, когда сопротивление диода по сравнению с сопротивлением источника очень мало, тогда сопротивление $R'_{\text{ист}}$ во вспомогательной ветви практически равно нулю. В этом случае падение напряжения $R'_{\text{ист}}I_{=}$ возникает только в течение промежутка времени t_{ab} (рис. 4-18,*б*). В остальное время t_{ba}, потенциал точки x остается равным нулю. Напряжение u_x изменяется по кривой, показанной на рис. 4-18,*б*, и его среднее значение может быть определено обычным образом, как в § 4-1-2:

$$U_{=} \approx \frac{U_{\text{макс}} - R_{\text{ист}}I_{=}}{\pi} \sqrt{\frac{U_{\text{макс}} - R_{\text{ист}}I_{=}}{U_{\text{макс}}}}. \qquad (35)$$

Ток короткого замыкания $I_{=\text{к}} = U_{\text{макс}}/R_{\text{ист}}$ в этом случае больше, чем при двухполупериодном выпрямлении, при котором он равен $2U_{\text{макс}}/\pi R_{\text{ист}}$. На практике же этот ток немного меньше, так как вспомогательный диод всегда имеет некоторое сопротивление, и может быть такой же величины, как при двухполупериодной схеме. Таким образом, благодаря применению вспомогательного диода получают постоянное напряжение, мало зависящее от нагрузки также и тогда, когда нет возможности применить симметричный источник переменного тока.

Если перед дросселем подключить еще один конденсатор, то вспомогательный диод приобретает значение только при таких нагрузках, при которых напряжение на конденсаторе изменяет свою полярность. Действие его в этом случае видно из рис. 4-14,*г*. Нагрузочная характеристика (кривая *10* на рис. 4-13) сначала имеет такой же вид, как без вспомогательного диода, и только при больших нагрузках отклоняется от нее.

На рис. 4-13 приведены нагрузочные характеристики для различных выпрямительных схем, подробные данные которых собраны в табл. 11. Все схемы рассмотрены как двухполупериодные, при этом для случаев *1—10* во второй ветви напряжение u' равно нулю, так что они фактически являются однополупериодными схемами, работающими с вспомогательным диодом или без него ($R'_{\text{ист}} = \infty$). Фильтры предусмотрены с звеньями *C-L-C'*, однако в отдельных случаях некоторые из этих элементов или также все элементы могут отсутствовать. Для

Таблица 11

Нагрузочные характеристики для различных выпрямительных схем

№ кривой	Выпрямление	u'_1	$R'_{ист}$	C	L	C'
1	Однополу-периодное	0	∞	0	0	0
			$R_{ист}$	0	Любая	0
2	»	0	∞	Большая	0	0
3	»	0	∞	0	Ограничена	0
4	»	0	∞	0	Ограничена	Большая
			∞	Ограничена	Большая	Любая
5	»	0	∞	Ограничена	0	Любая
			$R_{ист}$	0	Ограничена	Большая
6	»	0	∞	C—L в резонансе		0
7	»	0	∞	C—L в резонансе		0
8	»	0	0	0	Большая	0
9	»	0	0	0	Ограничена	Большая
10	»	0	0	Большая	Большая	Любая
11	Двухполу-периодное	$-u_1$	$R_{ист}$	0	Любая	0
12	»	$-u_1$	$R_{ист}$	Большая	Любая	Любая
13	»	$-u_1$	$R_{ист}$	0	Ограничена	Большая
		$-u_1$	$R_{ист}$	Ограничена	0	Любая
14	Трехфазная схема звезда			0	Любая	0
15	То же			Большая	Любая	Любая

сравнения там же даны трехфазные схемы (звезда), которые без нагрузки дают напряжение холостого хода $0{,}827\,U_{макс}$, а с конденсаторным входом — $U_{макс}$. Ток короткого замыкания в обоих случаях равен $0{,}827\,U_{макс}/R_{ист}$.

4-1-6. Мостовые выпрямительные схемы

В рассмотренных ранее схемах источник питания в течение полупериода оставался ненагруженным, поэтому целесообразно подключить для работы в течение второго полупериода второй выпрямитель с поляр-

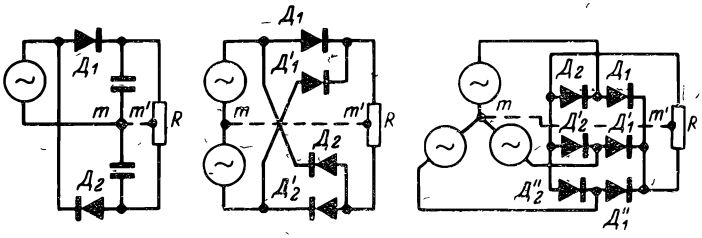


Рис. 4-20. Мостовые схемы выпрямителей.
а — двухполупериодная схема с удвоением напряжения, *б* — однофазная схема, *в* — трехфазная схема

ностью, противоположной первому диоду, который не оказывает никакого влияния на последний. Тогда вместо однополупериодного выпрямителя получается схема, приведенная на рис. 4-20,*а*, которая имеет такие же свойства, как два последовательно включенных однополупериодных выпрямителя. При этом каждый выпрямитель работает на свое собственное нагрузочное сопротивление. Если эти сопротивления равны, то соединение m—m' можно убрать и полученную схему называют двухполупериодной схемой с удвоением напряжения [Л. 22].

Применив в двухполупериодном выпрямителе дополнительно диоды $Д_2$ и $Д'_2$ и ликвидировав соединение m—m', получим схему, показанную на рис. 4-20,*б*. Это так называемая однофазная мостовая схема.

Характеристики мостовой схемы (рис. 4-20,*б*) для случая, если нагрузка шунтирована конденсатором, аналогичны изображенным на рис. 4-8 (характеристики рис. 4-20,*а* аналогичны рис. 4-11), при этом для значе-

ний $R_{вн}$ следует брать удвоенное сопротивление диодов.

Аналогичным образом из трехфазной схемы звезда получается трехфазная схема, изображенная на рис. 4-20,*в*.

Две последние схемы могут работать как с конденсаторным, так и с дроссельным фильтром. Только в двухполупериодной схеме с удвоением напряжения

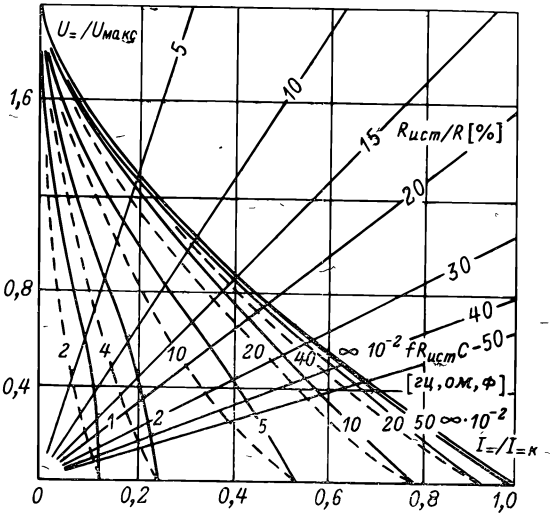


Рис. 4-21. Нагрузочные характеристики двухполупериодного выпрямителя с удвоением напряжения, нагруженного конденсатором. Характеристики, изображенные пунктиром, приведены для схемы с каскадным удвоением напряжения по рис. 4-24,*а*.

конденсаторы необходимы, так как без них обратная цепь тока прерывается. Зависимость между емкостью этих конденсаторов и током короткого замыкания определяется из следующих соображений: при коротком замыкании на стороне выхода оба конденсатора оказываются соединенными параллельно, но с встречной полярностью и поэтому источник питания в течение целого периода нагружен полным сопротивлением $R_{ист}+1/j\,\omega 2C$. Таким образом, амплитуда синусоидального тока равна:

$$I_{макс}=\frac{U_{макс}}{\sqrt{R_{ист}^2+\frac{1}{4\omega^2C^2}}}.$$

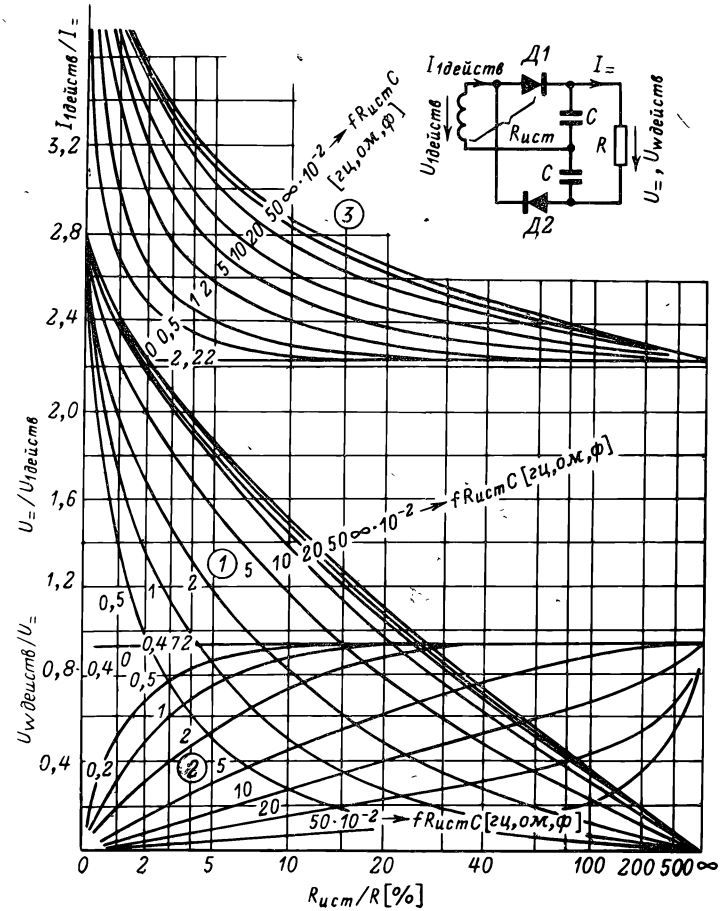


Рис. 4-22. График для расчета двухполупериодной схемы с удвоением напряжения, нагруженной конденсатором.

Половина этого тока всегда протекает в одном направлении через короткозамкнутую сторону постоянного тока, так что среднее значение тока короткого замыкания равно:

$$I_{=к} = \frac{U_{макс}}{\pi R_{ист}} \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(4\pi f R_{ист} C)^2}}} \qquad (36)$$

При очень больших значениях емкостей, т. е. при $R_{ист} f C \to \infty$, этот ток приближается к значению $U_{макс}/\pi R_{ист}$ аналогично однополупериодному выпрямителю. Нагрузочные характеристики для двухполупериодной схемы с удвоением напряжения даны на рис. 4-21 (сплошные линии). Графики, на которых даны также составляющая переменного напряжения на выходе и действующее значение тока на входе, приведены на рис. 4-22.

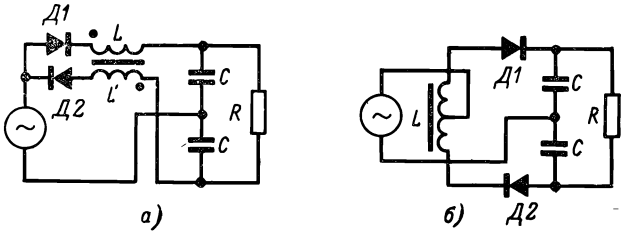


Рис. 4-23. Двухполупериодные схемы с удвоением напряжения и дроссельным фильтром.
а — со сдвоенным дросселем, *б* — с дросселем с отпайкой в средней точке

В двухполупериодной схеме с удвоением напряжения возможно применение симметричных дросселей, как это показано на рис. 4-23 [Л. 21]. В этом случае сердечник дросселя намагничивается поочередно от одной или другой половины обмотки и дроссель работает, как в обычном двухполупериодном выпрямителе, не ограничивая выпрямленного тока.

Если в схеме рис. 4-23,*а* со стороны обоих начал обмотки дросселя подключить два вспомогательных диода к нижнему полюсу источника питания, то получается очень интересная мостовая схема, которая работает как удвоитель двухполупериодного напряжения и на холостом ходу дает удвоенное максимальное напряжение входа.

4-1-7. Каскадные умножители напряжения [Л. 23]

При помощи каскадной схемы, изображенной на рис. 4-24,*а*, можно выпрямленное напряжение умножить в любое число раз. Для лучшего понимания принципа действия этой схемы примем, что точка *0* заземлена, и,

следовательно, зажим *1* имеет потенциал u_1. Участок схемы источник-$Д_1$-C_1 работает как однополупериодный выпрямитель и конденсатор C_1 в течение промежутка

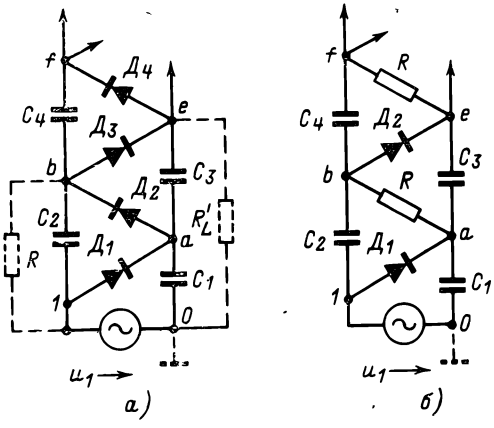


Рис. 4-24 Каскадные умножители напряжения.

а — схема Делона, *б* — четные диоды замещены сопротивлениями

времени t_{mn} заряжается током i_C до напряжения $u_a = U_{C1} = U_{макс} - \Delta U$ (рис. 4-25), которое согласно уравнению (23) или (26) зависит от нагрузки и меньше максимального значения $U_{макс}$ напряжения на выходе u_1 на величину падения напряжения ΔU.

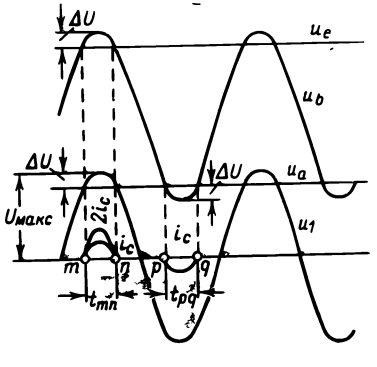


Рис. 4-25. Напряжения и токи в схеме Делона.

В течение промежутка времени t_{pq} конденсатор C_2 через диод $Д_2$ заряжается напряжением $u_a - u_1$, так как это напряжение имеет амплитуду, равную $2U_{макс} - \Delta U$, и в процессе этого заряда опять возникает падение напряжения ΔU; конденсатор C_2 заряжается до напряжения $u_b - u_1 = 2U_{макс} - 2\Delta U = 2U_{=1}$. Аналогичным образом конденсатор C_3 через диод $Д_3$ заряжается в течение

промежутка времени t_{mn} до напряжения $u_c - u_a = 3U_{=1}$ и т. д. У правых зажимов по отношению к земле получаются напряжения $U_{=1}$, $3U_{=1}$, $5U_{=1}$ и т. д., а у левых зажимов — напряжения $2U_{=1}+u_1$, $4U_{=1}+u_1$ и т. д. При холостом ходе эти напряжения возрастают в число раз, кратное максимальному напряжению $U_{макс}$.

Таким образом, каскадная схема с p диодами и p конденсаторами достаточной емкости должна давать напряжение, в p раз большее напряжения $U_{=1}$ однополупериодного выпрямителя, нагруженного тем же током.

Это справедливо только тогда, когда емкость конденсаторов столь велика, что параметр $fR_{ист}C$ для каждой цепи заряда равен по меньшей мере 0,5. Для первого каскада это условие легко выполнимо. С увеличением числа каскадов выполнение этого условия делается все труднее, так как, например, в третьем каскаде включены последовательно уже три конденсатора. Поэтому эти каскады вкладывают меньшую долю в общее напряжение и в действительности результирующее напряжение получается меньше.

Источник питания в промежутки времени t_{mn} нагружен суммой зарядных токов нечетных каскадов, а в промежутке времени t_{pq} — суммой зарядных токов четных каскадов. Таким образом, у умножителя напряжения с четным числом каскадов нагрузка в течение обоих полупериодов одинаковая и ток на входе не имеет составляющей постоянного тока, тогда как при нечетном числе каскадов через источник питания протекает ток нагрузки $I_{=}$. Этот вывод следует также из рис. 4-24,*а*, когда нагрузка подключена к зажимам 1 — *b* или *o* — *e* второго или третьего каскада.

Для сравнения с двухполупериодной схемой с удвоением напряжения вычислим ток короткого замыкания каскадного удвоителя напряжения. При коротком замыкании зажимов *b-1* в схеме на рис. 4-24,*а* к диоду $Д_1$ параллельно подключается диод $Д_2$ с противоположной полярностью и поэтому источник питания в течение обоих полупериодов нагружен полным сопротивлением $R_{ист}+1/j\omega C_1$ и амплитуда тока равна:

$$I_{макс}=\frac{U_{макс}}{\sqrt{R_{ист}^2+\frac{1}{\omega^2 C_1^2}}}$$

Этот ток протекает через короткозамкнутые выходные зажимы только в течение полупериода, и поэтому его среднее значение

$$I_{=к} = \frac{U_{макс}}{\pi R_{ист}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi f R_{ист} C_1)^2}}}. \qquad (37)$$

Из полученного выражения следует, что ток короткого замыкания равен току двухполупериодной схемы с удвоением напряжения, конденсаторы которой имеют

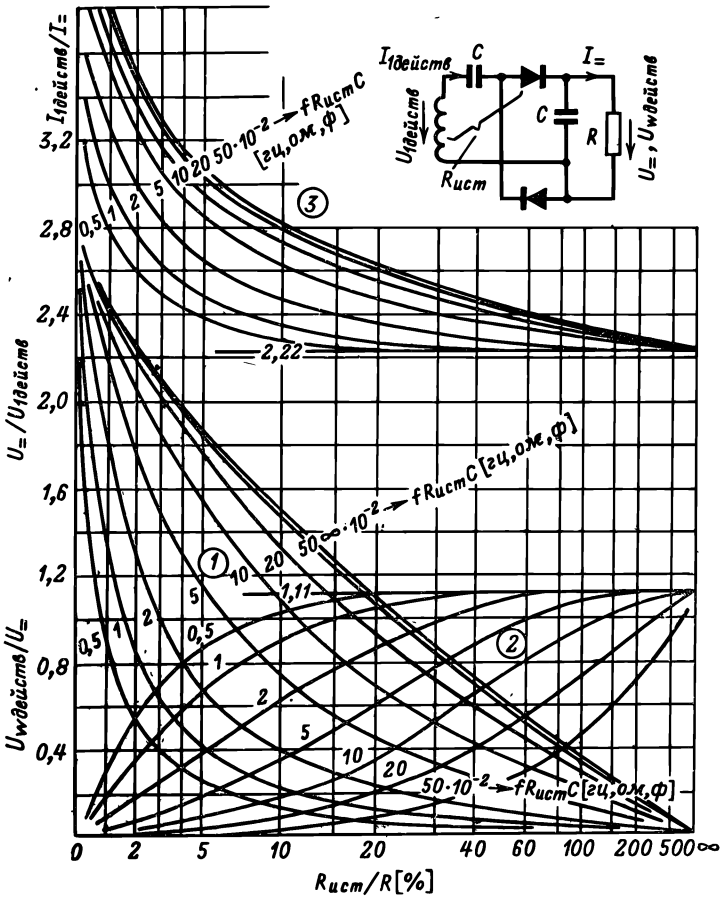


Рис. 4-26. График для расчета умножителя напряжения по схеме Делона (емкость обоих конденсаторов одинакова).

вдвое меньшую емкость На рис. 4-21 пунктиром изображены нагрузочные характеристики, а на рис. 4-26 дан график для расчета каскадных удвоителей напряжения.

В другом варианте четные диоды замещены резисторами R (рис. 4-24,*б*), значения которых должны быть значительно больше реактивного сопротивления конденсаторов, но меньше сопротивления нагрузки. Так как

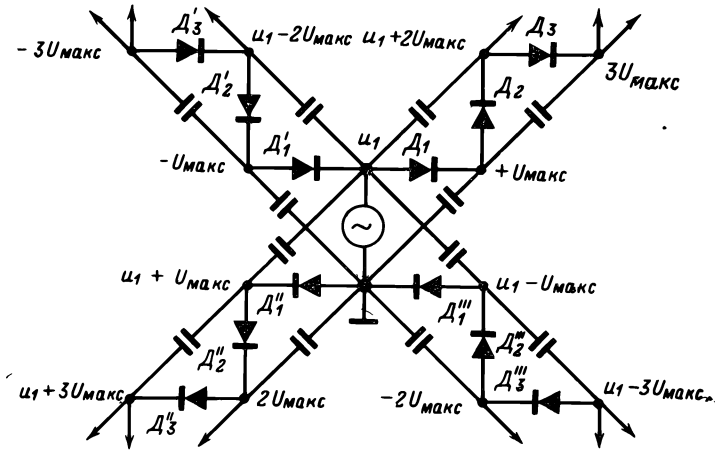


Рис. 4-27. Четырехплечная схема каскадного умножителя напряжения.

элементы схемы $R-C_2$, $R-C_4$ и т. д. не увеличивают выходного напряжения, то у каскадной схемы, которая содержит p диодов и $(2p-1)$ конденсаторов, напряжение холостого хода равно $pU_{макс}$, которое в режиме нагрузки уменьшается на величину падения напряжения на сопротивлении, равную $(p-1)RI_{=}$. Поэтому каскадная схема целесообразна только тогда, когда выпрямитель работает практически ненагруженным.

При помощи других диодов, включенных с встречной полярностью, получают четырехплечую схему умножителя напряжения в любое число раз (рис. 4-27). Преимущество этой схемы состоит в том, что во всех своих вариантах стороны переменного и постоянного тока имеют общий зажим, который может быть заземлен.

4-1-8. Двухполупериодный умножитель напряжения

Мостовые выпрямительные схемы также могут быть включены в каскады по рис. 4-28,*а* или по рис. 4-28,*б*. Первая схема выполняется в виде каскадов мостовых выпрямительных схем, которые со стороны переменного тока питаются от общего источника через разделительный конденсатор *С*. Вторая схема выполняется из двух простых каскадных схем, стороны постоянного тока ко-

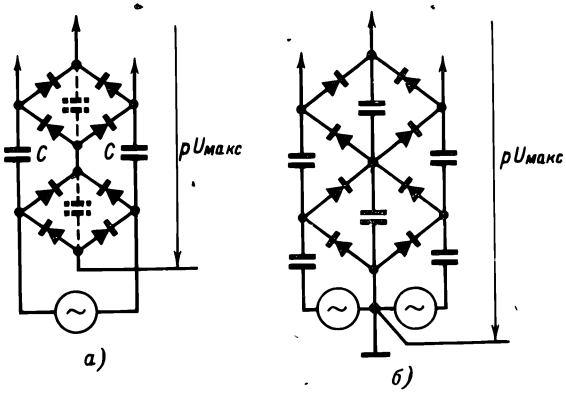


Рис. 4-28. Двухполупериодные умножители напряжения.
а — с мостовыми схемами; *б* — с каскадной схемой.

торых включены параллельно. Свойства этих схем нетрудно установить на основании анализа использованных в них соответствующих основных схем.

4-1-9. Нагрузочная способность выпрямительных диодов

До сих пор мы рассматривали главным образом соотношения параметров на выходе выпрямительных схем без учета нагрузок диодов. Изготовители дают обычно допустимый средний ток диода и его максимальное значение. Так как максимальный ток полностью загруженного выпрямителя в нормальном режиме не намного превышает среднее значение тока, то в большинстве случаев его можно совсем не учитывать. Практически совершенно достаточно установить, что средний ток диода не превышается,

То что характерным для диода является среднее значение тока, а не действующее, вытекает из следующих соображений. Среднее значение потерь мощности, которые получаются в любом пассивном элементе в течение периода T при изменяющихся токе $i(t)$ и напряжении $u(t)$, равно:

$$P_a = \frac{1}{T}\int_0^T u(t)\,i(t)\,dt.$$

Если сопротивление пассивного элемента постоянно (рис. 4-29), то справедливо следующее равенство $u(t) = Ri(t)$. После подстановки этого значения получим:

$$P_a = \frac{R}{T}\int_0^T i^2(t)\,dt.$$

Из этого выражения следует, что нагрузка на постоянное сопротивление с линейной характеристикой определяется действующим значением тока.

Если же элемент схемы нелинейный, характеристика которого показана на рис. 4-29, то напряжение U_t практически не зависит от тока, т. е. постоянно по величине, и тогда

$$P_a = \frac{U_t}{T}\int_0^T i(t)\,dt.$$

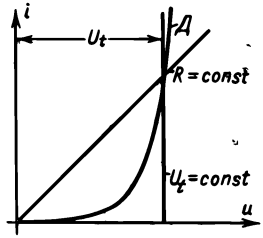


Рис. 4-29. Сравнение вольт-амперной характеристики $Д$ полупроводникового диода с характеристикой R=const линейного сопротивления и с характеристикой U_t=const нелинейного сопротивления.

В этом случае нагрузка характеризуется не действующим, а средним арифметическим значением тока. Характеристика диода $Д$ в прямом направлении очень близка случаю U_t=const (рис. 4-29), так что для нее приближенно является характерным среднее арифметическое значение тока.

Диод нагружается также и в обратном направлении, но так как у нормального диода обратный ток очень мал, то этой частью нагрузки можно пренебречь.

При более высоких частотах добавляются еще другие составляющие нагрузки, которые вызываются накоплением неосновных носителей заряда. При каждом

изменений полярности с прямого направления на обратное через диод проходит кратковременный импульс тока (рис. 4-30), вследствие чего уменьшается среднее значение выпрямленного тока и увеличиваются потери мощности в диоде. При частоте сети 50 *гц* это влияние пренебрежимо мало. Однако при частотах несколько килогерц, которые получаются, например, при преобразовании постоянного тока в переменный, обратный ток, вследствие накопления неосновных носителей заряда, увеличивается столь сильно, что это сказывается на нагрузке диода [Л. 24].

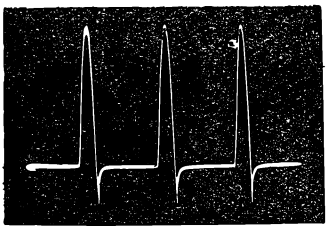


Рис. 4-30. Осциллограммы изменения тока выпрямительного диода с накоплением неосновных носителей заряда.

Следует еще отметить, что сопротивление диода в действительности не постоянно, а изменяется с нагрузкой. Как было упомянуто, вследствие этого изменения нагрузочные характеристики изгибаются книзу, при этом тем больше, чем больше доля сопротивления диода в общем сопротивлении $R_{ист}$. Приведенные ранее графики наиболее точны тогда, когда сопротивление источника по меньшей мере в 3 раза больше среднего значения сопротивления диода. Как правило, учитывают среднее значение сопротивления диода. Неточная оценка величины сопротивления диода обычно не очень сильно влияет на конечный результат, так как одновременно оказывает влияние значение отношения $R_{ист}/R$, а также параметр $fR_{ист}C$ или $R_{ист}/fL$, причем их погрешности противоположны по знаку. Источником другой погрешности является то, что обратное сопротивление диода в действительности не бесконечно велико. Это обстоятельство является причиной некоторого снижения напряжения холостого хода в схемах, работающих с конденсатором на нагрузке. Однако у высококачественных диодов это не имеет большого значения.

4-2. Измерительные выпрямители

Другой очень важной областью применения полупроводниковых диодов являются выпрямители для приборов

магнитоэлектрической системы. В соединении с полупроводниковыми диодами эти измерительные приборы могут быть применены для измерения переменного напряжения и тока при очень высоких частотах.

Приборы такого типа состоят в основном из делителя напряжения или тока, который может быть также заменен измерительным трансформатором для уменьшения амплитуды измеряемой величины до необходимого значения, из выпрямителя и собственно измерительного механизма. Здесь будут рассмотрены не только выпрямители, но и связанные с ними остальные элементы, так как их параметры зависят один от другого.

4-2-1. Схемы включения измерительных выпрямителей

Чаще всего для измерительных приборов находит применение симметричная мостовая схема, приведенная на рис. 4-31,*а*. Этот выпрямитель двухполупериодный,

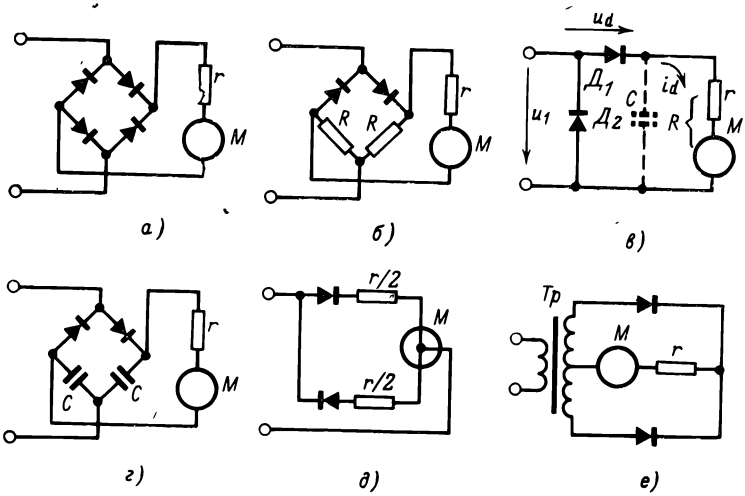


Рис. 4-31. Схемы измерительных выпрямителей.

а — симметричная мостовая схема; *б* — мостовая схема с параллельно включенными диодами; *в* — однополупериодный выпрямитель; *г* — мостовая схема с удвоением напряжения; *д* — схема со средней точкой; *е* — схема с симметричным измерительным трансформатором.

что является его достоинством. Недостаток этого выпрямителя состоит в том, что здесь всегда протекает ток через два последовательно соединенных диода. Вследствие этого падение напряжения на приборе сравнительно

велико, и еще больше искажается равномерность шкалы. Довольно часто применяют половину мостовой схемы (рис. 4-31,*б*), в которой два диода замещены резисторами R. Но эти сопротивления увеличивают потребление и падение напряжения у прибора, поэтому более охотно применяют однополупериодное выпрямление по рис. 4-31,*в*, с которым получают практически те же результаты. В этой схеме собственно измерительным вентилем является диод $Д_1$, а диод $Д_2$ служит в качестве вспомогательного, через который замыкается цепь тока, когда на диод подается полупериод в обратном направлении. Без указанного вспомогательного диода основной диод в обратном направлении нагружается повышенным напряжением. Кроме того, составляющая постоянного тока должна протекать через цепь входа, что исключает возможность проводить измерения в схемах, содержащих конденсаторы. Недостаток однополупериодной схемы состоит в том, что при этом измеряется только один полупериод. Поэтому однополупериодную схему применяют либо когда заранее известно, что оба полупериода одинаковы, либо когда прибор должен показывать среднее арифметическое значение. Как известно, среднее арифметическое значение переменной величины всегда одинаково для обоих полупериодов. Для измерительных цепей применяют также мостовую схему с удвоением напряжения, изображенную на рис. 4-31,*г*, но для нее нужны два конденсатора C большой емкости. Самой выгодной является схема по рис. 4-31,*д*, так как она измеряет оба полупериода, содержит в каждой ветви только один диод и работает без добавочных резисторов и конденсаторов. Однако она имеет недостаток, заключающийся в том, что для измерительного механизма необходимы три подвижных токоподвода.

Двухполупериодная схема по рис. 4-31,*е* имеет все преимущества упомянутых выше схем, но для нее необходим симметричный измерительный трансформатор, и поэтому она применяется только тогда, когда трансформатор необходим также и по другим причинам.

4-2-2. Температурная и частотная компенсация

Так как сопротивление диода с повышением температуры падает, то обычно последовательно с измерительным механизмом включают добавочный резистор $R_{доб}$

с положительным температурным коэффициентом, которое компенсирует температурную погрешность, создаваемую диодом.

При высоких частотах емкость диодов, а отчасти и индуктивность подвижной рамки прибора уменьшают чувствительность его измерительной схемы. У точечных диодов в рассматриваемом нами частотном диапазоне еще не обнаруживается влияния частоты. У вентилей с запирающим слоем критическая частота сравнительно низкая. Для компенсации частотной погрешности у вольтметра, например, можно полностью или частично шунтировать добавочный резистор конденсатором. Другая возможность состоит в том, что сторона постоянного тока шунтируется конденсатором такой большой емкости, чтобы возникающее от этого повышение напряжения как раз компенсировало частотную погрешность.

4-2-3. Форма и совпадение шкал

Пропорциональность между переменным напряжением на входе и постоянным напряжением на выходе получается только тогда, когда напряжение, подлежащее измерению, больше суммы обратных напряжений всех работающих последовательно диодов. При меньших напряжениях на входе диоды работают в области колена вольт-амперной характеристики, в которой эта зависимость примерно квадратична. Более подробно это будет рассмотрено далее. Вследствие этого начальный участок шкалы всегда в той или иной степени сжат, при этом тем сильнее, чем больше нелинейное сопротивление диода по сравнению с постоянным сопротивлением измерительной цепи. Так как у каждого измерительного прибора целесообразно иметь по возможности равномерную шкалу во всех диапазонах измерения, то параметры схемы прибора следует выбирать так, чтобы доля постоянного сопротивления была по возможности большой и одинаковой для всех диапазонов.

Поэтому нерационально у многопредельного вольтметра включать только один добавочный резистор. Вследствие этого доля постоянного сопротивления для более высокочастотных диапазонов измерения больше и шкалы с более низкими диапазонами измерений не совпадают. Аналогично у многопредельного амперметра простое переключение сопротивлений шунтов приводит к тому, что постоянное сопротивление при более высо-

ких диапазонах измерения тока меньше и полного совпадения шкал на всех диапазонах измерения не получается.

Упомянутое условие только тогда выполняется, когда выходное сопротивление схемы делителя напряжения или тока при переключении диапазонов измерения остается неизменным.

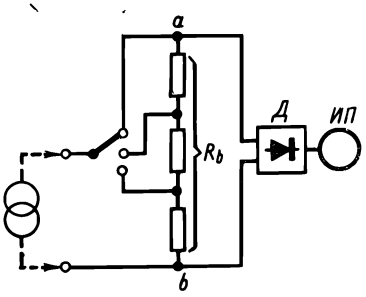


Рис. 4-32. Многопредельный амперметр переменного тока с универсальным шунтом.

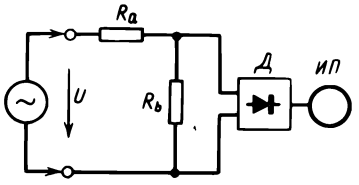


Рис. 4-33. К определению соотношений у делителя напряжения по рис. 4-34.

У многопредельного амперметра это требование легко выполнимо. Для схемы, приведенной на рис. 4-32, выходное сопротивление между зажимами a—b всегда равно значению R_b независимо от положения переключателя. Естественно предполагается, что внутреннее сопротивление источника тока, подлежащего измерению, значительно больше сопротивления измерительного прибора, что всегда имеет место при измерениях тока.

У вольтметров выполнить условие постоянного выходного сопротивления значительно труднее. Для этого имеется несколько возможностей, но каждая из них имеет известные недостатки.

Можно, например, применить делитель напряжения по рис. 4-33. Так как при измерении напряжения всегда можно считать, что измеряемый источник имеет относительно малое внутреннее сопротивление, то этот источник с делителем напряжения можно заменить другим напряжением

$$U' = U \frac{R_b}{R_a + R_b}, \tag{38}$$

и выходным сопротивлением

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b}. \tag{39}$$

Если при переключении диапазонов измерений одновременно изменять оба резистора R_a и R_b, то при соответствующем выборе их значений можно добиться того, что напряжение уменьшается в желаемом соотношении, тогда как выходное сопротивление остается неизменным. Чтобы доля постоянного сопротивления была по возможности большой для наименьшего диапазона измерений U_1, выбирают резистор $R_{b1}=\infty$ и тогда по (38) и (39)

$$U' = U_1 \text{ и } R_{\text{вых}} = R_{a1}.$$

Для большего диапазона измерений с напряжением $U_n = U_1 p_n$ величину U_n нужно уменьшить в p_n раз. Тогда

$$\frac{R_{bn}}{R_{an} + R_{bn}} = \frac{1}{p_n};$$

Так как выходное сопротивление должно оставаться неизменным, следовательно:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{an}R_{bn}}{R_{an} + R_{bn}} = R_{a1}.$$

Из этих двух уравнений получим:

$$R_{an} = p_n R_{a1} \tag{40}$$

и

$$R_{bn} = \frac{p_n}{p_n - 1} R_{a1}. \tag{41}$$

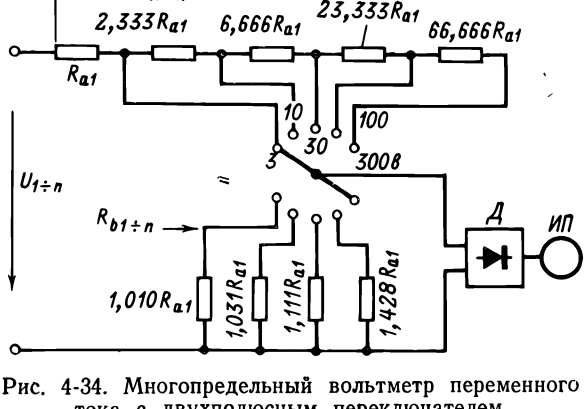


Рис. 4-34. Многопредельный вольтметр переменного тока с двухполюсным переключателем.

Если все резисторы R_{an} соединены последовательно, как это показано на рис. 4-34, то выражение (40) справедливо для результирующего значения подключенных сопротивлений. При этом значение основного резистора R_{a1} должно быть выбрано таким, чтобы при напряжении U_1 получалось полное отклонение стрелки прибора. В качестве примера на рис. 4-34 приведены значения резисторов для вольтметра с диапазонами измерений 3—10—30—100—300 *в*.

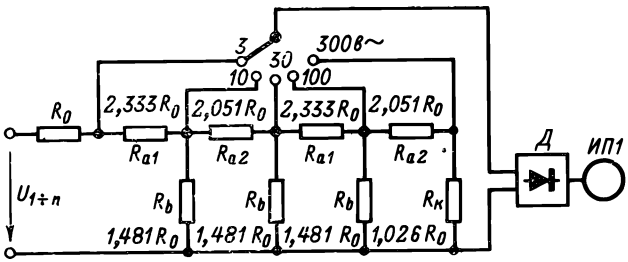


Рис. 4-35 Многопредельный вольтметр переменного тока с однополюсным переключателем.

В схеме по рис. 4-35 можно обойтись однополюсным переключателем. Резисторы здесь включены по типу известного ступенчатого регулируемого сопротивления с постоянным значением сопротивления на выходе. Для нормального случая, когда чередуясь, применяют только два коэффициента соотношений диапазонов измерений p_1 и p_2 (всегда определяют отношение последующего диапазона измерения к предыдущему, например, на рис. 4-34 $p_1=10/3=100/30=3{,}33$ и $p_2=30/10$ и $300/100=3$), можно определить значения отдельных резисторов по следующим формулам:

$$R_{a_1} = R_0(p_1 - 1);$$

$$R_{a_2} = R_0 \frac{p_1(p_2^2+1)}{p_2(p_1+1)};$$

$$R_b = R_0 \frac{p_1(p_2+1)}{p_1 p_2 - 1}.$$

Последний замыкающий резистор $R_к$ в том случае, когда включен после резистора R_{a2}, как это показано на

рис. 4-35, должен быть равен:

$$R_к = R_0 \frac{p_1 (p_2 + 1)}{p_2 (p_1 + 1)}. \quad (42)$$

Если же оно включено после резистора R_{a1}, то его значение должно быть равно R_0, величина которого определяется измерением. Для этого на выпрямитель подают переменное напряжение равное $U_1 p_1/p + 1$ и включают последовательно с измерительным механизмом резистор R такой величины, чтобы получилось полное отклонение стрелки прибора, тогда

$$R_0 = R \frac{p_1 + 1}{p}. \quad (43)$$

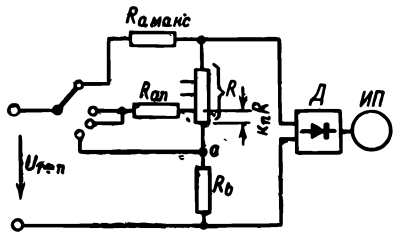


Рис. 4-36. К определению соотношений у делителя напряжения по рис. 4-37.

Значения резисторов на рис. 4-35 даны для тех же диапазонов измерений, что и на рис. 4-34.

Другая схема показана на рис. 4-36 [Л. 26]. Параллельно входу выпрямителя включен шунт $R + R_b$. Измеряемое напряжение подается через добавочный резистор $R_{ап}$ на определенные отпайки шунта R. Так как в нижнем положении переключателя измеряемое напряжение U_1 от точки a подается на выпрямитель через резистор R, то очевидно, что величина его должна быть такая же, как у резистора R_{a1} на рис. 4-34. В других положениях добавочные резисторы $R_{ап}$ и точки отпаек $k_n R$ должны быть выбраны так, чтобы напряжение $U_n = p_n U_1$ при помощи делителя $R_{ап} + (k_n R + R_b)$ снижалось в отношении $1/p_n$. Тогда справедливо равенство

$$\frac{k_n R + R_b}{R_{ап} + k_n R + R_b} = \frac{1}{p_n}. \quad (44)$$

Одновременно выходное сопротивление всего делителя должно иметь такое же значение, как в основной схеме, тогда

$$(1 - k_n) R + \frac{(k_n R + R_b) R_{ап}}{k_n R + R_b + R_{ап}} = R. \quad (45)$$

Так как при наибольшем диапазоне измерения напряжения $p_{макс}U_1$ соответствующий добавочный резистор $R_{a\,макс}$ подключается к концу резистора R, то после подстановки $k_{макс}$ в (45) получим:

$$R_{aмакс}=\frac{R(R+R_b)}{R_b}, \qquad (46)$$

а после подстановки в (44)

$$\frac{R+R_b}{R_{aмакс}+R+R_b}=\frac{1}{p_{макс}}.$$

Подставив в последнее уравнение значение $R_{aмакс}$ из (46), получим:

$$R_b=\frac{R}{p_{макс}-1},$$

а с учетом (44) и (45)

$$k_n=\frac{p_n-1}{p_{макс}-1};$$

$$R_{an}=R\frac{p_n(p_n-1)}{p_{макс}-1}.$$

На рис. 4-37 даны значения резисторов для тех же диапазонов измерений напряжения, что на рис. 4-34 и 4-35.

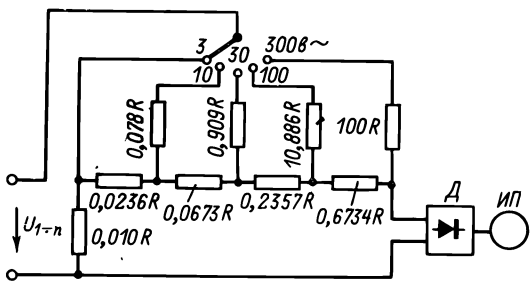


Рис. 4-37. Многопредельный вольтметр переменного тока.

Схема, приведенная на рис. 4-34, потребляет наименьший ток, но для нее нужен двухполюсный переключатель. Чтобы этот переключатель упростить, часто применяют схему по рис. 4-38, в которой добавочный резистор в цепи напряжения R_b одновременно служит шунтом для

диапазонов измерения тока. В этой схеме, правда, получается только приближенное совпадение шкал, но при соответствующем выборе шунта можно получить минимальные погрешности.

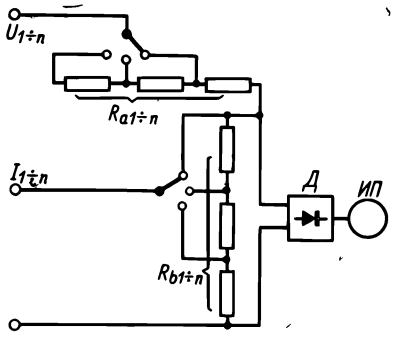


Рис. 4-38. Многопредельный вольтметр переменного тока с примерно совпадающими шкалами.

4-2-4. Измерение очень малых напряжений [Л. 27]

Как уже упоминалось, при измерении очень малых напряжений шкала прибора получается неравномерной и приближается к квадратичной. Примем для простоты, что схема измерительной цепи по рис. 4-31,*в* (без изображенного пунктиром конденсатора) содержит только диод $Д_1$. Уравнение (1) характеристики диода может быть разложено в степенной ряд

$$i_d = G_{d0}u_d + \frac{G'_{d0}}{2}u_d^2 + \cdots \qquad (47)$$

При этом $G_{d0} = I_0/U_0$ — значение проводимости для координаты нуль и $G'_{d0} = I_0/U_0^2$ — изменение значения проводимости в зависимости от напряжения. Измерительная цепь имеет сопротивление R, состоящее из сопротивления измерительного механизма и добавочного резистора r, тогда

$$i_d = \frac{u_1 - u_d}{R}. \qquad (48)$$

После подстановки значения u_d из (48) в (47) и если пренебречь членами ряда со степенями более двух, то получим:

$$i_d = u_1 \frac{G_{d0}}{1 + RG_{d0}} + u_1^2 \frac{G'_{d0}}{2(1 + RG_{d0})^3}.$$

Когда измеряемое напряжение u_1 синусоидально и имеет амплитуду $U_{макс}$, то среднее значение первого члена ряда в течение целого числа периодов равно нулю.

Тогда среднее значение тока равно:

$$I_{ср} = \frac{U^2_{макс}}{4} \frac{G'_{d0}}{(1 + RG_{d0})^3}. \quad (49)$$

Второе слагаемое в знаменателе обычно значительно меньше единицы, поэтому приближенно можно записать:

$$I_{ср} \approx \frac{U^2_{макс}}{4} G'_{d0}. \quad (50)$$

Так как выпрямленный ток приблизительно пропорционален квадрату напряжения на входе, то выпрямление можно считать квадратичным. Чувствительность зависит непосредственно от кривизны характеристики G'_{d0} в начале координат. Поэтому если измеряемое напряжение не превышает 0,2 *в*, то лучше применять обращенные диоды.

4-2-5. Влияние формы кривой

При градуировке измерительных приборов на шкале отмечают действующие значения измеряемых величин синусоидальной формы. При несинусоидальной форме прибор показывает действующие значения только тогда, когда диоды работают в квадратичной части характеристики; в линейной части характеристики показания прибора пропорциональны среднему значению, умноженному на 1,11.

Соответствующим расчетом измерительной цепи можно добиться того, что показания прибора будут пропорциональны среднему действующему или максимальному значению измеряемой величины. Так, например, вольтметр с большим добавочным резистором R_a по рис. 4-39,*а*

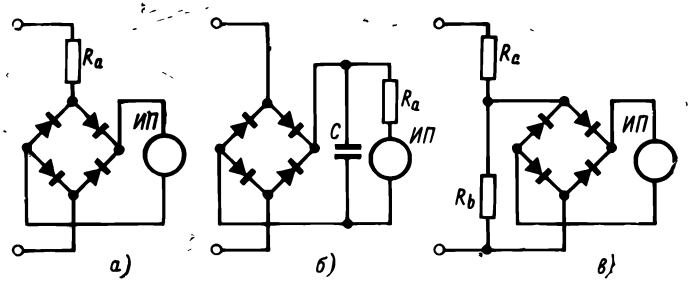


Рис. 4-39. Схемы вольтметров переменного тока.
а — для среднего значения; *б* — для максимального значения, *в* — для действующего значения

дает показания, приблизительно пропорциональные среднему значению напряжения. Если последовательно с измерительным механизмом включен резистор R_a и параллельно этой цепи включен конденсатор C (рис. 4-39,*б*), то показания прибора пропорциональны приблизительно максимальному значению. Делитель напряжения R_a-R_b (рис. 4-39,*в*) уменьшает долю постоянного сопротивления, отчего более заметно влияние нелинейного сопротивления диода. При помощи этой схемы можно получить показания, пропорциональные действующему значению, если соотношение сопротивлений выбрать так, чтобы напряжение на выходе не превышало 0,3 *в*, так как только тогда диоды работают в квадратичной части характеристики.

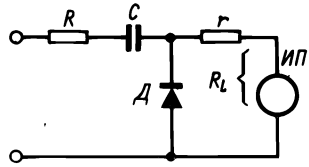


Рис 4-40 Схема вольтметра переменного тока по Буке, показывающего действующее значение.

Другая схема, при помощи которой можно получить показания, пропорциональные действующим значениям, приведена на рис. 4-40 [Л. 28]. Здесь диод включен в качестве параллельного детектора, который принципиально почти ничем не отличается от обычного выпрямителя. Для его работы существенное значение имеет соотношение резисторов R и r: если значение R значительно меньше r, то конденсатор заряжается приблизительно до максимального входного напряжения, которое и показывает прибор; если же, наоборот, резистор R значительно больше r, то прибор измеряет среднее значение. Так как действующее значение несинусоидальных напряжений всегда лежит между средним и максимальным значениями, то соответствующим выбором резисторов, а именно когда $R=(3{,}5\div4)R_L$, можно получить показания, приблизительно пропорциональные действующим значениям.

4-3. Детекторы

Схемы детекторов в зависимости от рода модуляции делятся на различные группы, из которых прежде всего следует упомянуть: амплитудные, фазовые и частотные детекторы.

4-3-1. Детекторы для амплитудной модуляции

На рис. 4-41,*а* показано напряжение, модулированное по амплитуде, где несущая высокой частоты модулирована синусоидальным напряжением сигнала. Одна из распространенных схем детектора изображена на рис. 4-42,*а* (так называемый последовательный детектор), из рисунка видно, что схема аналогична схеме однополупериодного выпрямителя с конденсатором *С*. Конденсатор *С′* служит для запирания составляющей постоянного напряжения.

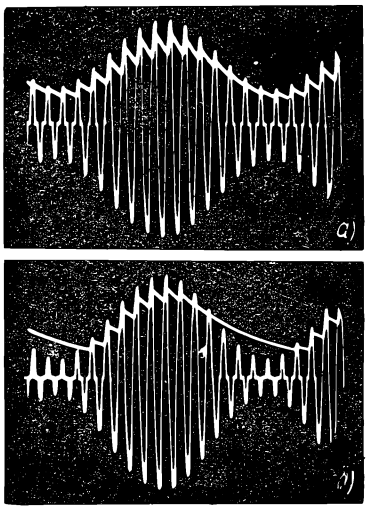


Рис. 4-41. Осциллограммы амплитудно модулированного напряжения несущей частоты и демодулированного сигнала.

а — при правильном выборе постоянной времени, *б* — при неправильном выборе постоянной времени

Напряжение сигнала, которое получают при помощи такой схемы, показано на рис. 4-41,*а*.

Другая схема, где диод служит в качестве параллельного детектора, изображена на рис. 4-42,*б*. Эта схема также аналогична схеме однополупериодного выпрямителя, но здесь на выходных зажимах получается сумма напряжений входного и выпрямленного. Эта схема целесообразна тогда, когда в цепи на входе не протекает постоянный ток или когда по каким-либо причинам один зажим диода должен быть заземлен.

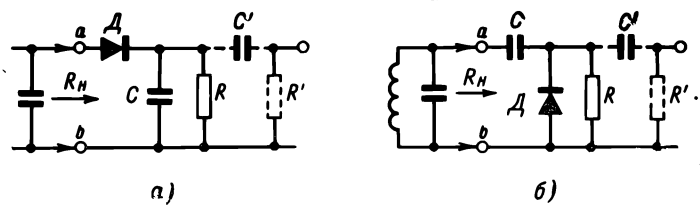


Рис. 4-42 Амплитудный детектор.

а — последовательное включение, *б* — параллельное включение.

Другие выпрямительные схемы, такие, как двухполупериодная или с удвоением напряжения, применяются для детекторов реже.

Собственная емкость и эффект накопления неосновных носителей заряда приводят к тому, что диод при достаточно высокой частоте имеет в обоих направлениях соизмеримое комплексное сопротивление и тогда он не имеет никакого направленного действия. Предельная частота у обычных плоскостных диодов равна нескольким килогерцам. Специальные типы диодов и точечные диоды пригодны для работы до диапазона сантиметровых волн. Частотный диапазон диода в принципе тем больше, чем меньше его собственная емкость и короче время восстановления.

Линейное детектирование. У детектора, так же как у выпрямителя, постоянная составляющая выходного напряжения U_2 при достаточно глубокой модуляции пропорциональна входному напряжению высокой частоты. Отношение этих напряжений называют коэффициентом вентильного действия

$$\eta_u = \frac{U_2}{U_{\text{макс}}}. \tag{51}$$

Отбираемую при этом мощность

$$P = \frac{U_2^2}{R} = \frac{\eta_u U_{\text{макс}}^2}{R} \tag{52}$$

можно представить как мощность, выделившуюся на резисторе $R_{\text{вх}}$, подключенном к входным зажимам детектора:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R}{2\eta_u^2}. \tag{53}$$

Таким образом, этот резистор представляет собой входное сопротивление детектора. Если коэффициент вентильного действия η_u равен приблизительно единице, то значение входного сопротивления равно примерно $R/2$. У параллельно включенного детектора выходное напряжение содержит еще переменную составляющую $U_{\text{макс}}$, поэтому к мощности постоянного тока нужно прибавить еще мощность, равную $U_{\text{макс}}^2/2R$, тогда

$$P = \frac{\eta_u U_{\text{макс}}^2}{R} + \frac{U_{\text{макс}}^2}{2R}. \tag{54}$$

Следовательно, резистор на входе параллельно включенного детектора равен:

$$R_{\text{н}}=\frac{R}{2\eta_u^2+1} \tag{55}$$

или приближенно $R/3$, т. е. параллельно включенный детектор больше нагружает входную цепь, чем последовательно включенный.

Квадратичная демодуляция [Л. 31]. Если входное напряжение высокой частоты детектора равно всего несколько десятых вольта, то следует принять во внимание характеристику диода по уравнению (47). При этом вместо значения $u_{\text{д}}$ нужно подставить разность $U_{\text{макс}}\cos\omega_t t-RI_{\text{ср}}$ между мгновенным значением напряжения на входе $U_{\text{макс}}\cos\omega_t t$ и напряжением на выходе $RI_{\text{ср}}$ (ω_t — несущая частота, а $I_{\text{ср}}$ — среднее значение тока на выходе). Тогда получим:

$$i_{\text{д}}=G_{d_0}U_{\text{макс}}\cos\omega_t t-G_{d_0}RI_{\text{ср}}+\frac{G'_{d_0}}{2}U^2_{\text{макс}}\cos^2\omega_t t-$$

$$-G'_{d_0}U_{\text{макс}}RI_{\text{ср}}\cos\omega_t t+\frac{G'_{d_0}}{2}R^2I^2_{\text{ср}}\,, \tag{56}$$

где G_{d_0} — дифференциальная проводимость диода в начале координат.

Среднее значение первого и четвертого членов этого тока за целое число периодов равно нулю, третий же член равен $G'_{d_0}U^2_{\text{макс}}/4$. Тогда

$$I_{\text{ср}}=-G_{d_0}RI_{\text{ср}}+\frac{G'_{d_0}}{4}U^2_{\text{макс}}+\frac{G'_{d_0}}{2}R^2I^2_{\text{ср}}\,,$$

отсюда

$$I_{\text{ср}}=\frac{U^2_{\text{макс}}}{4}\,\frac{G'_{d_0}}{1+RG_{d_0}}\,. \tag{57}$$

Выходное напряжение равно:

$$U_2=RI_{\text{ср}}=\frac{U^2_{\text{макс}}}{4}\,\frac{RG'_{d_0}}{1+RG_{d_0}}\,. \tag{58}$$

Справедливо несколько иное выражение для U_2:

$$U_2=\frac{U^2_{\text{макс}}}{4}\,\frac{G'_{d_0}}{G_{d_0}}\,\frac{R}{R+R_{d_0}}\,,$$

при этом значение U_2 можно рассматривать как выходное напряжение делителя $R_{d_0}+R$ с общим напряжением $U^2_{\text{макс}}G'_{d_0}/4G_{d_0}$.

Квадратичная зависимость величины U_2 является причиной искажения модулируемого сигнала. Сравнение выражений (57) и (49) показывает, что выходной ток квадратичного детектора больше, чем у квадратичного выпрямителя, вследствие наличия у детектора конденсатора.

Входное сопротивление квадратичного детектора можно определить как отношение входного напряжения к составляющей тока с частотой ω_t из (56), тогда

$$R_{\text{н}}=\frac{U_{\text{макс}}}{G_{d0}U_{\text{макс}}-G'_{d0}U_{\text{макс}}U_2}=\frac{1}{G_{d0}-G'_{d0}U_2}. \qquad (59)$$

Таким образом, при очень малом входном и выходном напряжениях входное сопротивление приближается к значению $1/G_{d0}=R_0$. Следовательно, с уменьшением напряжения на входе входное сопротивление снижается у линейного детектора со значения $R/2$ или $R/3$ до значения R_{d0}, которое у точечных диодов равно примерно 10^4 *ом*. На рис. 4-43 показано изменение входного сопротивления и к. п. д. в зависимости от напряжения на входе.

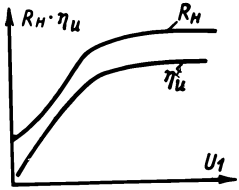


Рис 4-43 Коэффициент полезного действия выпрямителя и входное сопротивление амплитудного детектора в зависимости от величины напряжения несущей частоты.

Влияние модуляции. Так как напряжение несущей частоты $U_{\text{макс}}$ при модуляции напряжением сигнала $U_{\sim}$ периодически изменяет свою амплитуду, то параметры элементов детектора R, C должны быть выбраны так, чтобы выходное напряжение без искажений следовало этим изменениям. Как видно из рис. 4-41,*б*, при неправильном выборе постоянной времени нагрузки детектора, равной RC, выходное напряжение не может следовать за огибающей модулированного сигнала. Вследствие этого возникает искажение напряжения сигнала. Чтобы этого избежать, постоянную времени разряда всегда нужно выбирать из известного соотношения [Л. 32]

$$RC\leqslant\frac{\sqrt{1-M^2}}{\omega_{\text{м}}M}, \qquad (60)$$

где M — глубина модуляции

$$M=\frac{U_{\sim}}{U_{\text{макс}}}; \qquad (61)$$

$\omega_м$ — частота модулирующего сигнала. Совершенно очевидно, что выполнение этого условия возможно только при глубине модуляции $M<1$.

Обычно параллельно нагрузочному резистору R через конденсатор C' подключают другой резистор R', например регулятор громкости, так что результирующее сопротивление нагрузки для постоянного тока больше, чем для тока сигнала. Поэтому при $M=1$ амплитуда тока сигнала должна быть больше, чем составляющая постоянного тока. Соответственно результирующий ток нагрузки должен в течение периода изменять свое направление, как, например, на рис. 4-15, чему препятствует диод. Чтобы не возникало никаких искажений, должно быть выполнено еще другое соотношение между глубиной модуляции и величиной резисторов [Л. 32]

$$R' \geqslant R\frac{M}{1-M}, \qquad (62)$$

что также возможно только для $M<1$.

При помощи полученных соотношений можно определить параметры любой схемы детектора. По заданному значению величины сопротивления R' из (62) определяют величину сопротивления R. В зависимости от наибольшей частоты сигнала, при которой еще может возникнуть предполагаемая глубина модуляции, по (60) определяют емкость конденсатора C; при этом вместо значения R нужно подставить результирующее сопротивление нагрузки параллельно включенных резисторов R и R'. Затем рассчитывают величину входного сопротивления детектора по уравнениям (53), (55) или (59) в зависимости от того, какое получается детектирование — линейное или квадратичное. Соответственно заданным требованиям к добротности всего детекторного каскада принимают решение о способе связи детектора с нагрузкой предыдущего каскада.

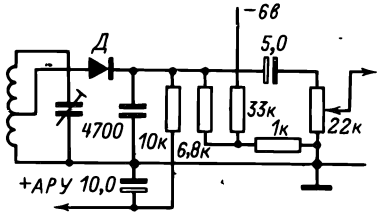


Рис. 4-44. Практическая схема амплитудного детектора.

На рис. 4-44 изображена практическая схема детектора. Так как характеристика диода обычно имеет наи-

большую кривизну при небольшом положительном напряжении смещения, то начальная точка диода смещается при помощи делителя напряжения 33—1 *ком* на 0,2 *в* в прямом направлении. Благодаря этому повышается чувствительность к малым сигналам. Одновременно напряжение АРУ подводится через сглаживающую ячейку к предыдущим каскадам усилителя.

4-3-2. Специальные виды детекторов

При очень больших значениях сопротивления нагрузки и обратного сопротивления диода конденсатор заряжается почти до максимального напряжения, значение которого может быть измерено. Для измерения изменяющегося по величине переменного напряжения необходимо, чтобы конденсатор периодически разряжался, так как

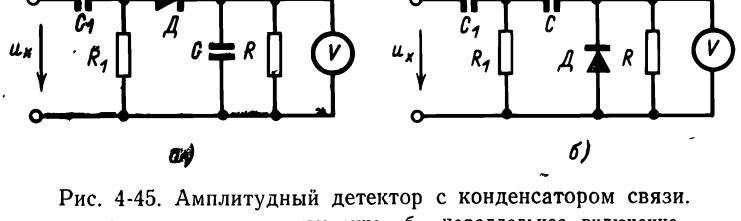


Рис. 4-45. Амплитудный детектор с конденсатором связи.
а — последовательное включение, *б* — параллельное включение

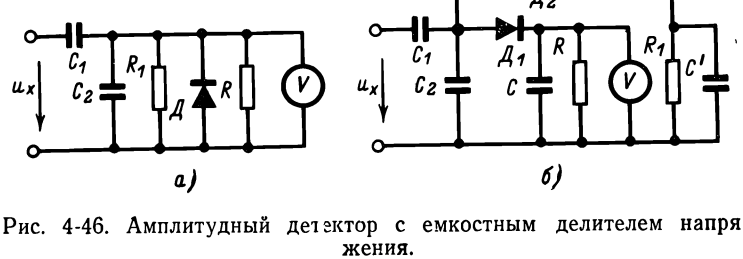


Рис. 4-46. Амплитудный детектор с емкостным делителем напряжения.
а — параллельное включение; *б* — последовательное включение с дополнительной цепью разряда.

иначе его напряжение не успевает следовать за изменениями напряжения, подлежащего измерению.

Если пиковый детектор подключить к измерительной цепи через элемент связи R_1C_1 (рис. 4-45,*а*) или через емкостный делитель (рис.4-46,*а*), то на резисторе R_1 от

выпрямленного тока возникает падение напряжения, которое уменьшает точность измерений. Поэтому рекомендуется применять параллельно включаемый детектор по рис. 4-45,*б*, так как тогда входная цепь не нагружается постоянным током. Для тех же целей предназначена схема по рис. 4-46,*б*, в которой разрядный резистор R_1 развязан по отношению к измерительной цепи дополнительным диодом $Д_2$. Недостаток этих схем, обусловленный большой постоянной времени разряда, может быть ликвидирован, если применить схему по рис. 4-47, в которой для измерения максимального напряжения используется зарядный ток конденсатора C_1. В течение отрицательного полупериода конденсатор C_1 заряжается через диод $Д_1$ до отрицательной амплитуды напряжения $U_{макс1}$; в течение положительного полупериода к этому напряжению добавляется еще положительная амплитуда напряжения $U_{макс2}$; конденсатор, заряженный до результирующего напряжения $U_{макс1}+U_{макс2}$, разряжается через диод $Д_2$ и измерительный прибор. Вследствие этого через измерительный прибор проходит заряд $q=C_1(U_{макс1}+U_{макс2})$ и прибор показывает величину тока $I=fC_1(U_{макс1}+U_{макс2})$, который пропорционален значению двух амплитуд. Эта схема пригодна также для частотомера.

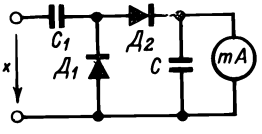


Рис 4-47. Амплитудный детектор с измерением зарядного тока конденсатора.

Биполярный детектор. Так как однополупериодный детектор или выпрямитель показывает напряжение только одной полярности, то при помощи асимметрично модулированной вспомогательной несущей частоты можно передавать два независимых сигнала, которые затем демодулируются на приемной стороне посредством двух встречно включенных однополупериодных детекторов. Это свойство используют, например, для двухканального стереофонического воспроизведения.

Детекторы с туннельными диодами. Для сравнения на рис. 4-48 [Л. 34] приведена схема детектора с туннельным диодом $Д$. Если установить рабочую точку там, где характеристика имеет горб и кривизна максимальна, то повышается чувствительность к малым сигналам. Одновременно вследствие симметрии характеристики вблизи

горба возникает двухполупериодное выпрямление. Посредством небольшого смещения рабочей точки вправо можно получить отрицательное сопротивление на входе и тем самым достигнуть уменьшения затухания во входном контуре, и тогда схема работает как сеточный детектор с обратной связью, регулируемый при помощи резистора R_a. Вспомогательный источник тока $Г$ (с частотой 100 *кгц*), который подключают к цепи питания (показан пунктиром на рис. 4-48), осуществляет периодическую манипуляцию и тогда получается суперрегенеративный приемник [Л. 35].

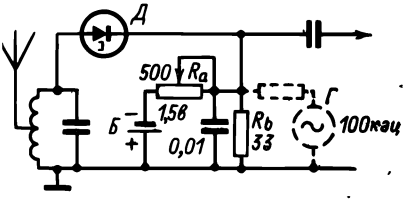


Рис 4-48 Амплитудный детектор с туннельным диодом

Недостаток этой схемы состоит в том, что сопротивление связи для последующих каскадов низкой частоты образуется только посредством низкоомного резистора R_b и к. п. д. получается сравнительно малым. Этот недостаток можно избежать, если туннельный диод включить в цепь эмиттера транзистора T, как это показано на рис. 4-49. Транзистор имеет со стороны эмиттера очень малое внутреннее сопротивление, поэтому он пригоден для использования в качестве источника питания для туннельного диода; одновременно транзистор работает как усилитель низкой частоты по схеме с общей базой, который создает на нагрузочном резисторе R значительно усиленное напряжение.

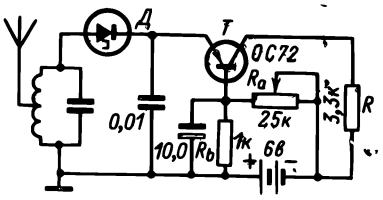


Рис 4-49 Амплитудный детектор с туннельным диодом и транзистором, который одновременно работает как источник питания и усилитель низкой частоты.

4-3-3. Фазочувствительные детекторы

Иногда желательно, чтобы напряжение на выходе детектора было пропорционально только тем составляющим входного напряжения, которые имеют ту же фазу, что и так называемое опорное напряжение. При этом оба напряжения имеют одинаковую частоту, но в самом

общем случае могут иметь неодинаковую фазу. Для упрощения в дальнейшем входное напряжение будем называть напряжением сигнала (напряжение, которое содержит сигнал с изменяющейся фазой).

Упомянутая выше проблема возникает, например, при детектировании модулированного по фазе напряжения или при измерении составляющих комплексных сопротивлений.

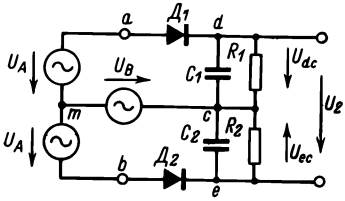


Рис. 4-50. Фазочувствительный детектор с согласно включенными диодами.

Фазовые детекторы последовательного типа. Принципиальная схема фазочувствительного детектора изображена на рис. 4-50 [Л. 36], для которой безразлично, какое из двух напряжений U_A или U_B является напряжением сигнала и какое опорным. Если между напряжениями U_A и U_B возникает сдвиг фаз φ, то амплитуда напряжения на зажимах a—c равна:

$$U_{ac} = \sqrt{U_A^2 + U_B^2 + 2U_A U_B \cos\varphi}, \tag{63}$$

а на зажимах b—c

$$U_{bc} = \sqrt{U_A^2 + U_B^2 - 2U_A U_B \cos\varphi}. \tag{64}$$

После выпрямления на элементах схемы R_1C_1 и R_2C_2 получаются пропорциональные постоянные напряжения U_{dc} и U_{ec}, а на выходных зажимах d—e — разностное постоянное напряжение:

$$U_2 = \eta(U_{ac} - U_{bc}) = \eta\left(\sqrt{U_A^2 + U_B^2 + 2U_A U_B \cos\varphi} - \sqrt{U_A^2 + U_B^2 - 2U_A U_B \cos\varphi}\right), \tag{65}$$

где η — к. п. д. выпрямителя.

Если одно из напряжений на входе значительно меньше другого, то для случая $U_A \ll U_B$ получим:

$$U_2 \approx 2\eta U_A \cos\varphi. \tag{66}$$

Для случая $U_A \gg U_B$ получим:

$$U_2 \approx 2\eta U_B \cos\varphi. \tag{67}$$

Таким образом, можно сделать вывод, что напряжение на выходе всегда пропорционально той составляю-

щей меньшего напряжения на входе, которая совпадает по фазе с большим напряжением на входе, при этом абсолютное значение последнего не оказывает никакого влияния. При этом не имеет значения, к каким зажимам подается напряжение сигнала и к каким опорное напряжение; важно только, чтобы опорное напряжение всегда было больше напряжения сигнала. В приведенных ниже примерах произвольно принято, что напряжение сигнала приложено к зажимам a—b, а опорное напряжение — к зажимам c—m.

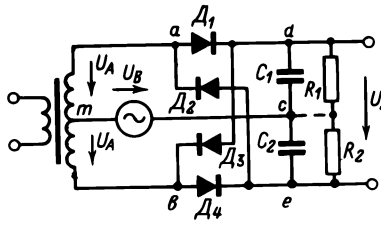


Рис. 4-51. Фазочувствительный детектор по кольцевой схеме.

Принцип действия фазочувствительного детектора можно представить себе так, что диоды работают как выключатели, которые управляются опорным напряжением. В зависимости от полярности этого напряжения цепь сигнала замыкается или размыкается. Такое представление о работе фазочувствительного детектора особенно целесообразно при несинусоидальных напряжениях, когда векторное сложение по (63) и (64) невозможно.

Принцип действия фазочувствительного детектора, показанный на рис. 4-50, где за основу взят однополупериодный выпрямитель, остается таким же при других типах выпрямителей. Так, например, на рис. 4-51 показана схема с двумя выпрямителями с удвоением напряжения. В течение первого полупериода, когда потенциал точки m от опорного напряжения положителен, диоды $Д_1$ и $Д_4$ являются проводящими, а диоды $Д_2$ и $Д_3$ заперты. Если напряжение сигнала совпадает по фазе с опорным напряжением, то ток сигнала протекает по цепи a—d—e—b, вследствие чего выходной зажим d положителен по отношению к зажиму e.

Одновременно на выходные зажимы поступает опорное напряжение, которое не вызывает никакой разности потенциалов между ними. В течение второго полупериода опорного напряжения точка m имеет отрицательный потенциал. Поэтому диоды $Д_2$ и $Д_3$ являются проводящими, а $Д_1$ и $Д_4$ заперты. Благодаря этому полярность соединения между входом и выходом сигнала изменяет-

ся, ток сигнала протекает по цепи b—d—e—a и выходной зажим d опять положителен по отношению к зажиму e. Следовательно, опорное напряжение вызывает только одновременное повышение и понижение напряжения на выходных зажимах, без создания разности напряжений между этими зажимами. Напряжение сигнала, наоборот, после двухполупериодного выпрямления создает выходное напряжение, которое при совпадении фаз обоих входных напряжений имеет положительную полярность, а при противофазности — отрицательную полярность у зажима d. Четыре диода этой схемы образуют мост, всегда проводящий в одном и том же направлении, который еще иначе называют кольцевой схемой.

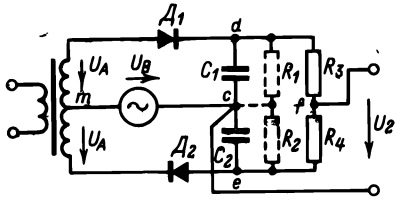


Рис 4-52 Фазочувствительный детектор со встречно включенными диодами.

Схему по рис. 4-50 можно варьировать, изменяя полярность диодов (рис. 4-52). Тогда между зажимами d—e возникает напряжение

$$U_{de} = \eta(\sqrt{U_A^2 + U_B^2 + 2U_A U_B \cos\varphi} + \\ + \sqrt{U_A^2 + U_B^2 - 2U_A U_B \cos\varphi}). \qquad (68)$$

В случае, когда $U_B \gg U_A$, получим:

$$U_{de} \approx 2\eta U_B. \qquad (69)$$

Это напряжение пропорционально только опорному напряжению; оно не зависит ни от амплитуды, ни от фазы напряжения сигнала. Средняя точка f обоих одинаковых по величине резисторов R_3 и R_4 имеет потенциал

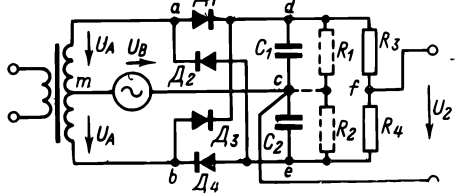


Рис. 4-53. Фазочувствительный детектор (четырехполюсный модулятор).

по отношению к точке c, равный

$$U_{fc}=U_2=\frac{\eta}{2}\left(\sqrt{U_A^2+U_B^2+2U_AU_B\cos\varphi}-\right.$$
$$\left.-\sqrt{U_A^2+U_B^2-2U_AU_B\cos\varphi}\right) \quad (70)$$

или при $U_B \gg U_A$

$$U_2 \approx \eta U_A \cos\varphi. \quad (71)$$

Таким образом, на зажимах f—c получается фазочувствительное выходное напряжение, равное половине соответствующего напряжения, получающегося в схеме по рис. 4-50.

Эта схема может быть выполнена и с двухполупериодными выпрямителями. Тогда получается схема, показанная на рис. 4-53, которая также содержит мост из диодов. Эту схему, в которой диоды включены аналогично, как в мостовой двухполупериодной схеме, называют еще четырехполюсным модулятором.

Резисторы R_1 и R_2 в последних двух схемах изображены только для лучшего понимания работы схемы; в действительности они излишни, так как необходимая для разряда конденсатора C_1 и C_2 цепь получается через резисторы R_3 и R_4.

Другие варианты схем показаны на рис. 4-54 и 4-55. В них применены два диодных моста, кото-

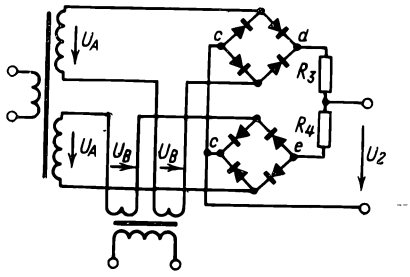


Рис 4-54. Фазочувствительный детектор с согласно включенными мостовыми схемами.

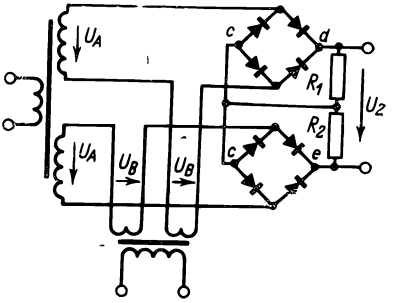


Рис. 4-55. Фазочувствительный детектор со встречно включенными мостовыми схемами.

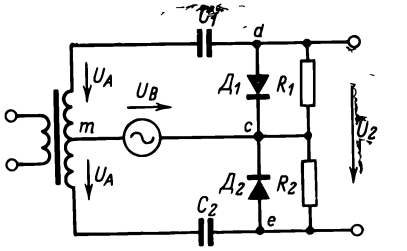


Рис. 4-56. Фазочувствительный детектор параллельного типа со встречно включенными диодами.

рые в первом случае имеют одинаковую, а во втором противоположную полярность.

Фазовые детекторы параллельного типа. Вместо рассмотренных ранее последовательных детекторов могут быть применены также параллельные детекторы, как это показано на рис. 4-56 и 4-57.

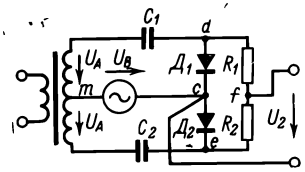


Рис 4-57. Фазочувствительный детектор параллельного типа с согласно включенными диодами.

Эти схемы могут варьироваться различным образом. Так, например, на рис. 4-58 [Л. 38] показана схема, где вместо симметричного входного трансформатора применены фазоинверсные каскады на транзисторах T_1 и T_2, в цепь эмиттеров которых включен транзистор T_3 для усиления опорного напряжения. Здесь в качестве детекторов служат два каскадных удвоителя напряжения с диодами $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$, которые дают несимметричное по отношению к земле выходное напряжение.

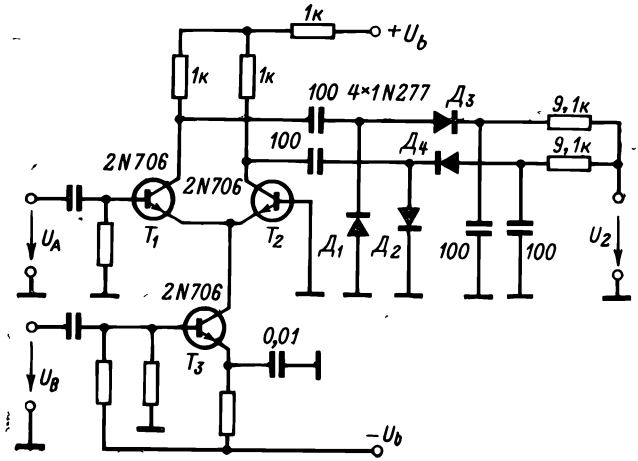


Рис. 4-58. Практическая схема фазочувствительного детектора.

Несимметричная схема фазочувствительного детектора. Схема фазочувствительного детектора может быть так изменена, что она будет работать несимметрично; тогда отпадает необходимость в фазоинверсном каскаде. Схе-

ма такого рода (рис. 4-59) используется для строчной синхронизации телевизора [Л 39].

К зажиму *b* подаются импульсы *СР* выходного каскада строчной развертки. В цепочке R_3C_4 происходит их интегрирование, вследствие чего в точке *c* получается пилообразное напряжение. На зажим *a* попадает отрицательный строчный синхронизирующий импульс телевизионного сигнала, усиленный до величины, достаточной для управления диодами $Д_1$ и $Д_2$, и поэтому он исполь-

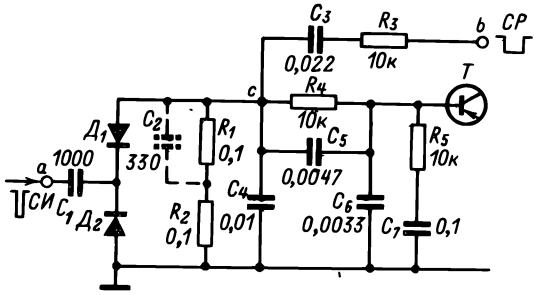


Рис. 4-59. Практическая схема несимметричного фазочувствительного детектора.

зуется в качестве опорного напряжения. Эти импульсы открывают оба диода и тем самым замыкают накоротко конденсатор C_4. Конденсатор C_2 компенсирует частичную асимметрию в управлении диодами.

Напряжение точки *c* по отношению к земле без синхронизирующего импульса *СИ* не имеет постоянной составляющей, так как эта точка отделена от входа *СР* конденсатором C_3. Если теперь напряжение точки *c* имеет по отношению к синхроимпульсам такую фазу, что оно в момент их возникновения проходит через нуль, то форма кривой этого напряжения от замыкания накоротко конденсатора C_4 не изменяется и точка *c* остается без постоянного напряжения. Если же напряжение на точке *c* вследствие отклонения от синфазности имеет другую фазу и в момент возникновения синхроимпульса *СИ* имело, например, положительное значение, тогда это напряжение вследствие замыкания конденсатора C_4 накоротко, делается равным нулю и благодаря этому получается отрицательная составляющая, которая с точки *c* после сглаживания фильтром R_4, R_5, C_5, C_6, C_7 подводится

к базе реактивного транзистора T и изменяет его выходную емкость таким образом, что опять устанавливается синхронизм строчных импульсов.

В заключение этого параграфа приведем еще одну схему, которая хотя и не представляет собой фазочувствительный детектор, но связана с этим устройством. Иногда необходимо отделить от переменного напряжения только составляющую с заданной фазой без ее вы-

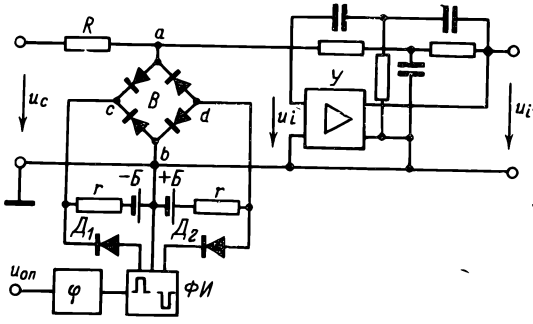


Рис 4-60 Фазочувствительный передающий элемент.

прямления. Эта задача возникает, например, в технике регулирования и измерительной технике, и ее можно считать основной задачей электротехники. Рассмотренные до сих пор фазовые детекторы дают фазочувствительный выходной сигнал только в виде постоянного напряжения. Поэтому для решения упомянутой задачи опорное напряжение модулируют выходным напряжением детектора, что сравнительно сложно. При помощи схемы, приведенной на рис. 4-60 [Л. 40], возможно более простое решение. Напряжение сигнала u_c подается через резистор R на мостовую выпрямительную схему B, четыре диода которой управляются током, протекающим в направлении диагонали c—d. В состоянии покоя эти диоды получают от батареи $Б$ через резисторы r напряжение смещения в прямом направлении. Поэтому диоды открыты и закорачивают напряжение сигнала от точки a на землю.

Опорное напряжение $u_{оп}$ через регулируемое фазосдвигающее устройство φ подается на вход формирователя импульсов $ФИ$ и преобразует опорное напряжение в узкие импульсы положительной и отрицательной по-

лярности, фаза которых при помощи фазосдвигающего устройства φ устанавливается так, что они возникают всегда одновременно с амплитудой опорного напряжения. Эти импульсы через диоды $Д_1$ и $Д_2$ попадают на управляющую диагональ $c—d$ и периодически запирают мостовую схему B. Вследствие этого короткое замыкание напряжения сигнала прекращается на время действия импульса и из кривой опорного напряжения вырезается узкий отрезок u_i (рис. 4-61). Этот отрезок имеет требуемую фазу и в момент возникновения импульса соответствует амплитуде напряжения сигнала u_c.

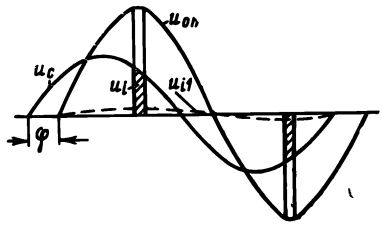


Рис. 4-61. Изменение напряжения в фазочувствительном элементе.

Таким образом, выполняются предъявленные требования, правда выходное напряжение получается не синусоидальным, а импульсным, поэтому оно содержит помимо основной гармонической составляющей u_{i1} еще большое количество высших гармонических составляющих. Поскольку эти высшие гармонические составляющие нежелательны, их можно подавить при помощи фильтров. На рис. 4-60 для этого предусмотрен селективный усилитель Y с двойной Т-образной ячейкой в ветви обратной связи.

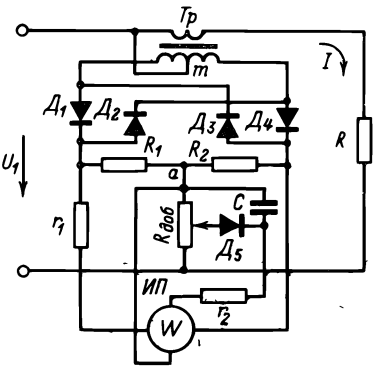


Рис 4-62. Диодный ваттметр с фазочувствительным детектором.

Диодные ваттметры. Фазочувствительные детекторы могут быть использованы также для сравнительно точных измерений активной мощности в высокочастотном диапазоне, в котором классические методы измерения мощности неприменимы.

На рис. 4-62 [Л. 30] показана схема ваттметра, диапазон применения которого ограничивается только ча-

стотным диапазоном измерительного трансформатора *Тр*. Ток *I* потребителя *R*, мощность которого подлежит измерению, подводится через трансформатор к фазочувствительному детектору $Д_1$—$Д_4$; рабочее напряжение U_1 является опорным и подается между средней точкой *m* трансформатора и добавочным резистором $R_{доб}$. Выходное напряжение детектора, пропорциональное произведению $I\cos\varphi$, через добавочный резистор r_1 подведено к токовой цепи прибора электродинамической системы. Цепь напряжения измерительного прибора питается через выпрямитель $Д_5$ рабочим напряжением U_1. Поэтому показания прибора пропорциональны произведению $U_1 I\cos\varphi$.

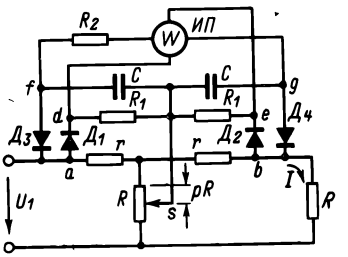


Рис. 4-63. Диодный ваттметр с измерительным прибором электродинамической системы

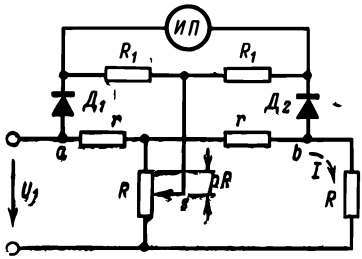


Рис 4-64 Диодный ваттметр с измерительным прибором магнитоэлектрической системы

На рис. 4-63 [Л. 29] изображена схема, работающая без трансформатора и поэтому пригодна для еще более высоких частот. Потребитель *R* подключен к напряжению U_1 через два одинаковых резистора *r* небольшой величины. К средней точке *c* этих резисторов подсоединен высокоомный резистор *R*, ползунком которого можно установить его любую долю *pR*. Напряжение между точками *a*—*s* равно

$$U_{as} = \sqrt{(pU_1)^2 + (rI)^2 + 2prU_1 I\cos\varphi}, \qquad (72)$$

а между точками *b*—*s*

$$U_{bs} = \sqrt{(pU_1)^2 + (rI)^2 - 2prU_1 I\cos\varphi}. \qquad (73)$$

Эти напряжения выпрямляются согласно включенными диодами $Д_1$ и $Д_2$ и подводятся к токовой цепи прибора электродинамической системы *ИП* и протекающий ток в этой цепи пропорционален разности U_{as}—U_{bs}. Одновременно эти напряжения выпрямляются встречно

включенными диодами $Д_3$ и $Д_4$ и подводятся к цепи напряжения этого прибора, ток в этой цепи пропорционален сумме напряжения $U_{as}+U_{bs}$. Тогда показания прибора равны:

$$\beta = K(U_{as}-U_{bs})(U_{as}+U_{bs}) = \\ = 4KprU_1I\cos\varphi = K'U_1I\cos\varphi, \qquad (74)$$

т. е. пропорциональны активной мощности. По крайней мере, одно из напряжений U_{de} или U_{fg} должны быть сглажены, что в данном случае осуществляется конденсаторами C, так как иначе пульсации выпрямленных напряжений могут повлиять на результат измерений.

Если напряжения U_{as} и U_{bs} настолько малы, что диоды работают в квадратичной области характеристики, то можно воспользоваться схемой, приведенной на рис. 4-64. На резисторах R_1 получаются напряжения KU_{as}^2 и KU_{bs}^2, разность которых измеряется прибором магнитоэлектрической системы. Тогда показания прибора будут равны:

$$\beta = K(U_{as}^2 - U_{bs}) = 4KprU_1I\cos\varphi = \\ = K'U_1I\cos\varphi, \qquad (75)$$

т. е. пропорциональны, как и в предыдущем случае, активной мощности и нет необходимости в применении прибора электродинамической системы.

4-3-4. Частотные детекторы

Для приема частотномодулированных сигналов, например в схемах автоматической подстройки частоты (АПЧ) и в измерительной технике, необходимы схемы детекторов, выходное напряжение у которых зависит от частоты входного напряжения. Для решения этой задачи имеются разнообразные схемные возможности.

Дискриминатор Трависа. Самой старой схемой является так называемый дискриминатор Трависа. В этой схеме использованы ветви резонансных кривых LC контуров. К двум резонансным контурам K_1 и K_2 (рис. 4-65), которые индуктивно связаны с первичным контуром, подключены детекторы $Д_1$—C_1—R_1 и $Д_2$—C_2—R_2. Контуры настроены таким образом, что средняя частота сигнала у одного контура соответствует левой ветви резонансной кривой, а у другого контура — правой. При соответст-

вующем выборе параметров обоих контуров они дают при указанной средней частоте одинаковые напряжения сигнала, которые после выпрямления взаимно уничтожаются на резисторах R_1 и R_2, так что результирующее выходное напряжение равно нулю. Если частота отклоняется от среднего значения, то напряжение одного контура делается больше, а другого — меньше и на выходе возникает напряжение, полярность которого зависит от того, какое значение частоты сигнала в данный момент времени больше или меньше среднего

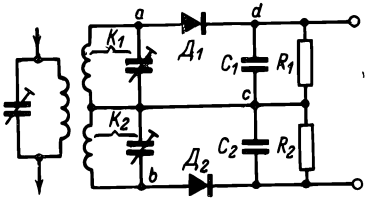


Рис. 4-65. Частотный дискриминатор по Травису.

Частотный дискриминатор. Схема частотного дискриминатора [Л. 41] получается из схемы фазочувствительного детектора, показанной на рис. 4-50. В этой схеме входные напряжения на детектор подаются со вторичной обмотки L_s индуктивно связанного полосового фильтра, который настроен на среднее значение частоты сигнала (рис. 4-66), и с другой катушки также индуктивно связанной с первичной обмоткой или чаще всего через конденсатор C_3 непосредственно со входа, при этом высокочастотный дроссель L замыкает цепь по постоянному току. Как известно из теории полосовых фильтров, входное и выходное напряжения индуктивно связанного полосового фильтра сдвинуты по фазе по отношению друг к другу, причем этот сдвиг фаз зависит от частоты сигнала. При средней частоте напряжение на вторичной обмотке полосового фильтра отстает на 90°. При отклонении частоты от среднего значения на Δf возникает изменение сдвига фаз: $\varphi = \operatorname{arctg} 2Q_s \Delta f / f_{ср}$, где Q_s — коэффициент добротности и $f_{ср}$ — средняя частота. Таким образом, при помощи полосового фильтра изменения частоты преобразуются в пропорциональные изменения фазы, которые затем демодулируются двумя детекторами.

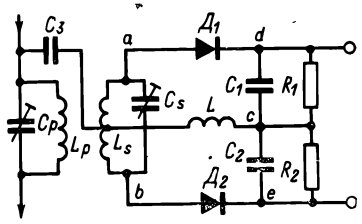


Рис. 4-66. Частотный дискриминатор с емкостной связью.

Вместо симметричной схемы часто применяют схему, изображенную на рис. 4-67, в которой один выходной зажим заземлен и конденсаторы C_1 и C_2 заменены одним конденсатором C. Средняя точка резисторов c соединена со средней точкой вторичной обмотки, так что эти резисторы одновременно заменяют высокочастотный дроссель.

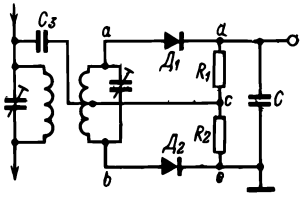


Рис 4-67. Несимметричная схема частотного дискриминатора.

Дробный детектор. Выходное напряжение рассмотренных до сих пор частотных детекторов зависит, с одной стороны, от частоты, но с другой стороны, также от амплитуды напряжения сигнала. Последнее, как правило, нежелательно, поэтому в схему приходится включать еще амплитудный ограничитель, который ликвидирует возможную модуляцию амплитуды сигнала. Можно обойтись и без амплитудного ограничителя, если применить схему дробного детектора [Л. 42], выходное напряжение которого почти не зависит от быстрых колебаний амплитуды входного напряжения.

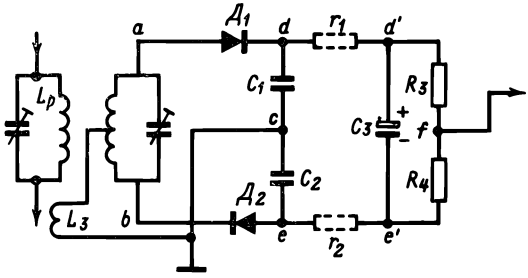


Рис. 4-68. Дробный детектор.

Для дробного детектора используют схему фазового детектора по рис. 4-52, причем опорное напряжение подводится при помощи обмотки L_3, индуктивно связанной с первичной обмоткой (рис. 4-68); возможна также емкостная связь по рис. 4-66. Как было упомянуто, при рассмотрении схемы по рис. 4-52 на зажимах f—c возникает фазочувствительное выходное напряжение, а на

зажимах d—e получается постоянное напряжение, зависящее только от величины опорного напряжения.

Таким образом, при изменении частоты напряжение U_{dc}, например, увеличивается, а напряжение U_{ec} уменьшается и, следовательно, изменяется их соотношение, а сумма остается неизменной. Теперь если изменяется амплитуда входного напряжения, то соответственно возникает тенденция к изменению и напряжения U_{de}. Этому препятствует конденсатор большой емкости, величина которого определяется по формуле

$$C_3 \geqslant \frac{1}{\omega_a (R_3 + R_4)}. \qquad (76)$$

Значение C_3 выбирают так, чтобы даже при наименьшем значении частоты ω_a подавлялась нежелательная модуляция амплитуды. По отношению к опорному напряжению оба диода с элементами R_3, R_4, C_1, C_2 и C_3 работают подобно двустороннему ограничителю напряжения, который ограничивает опорное напряжение на обмотке L_3 до определенного постоянного значения, а тем самым также и напряжение с обеих сторон полосового фильтра, вследствие чего ликвидируется модуляция амплитуды выходного напряжения. Одновременно диоды создают изменяющуюся нагрузку на выходе полосового фильтра, которая может привести даже к перекомпенсации колебаний амплитуды. Поэтому последовательно с диодами можно включить резисторы r_1 и r_2 величиной порядка 100 *ом*, которые одновременно уменьшают влияние возможного разброса параметров диодов.

Довольно часто применяют также несимметричную схему дробного детектора (рис. 4-69), в которой выходное напряжение выведено от вспомогательной обмотки L_3. Так как дробный детектор подавляет только быстрые колебания амплитуды, то от резистора нагрузки выведено напряжение для автоматического регулирования усиления (АРУ).

Другой вариант схемы изображен на рис. 4-70 [Л. 43], в которой диоды включены согласно, а стабилизирующая RC-цепочка, состоящая из резистора R_3 и конденсатора C_3, подсоединена к средним точкам. Эта схема является амплитуднонезависящим вариантом схемы по рис. 4-67.

У всех частотных детекторов выходное напряжение только в ограниченном диапазоне частот пропорциональ-

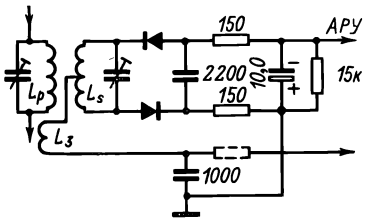


Рис. 4-69. Несимметричная схема дробного детектора.

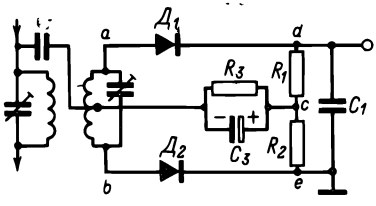


Рис. 4-70. Частотный детектор с согласно включенными диодами.

но отклонению частоты. Это наглядно видно из рис. 4-71, где показана зависимость первичного напряжения, отнесенного к выходному напряжению U_{de}/U_p, от расстройки частоты

$$(f/f_{ср} - f_{ср}/f)\,Q_m \approx 2\Delta f Q_m/f_{ср}.$$

В качестве параметра здесь служит значение $x=k_{ps}Q_m$, где $Q_m=\sqrt{Q_pQ_s}$ — среднее значение коэффициента добротности обоих контуров полосового фильтра и k_{ps} — коэффициент связи между первичной и вторичной обмотками. Более подробные сведения о выборе параметров этих схем можно найти в [Л. 41 и 42].

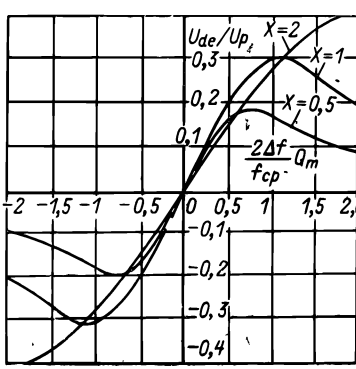


Рис. 4-71. Характеристика частотного детектора.

Частотные детекторы с туннельными диодами. С туннельными диодами, так же как у амплитудных детекторов, можно получить интересные схемы частотных детекторов. Одной из них может быть схема, приведенная на рис. 4-48, но без заштрихованной части. В отличие от приведенных ранее режимов работы рабочая точка туннельного диода теперь расположена в области отрицательного сопротивления и в схеме возникают колебания со средней частотой сигнала. Если амплитуда частотно-модулированного напряжения сигнала достаточно велика, то при отклонении сигнала от средней частоты происходит известный захват частоты собственных колеба-

ний контура. Вследствие этого изменяется фаза тока, протекающего между антенной и диодом, и на сопротивлении R_b возникает демодулированное напряжение сигнала.

На рис. 4-72 показана другая схема с туннельным диодом $Д$ [Л. 44]. Рабочая точка этого диода устанавливается при помощи делителя напряжения r_1—r_2, и диод с резистором R_b работают в качестве мультивибратора с одним устойчивым состоянием, индуктивность которого образуется только собственной индуктивностью R_b и подводящими проводами, поэтому период его колебаний меньше половины периода напряжения сигнала. Каждый отрицательный полупериод напряжения сигнала опрокидывает диод в квазистационарное состояние, вследствие чего потенциал точки a смещается в отрицательную область, транзистор открывается и часть заряда конденсатора C отводится. Поэтому среднее уменьшение напряжения на выходном зажиме b пропорционально частоте сигнала, тогда как амплитуда сигнала, несмотря на то, что она совершенно достаточна для опрокидывания диода, не оказывает никакого влияния. Цепочкой R'—C' выходное напряжение сглаживается.

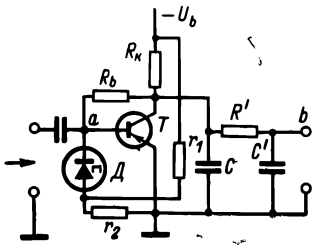


Рис 4-72. Частотный детектор с туннельным диодом.

Частотные детекторы для измерительной техники. В дополнение к описанным схемам, которые применяются главным образом в технике высоких частот, рассмотрим еще схемы, нашедшие применение преимущественно в измерительной технике.

При рассмотрении схемы, приведенной на рис. 4-47, упоминалось, что она пригодна также для измерения частоты. Правда здесь необходимо поддерживать амплитуду постоянной, например, при помощи стабилитронов. Часто представляет интерес только отклонение частоты сигнала от номинального значения. Видоизмененная схема для этой цели изображена на рис. 4-73 [Л. 45], в которой измерительный прибор показывает разность токов, протекающих в измерительной ветви C_1—$Д_1$—$Д_2$ и в компенсационной ветви сравнения R_1—$Д_3$. Напряжение на

входе поддерживается постоянным стабилитронами $Д_5$ и $Д_6$.

На рис. 4-74 [Л. 46] показана другая схема, в которой сравниваются токи, протекающие через дроссель L и конденсатор C. При резонансной частоте токи в ветвях контура LC одинаковы и разность токов, протекающих

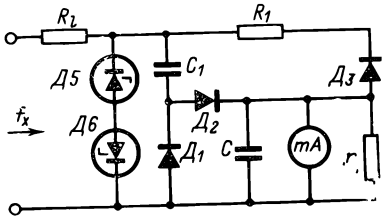


Рис. 4-73 Частотный детектор с компенсационной ветвью.

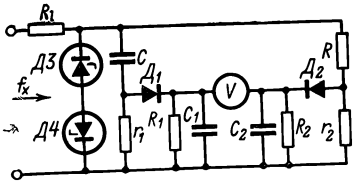


Рис 4-75. Частотный детектор со сравнением напряжений на сопротивлениях r_1 и r_2 моста $C—R—r_1—r_2$.

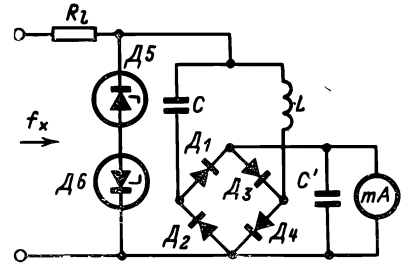


Рис 4-74 Частотный детектор со сравнением токов в параллельном резонансном контуре.

через прибор, равна нулю. При частоте выше или ниже резонансной через прибор протекает, в одном или в другом направлении, разность выпрямленных токов. Часто индуктивность заменяют резистором [Л. 47, 48]. Вследствие этого уменьшается чувствительность, но зато можно сэкономить более сложный дроссель. На рис. 4-75 приведена схема, где на резисторах r_1 и r_2 вместо токов сравниваются напряжения после выпрямления их диодами $Д_1$ и $Д_2$.

Все эти схемы могут быть выполнены также с двухполупериодными выпрямителями, например, по рис. 4-76, где ветви R и C питаются от двух обмоток трансформатора, или по рис. 4-77, где выпрямленные токи ветвей R и C сравниваются дифференциальным измерительным прибором mA.

У всех рассмотренных частотных детекторов измерялась разность между частотой сигнала и собственной частотой LC-контура или RC-контура. Помимо этого воз-

можно также применение фазочувствительного детектора, например, по рис. 4-50 и измерение разности между частотой сигнала и частотой вспомогательного опорного напряжения [Л. 49]. Если эти частоты различны, то изменяется фаза обоих напряжений от 0 до 180°, вследствие чего выходное напряжение изменяется от одной полярности к другой с переходом через нуль. Частота этих колебаний соответствует измеренной разности частот, тогда как их амплитуда пропорциональна меньшему из обоих напряжений. Эта схема пригодна также для гармонического анализа напряжения, содержащего большое количество высших гармонических составляющих.

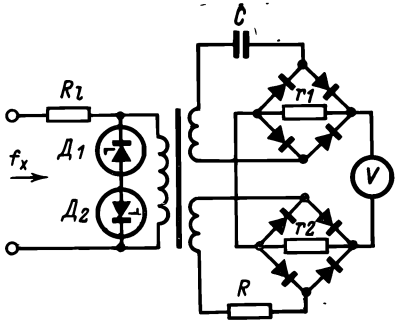


Рис 4-76 Частотный детектор со сравнением токов в ветвях C и R и с трехобмоточным трансформатором

На рис. 4-78 показан другой вариант схемы фазочувствительного детектора для гармонического анализа. Исследуемое напряжение $U_{\sim}$ подводится к делителю напряжения, параллельная ветвь которого представляет собой мост, образованный диодами $Д_1$ и $Д_2$ и резисторами r_1 и r_2. К диагонали этого моста через трансформатор $Тр$ и диоды $Д_3$ и $Д_4$ подается опорное напряжение $U_{оп}$ прямоугольной формы. В один полупериод, когда точка d положительна,

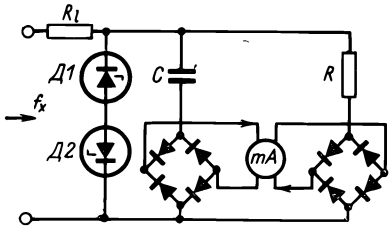


Рис. 4-77. Частотный детектор с дифференциальным измерительным прибором.

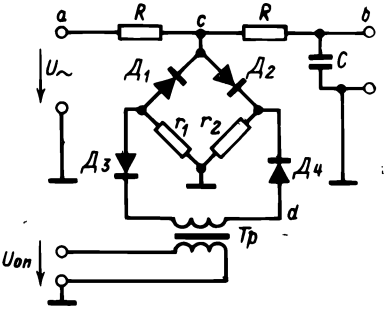


Рис. 4-78. Схема для гармонического анализа.

через резисторы r_1 и r_2 протекает опорный ток и диоды $Д_1$ и $Д_2$, благодаря падению напряжения на этих резисторах, оказываются запертыми и напряжение сигнала попадает на выходной зажим *b*. В другой полупериод опорного напряжения оказываются запертыми диоды $Д_3$ и $Д_4$; в этот промежуток времени мост не влияет на работу схемы и один из двух диодов $Д_1$ или $Д_2$ закорачивает цепь напряжения сигнала на землю через небольшой резистор r_1 или r_2. Таким образом, устройство работает как переключатель, который управляется опорным напряжением и синхронно подключает напряжение сигнала к выходному зажиму или к земле. Если частота и фаза опорного напряжения такие же, как у искомой высшей гармонической составляющей, то выпрямленное однополупериодное напряжение этой составляющей попадает на выходные зажимы, при этом цепочка *RC* работает как фильтр.

ГЛАВА ПЯТАЯ

СХЕМЫ ПАССИВНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФОРМЫ КОЛЕБАНИЙ

Благодаря нелинейной характеристике диодов представляется возможность различным образом изменять форму кривой напряжения сигнала. При этом, как правило, используют нелинейное сопротивление диода. Вместе с тем известны также схемы, основанные на нелинейности емкости диодов.

5-1. Схемы ограничителей

Ограничителем обычно называют такую схему, которая ограничивает амплитуды напряжения сигнала, если они выше определенного значения. Ограничителями называют также схемы, которые трансформируют (передают) ту часть напряжения сигнала, которая превышает один или два предела. Наконец, ограничителями считают также схемы, которые трансформируют часть сигнала, лежащего между двумя заданными пределами.

Схема ограничителя состоит в основном из нелинейного делителя напряжения (рис. 5-1), который содержит резистор *R*, диод *Д* и батарею *Б*, создающую напряжения смещения на нем. Для упрощения будем считать, что диод в обратном направлении имеет бесконечно большое сопротивление, а в прямом направлении сопротивление равно нулю.

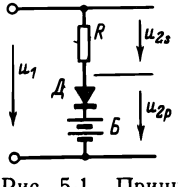


Рис. 5-1. Принципиальная схема ограничителя, работающего как нелинейный делитель напряжения.

5-1-1. Схемы параллельных ограничителей

Односторонне работающая схема ограничителя изображена на рис. 5-2,*а*. Источник сигнала с добавочным резистором $R_{доб}$ — в данном случае это может быть и внутреннее сопротивление источника — нагружен диодом *Д*, у которого напряжение смещения создается батареей *Б*. До тех пор пока напряжение сигнала меньше

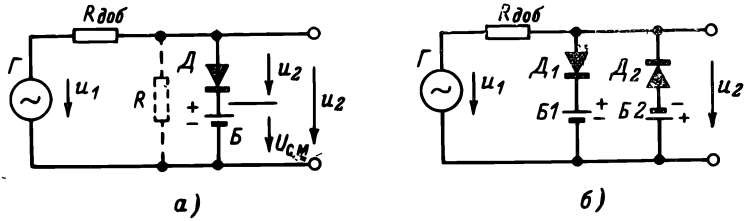


Рис. 5-2. Параллельный ограничитель.
а — односторонний, *б* — двусторонний

напряжения смещения $U_{см}$, диод заперт; источник сигнала не нагружен, и его напряжение полностью попадает на выходные зажимы.

Как только напряжение сигнала достигает напряжения батареи, диод начинает проводить. Вследствие этого на резисторе $R_{доб}$ возникает большое падение напряжения и выходное напряжение не

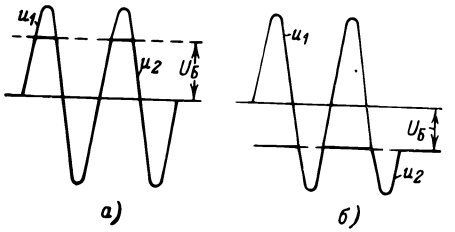


Рис. 5-3. Изменение первоначально синусоидального напряжения после ограничения.
а — диод имеет смещение в обратном направлении, *б* — диод имеет смещение в прямом направлении.

может превысить напряжения батареи. Поэтому напряжение сигнала, если оно, например, синусоидальной формы, срезается с одной стороны, как это показано на рис. 5-3,*а* или 5-5,*а*. Характеристика передачи этой схемы изображена на рис. 5-4,*а*. При этом кривая *1* дана для диода, сопротивление которого в прямом направлении принято равным нулю, а кривая *2* — для реального диода. Резистор, включенный последовательно с диодом, уменьшает влияние последнего, и тогда получается кривая *3*.

Подключенное сопротивление R образует делитель напряжения $R_{доб} - R$, который снижает напряжение сигнала, и поэтому «срезаются» меньшие пики напряжения. Уровень ограничения, однако, остается неизменным.

Если плюс батареи смещения подключен в прямом направлении, то диод заперт только тогда, когда напряжение сигнала по абсолютной величине больше напряжения батареи. Поэтому напряжение сигнала попадает на выход только в течение этого проме-

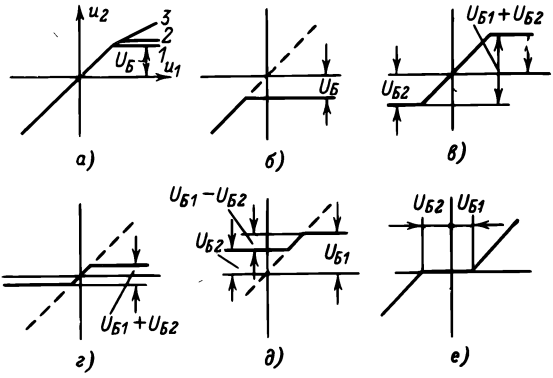


Рис. 5-4. Характеристики передачи.

а — односторонний ограничитель положительного полупериода, *б* — односторонний ограничитель отрицательного полупериода, *в* — двусторонний ограничитель, *г* — симметричный амплитудный ограничитель, *д* — несимметричный амплитудный ограничитель, *е* — двусторонний ограничитель

жутка времени, а в остальное время выходное напряжение остается равным значению $U_Б$. Получающаяся при этом форма кривой напряжения показана на рис. 5-3,*б* и 5-5,*б*. Таким образом, схема трансформирует только пики и подавляет все остальные части сигнала, лежащие выше значения $U_Б$, соответственно характеристике передачи, приведенной на рис. 5-4,*б*. Поэтому такую схему часто называют «амплитудный ограничитель» и она может быть, например, использована в телевизоре для отделения синхронизирующего импульса от видеосигнала.

Два диода $Д_1$ и $Д_2$, включенные встречнопараллельно и работающие с напряжением смещения от батарей $Б_1$ и $Б_2$ (рис. 5-2,*б*), «срезают» положительные пики выше уровня $U_{Б1}$ и отрицательные — ниже уровня $U_{Б2}$. Таким образом, получается сигнал, ограниченный с двух сторон, как это видно из рис. 5-5,*в*. Если оба уровня мало отличаются друг от друга или диоды работают без напряжения смещения, так что действуют только напряжения отсечки, тогда трансформируется только узкий «слой» напряжения сигнала (рис 5-5,*д*). Эту схему часто еще называют двусторонним амплитудным ограничителем. Характеристики передачи двусторонних амплитудных ограничителей изображены на рис. 5-4,*в* и *г*.

На рис. 5-6,*а* показана схема ограничителя, которая по прин-

ципу действия похожа на логические схемы Напряжение батареи $Б_1$ определяет уровень ограничения, тогда как батарея $Б_2$ имеет значительно большее напряжение. До тех пор пока напряжение сигнала меньше напряжения $U_{см1}$, ток протекает от батареи $Б_2$ к источнику сигнала При этом диод $Д_1$ открыт и напряжение сигнала попадает на выходные зажимы В этот промежуток времени диод $Д_2$ заперт разностью напряжений $U_{см1}—u_1$ и благодаря этому батарея $Б_1$ отключена от остальной цепи Как только напряжение сигнала достигает значения $U_{см1}$, диод $Д_2$ начинает проводить, а диод $Д_1$ оказывается запертым Вследствие этого источник сигнала отключается и выходное напряжение удерживается на уровне $U_{см1}$ Преимущество этой схемы состоит в том, что последовательно с источником сигнала нет добавочного резистора и поэтому выходное сопротивление всегда мало. На рис. 5-6,*б* изображена аналогично работающая схема, которая с двух сторон ограничивает сигнал на уровне $U_{см1}$ и $U_{см3}$.

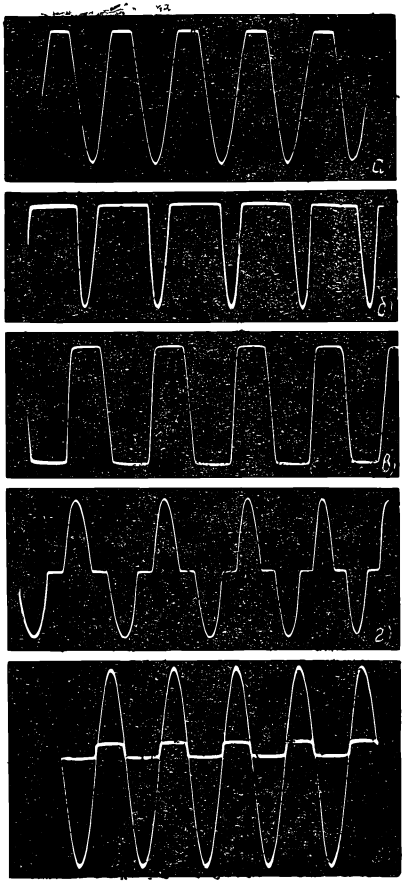


Рис. 5-5. Осциллограммы синусоидального напряжения после ограничения.

а, *б* — односторонним ограничителем, *в*, *г* — двусторонним ограничителем, *д* — амплитудным ограничителем

Схемы ограничителей со стабилитронами. Так как характеристика стабилитрона имеет два колена, то он работает как два параллельно и встречно включенных диода, из которых один имеет напряжение смещения, равное напряжению стабилизации Поэтому стабилитрон в схеме по рис. 5-7,*а* может заменить диоды двустороннего ограничителя и создает напряжение сигнала, показанное на рис. 5-8,*а*, в том случае, когда он работает без напряжения смещения. Форма кривой напряжения сигнала при наличии напряжения смещения $U_{см}$ показана на рис. 5-8,*б*. Ограничение симметрично, когда напряжение смещения равно половине напряжения стабилизаций

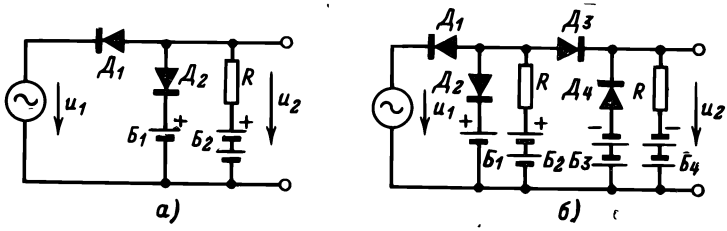


Рис. 5-6. Ограничитель на основе логической схемы.
а — односторонний, *б* — двусторонний.

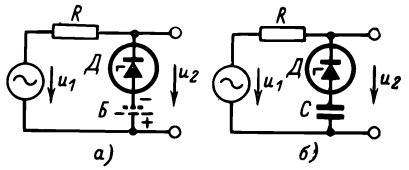


Рис. 5-7. Параллельный ограничитель со стабилитроном.
а — с напряжением смещения от батареи или без смещения, *б* — с напряжением смещения от конденсатора

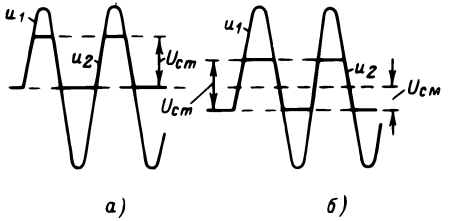


Рис. 5-8. Изменение первоначально синусоидального напряжения после ограничения схемой по рис. 5-7,*а*.
а — без напряжения смещения, *б* — с напряжением смещения в прямом направлении

Особо простая схема ограничителя приведена на рис. 5-7,*б* [Л. 51], где батарея заменена конденсатором *С*. Этот конденсатор заряжается при положительном пике напряжения и разряжается при отрицательном пике, вследствие чего получается симметричное ограничение напряжения сигнала.

5-1-2. Схемы последовательных ограничителей

У последовательных ограничителей выходное напряжение, снимаемое с резистора *R*, содержит только часть напряжения сигнала, которая у параллельного ограничителя срезается. Поэтому последо-

вательный ограничитель по рис. 5-9,*а* с диодом, у которого смещение подается в обратном направлении, дает выходное напряжение с формой кривой, противоположной показанной на рис 5-5,*б*. Та же схема, но с диодом, у которого напряжение смещения подается в прямом направлении, дает выходное напряжение с формой кривой, противоположной изображенной на рис 5-5,*а* Схема по рис 5-9,*б* с двумя встречно включенными диодами и с напряжениями смещения $U_{см1}$ и $U_{см2}$ передает только ту часть сигнала, которая превышает эти напряжения смещения (рис 5-5,*г*). Харак-

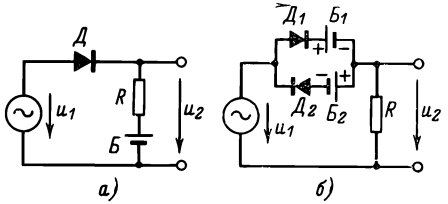


Рис. 5-9. Последовательный ограничитель
а — односторонний; *б* — двусторонний

теристика передачи для этого случая дана на рис. 5-4,*е* При последовательном включении стабилитрона форма кривой получается подобно изображенной на рис 5-5,*г*, правда здесь полностью передаются отрицательные полупериоды

У всех упомянутых схем можно вместо батареи применить *RC* цепочку (см рис 5-10,*а* и 5-11,*а*), причем здесь напряжение смещения получается путем выпрямления срезанных пиков сигнала При этом уровень ограничения остается постоянным только тогда, когда изменения напряжения протекают в течение времени меньшего, чем

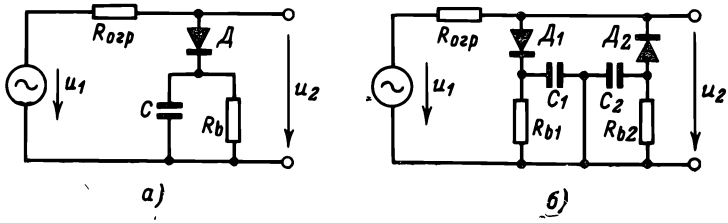


Рис. 5-10 Параллельный ограничитель
а — односторонний, *б* — двусторонний

постоянная времени $\tau = R_b C$, а при более длительных колебаниях уровень ограничения изменяется пропорционально напряжению сигнала.

В схемах со стабилитронами следует учитывать сравнительно большие емкости диодов, которые при высоких частотах вносят искажения в ограничиваемое напряжение. Этот недостаток ликвидируется включением последовательно со стабилитроном быстродействующего переключающего диода $Д_1$ (рис. 5-12,*а*). Тогда этот диод

берет на себя функции переключения, а стабилитрон создает только необходимое напряжение смещения. При этом происходит заряд собственной емкости стабилитрона до напряжения стабилизации; в дальнейшем ходе процесса эта емкость ни подзаряжается, так как этому не позволяет напряжение стабилизации, ни разряжается, ибо этому

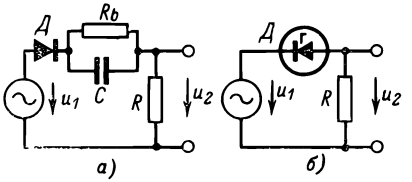


Рис. 5-11 Последовательный ограничитель.
а — с диодом со смещением от *RC*-цепочки, *б* — со стабилитроном

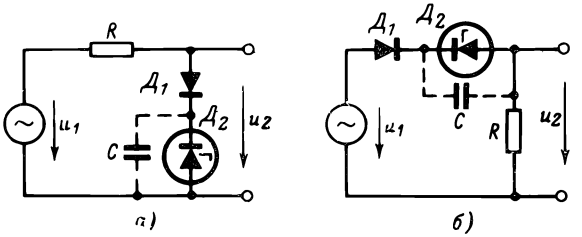


Рис. 5-12. Ограничители с быстродействующим вспомогательным диодом и стабилитроном.
а — параллельная схема, *б* — последовательная схема

препятствует диод $Д_1$. Таким образом, собственная емкость стабилитрона не оказывает вредного влияния и даже может быть увеличена подключением параллельно ему конденсатора C емкостью порядка 1 000 *пф*. Это справедливо также и для схемы по рис. 5-12,*б*

5-1-3. Схемы мостовых ограничителей

При помощи мостовой схемы по рис. 5-13,*а* и *б* можно получить двустороннее ограничение и одновременно отделить источник напряжения смещения от цепи сигнала. От батареи, включенной в диагональ моста, диоды получают напряжение смещения в обратном направлении, поэтому мост между точками $a - b$ только тогда начинает проводить, когда напряжение между ними достигает напряжения смещения. Поэтому параллельная схема по рис. 5-13,*а* работает как двусторонний симметричный ограничитель, который ограничивает напряжение сигнала до суммарного значения $2U_{см}$ (рис. 5-5,*в*), тогда как последовательная схема по рис. 5-13,*б* «вырезает» из напряжения сигнала широкий слой, равный $2U_{см}$ (рис. 5-5,*г*).

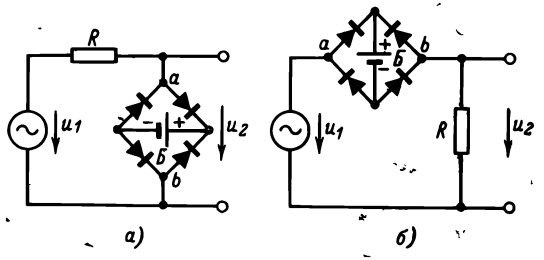


Рис. 5-13. Мостовой ограничитель.
а — параллельная схема, *б* — последовательная схема

5-1-4. Схема для воспроизведения петли гистерезиса

В заключение данного параграфа следует еще упомянуть о схеме, у которой характеристика передачи имеет форму петли гистере-

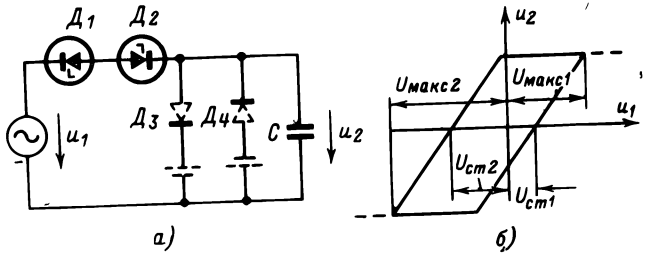


Рис. 5-14. Схема для воспроизведения петли гистерезиса.

зиса, и поэтому она может быть применена для воспроизведения явлений гистерезиса (рис. 5-14,*а*) [Л. 58]. Когда напряжение на входе мало, то стабилитрон $Д_1$ остается запертым до тех пор, пока не будет достигнуто его напряжение стабилизации $U_{ст1}$. Тогда цепь начинает проводить и напряжение на выходе следует за напряжением на входе, уменьшенным на величину $U_{ст1}$, до его максимального значения $U_{макс1}$ (рис. 5-14,*б*). При уменьшении напряжения на входе стабилитрон $Д_2$ запирается, так как конденсатор C остается заряженным и выходное напряжение приобретает неизменное значение $U_{макс1}—U_{ст1}$, пока разность между входными и

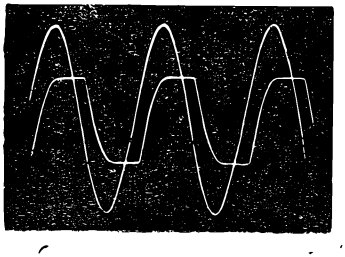


Рис. 5-15. Осциллограмма синусоидального напряжения после прохождения через схему по рис. 5-14.

выходным напряжениями не сделается равным напряжению стабилизации $U_{ст2}$.

Затем стабилитрон $Д_2$ делается проводящим и напряжение на выходе следует за напряжением на входе увеличенным на величину $U_{ст2}$ до его максимального значения $U_{макс2}$. При дальнейшем возрастании напряжения на входе петля замыкается. При помощи ограничительных диодов $Д_3$ и $Д_4$, изображенных на схеме пунктиром, можно петлю дополнить областью насыщения. На рис. 5-15 показано выходное напряжение этой схемы, которое получилось из синусоидального входного напряжения.

В других схемах ограничения можно подключением конденсатора преобразовать характеристику передачи в петлю.

5-1-5. Схемы выбора полярности и амплитуды

Схемы выбора полярности и амплитуды передают только ту часть сигнала, которая расположена ниже или выше заданного уровня, или находится между двумя заданными уровнями. Таким образом, они очень похожи на схемы ограничителей и часто даже выполняют идентичные функции. Кроме того, к этим схемам относятся также и те, функционирование которых зависит от величины и полярности напряжения сигнала.

В простейшем случае такая схема может различать только полярность напряжения сигнала, что дает возможность осуществлять независимое управление двумя потребителями по одному общему проводу. При параллельной схеме по рис. 5-16,*а* диод $Д_1$, например, пропускает к потребителю R_1 только положительный сигнал, тогда как отрицательный сигнал проходит к потребителю R_2 через диод $Д_2$. При последовательной схеме по рис. 5-16,*б* потребитель R_1 для положительного сигнала закорачивается диодом $Д_1$, так что он приходит только к потребителю R_2, а отрицательный сигнал попадает только к потребителю R_1.

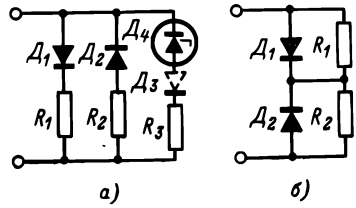


Рис 5-16 Выбор полярности и амплитуды при помощи диодов.

а — потребитель включен параллельно, *б* — потребитель включен последовательно.

Если потребитель R_3 (рис. 5-16,*а*) должен получать сигнал только после того, как он превысит заданное значение, то это можно осуществить при помощи стабилитрона. При этом когда напряжение сигнала изменяет еще и свою полярность, то последовательно со стабилитроном $Д_4$ нужно включить еще другой диод $Д_3$ Аналогично можно при помощи стабилитрона закорачивать потребителя при превышении определенного значения напряжения или при некотором значении одного напряжения первым стабилитроном включать и после повышения его до другого значения вторым стабилитроном закорачивать.

Когда это необходимо, то можно напряжение сигнала разделить на несколько ступеней, каждая из которых подводится к другому потребителю. На рис. 5-17 показана такая селективная схема с четырьмя ступенями через каждые 3 *в*

В схеме с туннельными диодами по рис 5-18 можно соответствующим выбором диода $Д$ и большой величины добавочного резистора добиться того, чтобы рабочая точка оставалась в желаемой области напряжений ниже горба характеристики диода, где напря-

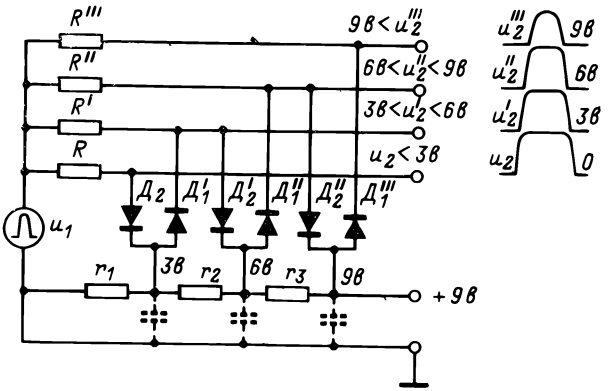


Рис. 5-17. Четырехступенчатый амплитудный селектор с параллельными ограничителями.

жение около 0,05 *в*. При повышении напряжения сигнала происходит скачкообразный переход рабочей точки характеристики в другое положение, в котором у диода напряжение около 0,4 *в*. Чтобы облегчить выбор диодов, к ним от вспомогательного источника *Б* через высокоомный резистор R_1 подводится регулируемый ток, которым можно установить любое значение напряжения, при котором происходит скачкообразный переход рабочей точки.

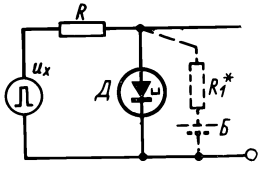


Рис. 5-18. Принципиальная схема амплитудного селектора с туннельным диодом.

На рис 5-19,*а* [Л. 52] показан аналого-цифровой преобразователь, состоящий из четырех таких схем, который преобразует аналоговый сигнал со значениями от 0 до 160 *в* в двоичный код, в виде последовательности одинаковых импульсов. Входной сигнал через добавочный резистор 100 *ком* подается на группу из четырех туннельных диодов $Д_1$—$Д_4$, и входной ток имеет значения от 0 до 1,6 *ма*.

Рабочая точка этих диодов при помощи вспомогательных источников, не показанных на схеме, устанавливается так, что каждый диод при достижении значений токов, указанных на рис. 5-19,*а*, опрокидывается. Источник блокирующего тока, равного 1,6 *ма*, обозначен через *Г*. Этот ток при помощи электронного распределителя *Х*, схематически показанного на том же рисунке, подается на диоды. Электронный распределитель в такте с временными импульсами осуществляет отключение согласно диаграмме времени, изображенной на рис. 5-19,*б*

Ступенчатое напряжение в точке *а* дифференцируется *RC*-цепочкой. Тогда на выходном зажиме *b* оказывается последовательность

остроконечных импульсов, которые возникают только в том случае, если напряжение на входе не менее 80, 40 или (80+40), 20 или (120+20) и 10 или (140+10) *в*. На рис. 5-19,*б* изображены изменения по времени блокирующего тока в отдельных диодах и напряжений в точках *a* и *b* для входного сигнала 130 *в*, который соответствует двоичному выходному сигналу 1101.10.

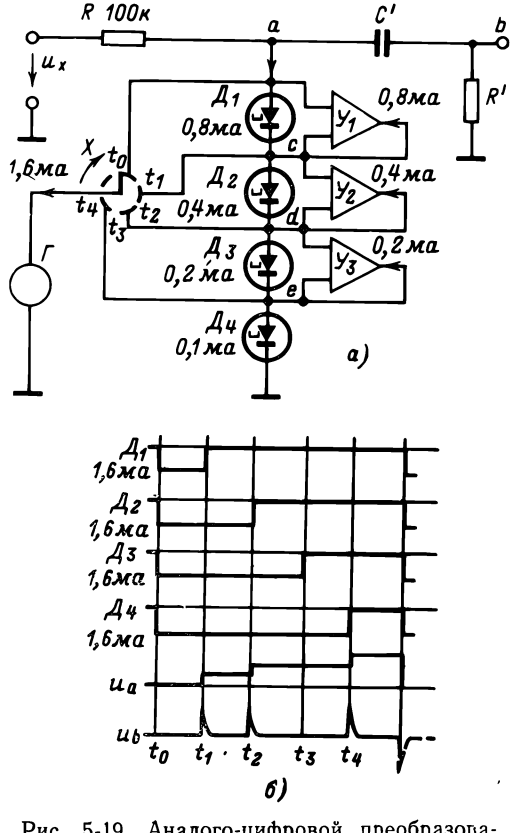


Рис. 5-19 Аналого-цифровой преобразователь для двоичных чисел из четырех цифр.

Этот преобразователь дает за каждый такт одну двоичную цифру, так что скорость преобразования у него сравнительно мала. Если усложнить схему, то можно скорость преобразования повысить. На рис. 5-20 [Л. 42] показана схема, при помощи которой возможно преобразование целого числа из четырех цифр. Здесь от входного напряжения посредством двух резисторов одинаковой величины отводятся два одинаковых тока, которые протекают через две группы диодов. Скачкообразный переход диодов в другой режим происходит при токах, указанных на рисунке. Противоположные

узловые точки этих групп диодов подключены к входным зажимам четырех дифференцирующих усилителей $У_0$—$У_3$. Эти усилители дают выходной сигнал «1» только при неравенстве обоих входных напряжений; при равенстве обоих входных напряжений усилители

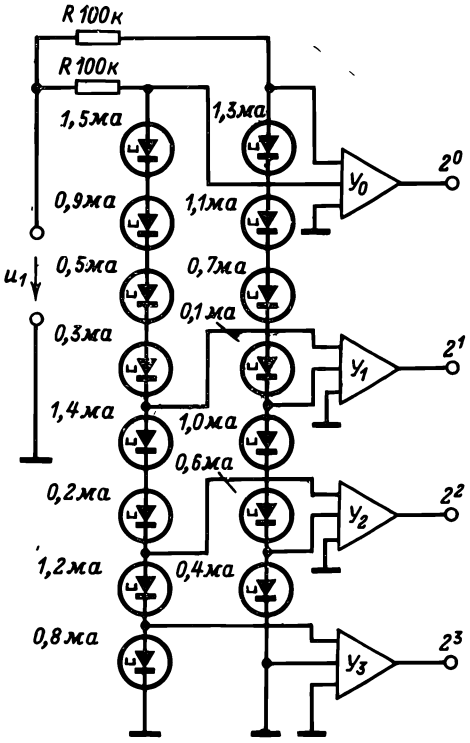


Рис. 5-20. Аналого-цифровой преобразователь для одновременного преобразования двоичных чисел из четырех цифр.

не дают выходного сигнала. Легко убедиться в том, что получающийся выходной сигнал всегда соответствует двоичному значению входного напряжения.

5-1-6. Стабилизаторы постоянного напряжения

Односторонний ограничитель может быть успешно применен в качестве стабилизатора постоянного напряжения Двусторонне работающий ограничитель, наоборот, пригоден для стабилизации переменных напряжений. Для создания опорного напряжения применяют главным образом схемы со стабилитронами, например, по рис 5-21,*а* [Л. 53].

Когда односторонне действующая схема ограничителя работает с постоянным напряжением на входе, колеблющимся в пределах от $u_{1\text{мин}}$ до $u_{1\text{макс}}$, и с током нагрузки, изменяющимся от $i_{2\text{мин}}$ до $i_{2\text{макс}}$, то наибольшая величина резистора R должна быть такой, чтобы выходное напряжение в самом неблагоприятном случае, т. е. при $u_{1\text{мин}}$ и $i_{2\text{макс}}$ могло еще оставаться равным $U_{\text{ст}}$. Отсюда наибольшее значение для R будет

$$R \leqslant \frac{u_{1\text{мин}} - U_{\text{ст}}}{i_{2\text{мин}} + I_{\text{ост}}}, \qquad (77)$$

где $U_{\text{ст}}$ — напряжение стабилизации и $I_{\text{ост}}$ — минимальный ток стабилитрона, при котором у него начинается колено характеристики (см. рис. 2-14). Одновременно у диода не должна быть превышена допустимая мощность потерь $P_{\text{макс}}$ в другом предельном случае при $u_{1\text{макс}}$ и $i_{2\text{мин}}$

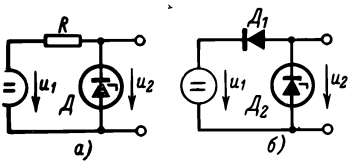


Рис. 5-21. Стабилизаторы постоянного напряжения со стабилитронами.

а — с добавочным сопротивлением; *б* — с диодом, включенным в обратном направлении.

$$P_{\text{макс}} \leqslant \frac{U_{\text{ст}}(u_{1\text{макс}} - U_{\text{ст}})}{R} - U_{\text{ст}} i_{2\text{мин}},$$

отсюда наименьшее значение R равно:

$$R \geqslant \frac{(u_{1\text{макс}} - U_{\text{ст}})\,U_{\text{ст}}}{P_{\text{макс}} + U_{\text{ст}} i_{2\text{мин}}}. \qquad (78)$$

Добротность стабилизации часто характеризуют так называемым коэффициентом стабилизации $k_{\text{ст}}$, который представляет собой отношение относительного изменения входного напряжения к относительному изменению выходного напряжения:

$$k_{\text{ст}} = \frac{\Delta u_1/u_1}{\Delta u_2/u_2} = \frac{u_2 \Delta u_1}{u_1 \Delta u_2}. \qquad (79)$$

Если пренебречь сопротивлением нагрузки, тогда $\Delta u_1/\Delta u_2$ в приведенной формуле определяется коэффициентом деления делителя напряжения R—$R_{\text{диф}}$, при этом значение $R_{\text{диф}}$ является дифференциальным сопротивлением диода в области стабилизации. Так как выходное напряжение u_2 равно $U_{\text{ст}}$, то

$$k_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{ст}}}{u_1} \frac{R + R_{\text{диф}}}{R_{\text{диф}}} \approx \frac{U_{\text{ст}}}{u_1} \frac{R}{R_{\text{диф}}}. \qquad (80)$$

Отсюда следует, что для получения точной стабилизации значение резистора R должно быть по возможности большим.

В том случае, когда точность стабилизации недостаточна, можно включить в каскад два стабилизатора. При малых нагрузках вместо резистора R можно включить диод $Д_1$ в обратном направлении по рис. 5-21,*б* [Л. 54] Этот диод функционирует как сравнительно большое дифференциальное сопротивление и может обеспечить точную стабилизацию напряжения. Ток нагрузки, естественно, должен быть меньше тока насыщения I_0 диода $Д_1$.

Большую точность стабилизации можно получить при помощи мостовой схемы, показанной на рис. 5-22. При повышении напряжения на входе на Δu_1 потенциал точки a растет на

$$\Delta u_a = \Delta u_1 \frac{R_{\text{диф}}}{R_{\text{диф}} + R}, \tag{81}$$

а точки b на

$$\Delta u_b = \Delta u_1 \frac{r}{r + R'}. \tag{82}$$

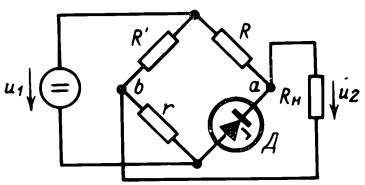


Рис 5-22. Мостовая схема стабилизатора постоянного напряжения

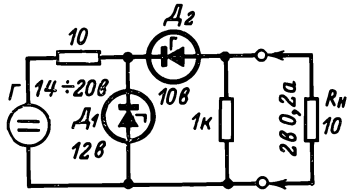


Рис 5-23 Стабилизатор для малых постоянных напряжений.

Тогда результирующее повышение выходного напряжения будет равно:

$$\Delta u_2 = \Delta u_a - \Delta u_b = \Delta u_1 \left(\frac{R_{\text{диф}}}{R_{\text{диф}} + R} - \frac{r}{r + R'} \right). \tag{83}$$

Если значения резисторов r и R' выбрать так, чтобы член в скобках равнялся нулю, то теоретически коэффициент стабилизации равен бесконечности. Соответствующим выбором температурных коэффициентов резисторов r и R' можно одновременно получить температурную компенсацию выходного напряжения Недостатком этой схемы, является то, что стабилизация при изменениях нагрузки ухудшается из-за наличия резисторов r и R' и, кроме того, вход и выход не могут иметь общего зажима

Более высокие напряжения стабилизации могут быть получены путем последовательного соединения нескольких стабилитронов. Если необходимо стабилизировать очень малые напряжения, то следует резистор r заменить стабилитроном и тогда используется разность обоих напряжений стабилизации. Для этой цели, однако, более выгодна схема по рис 5-23, так как здесь стороны входа и выхода имеют общий зажим [Л. 57].

Грубая стабилизация напряжений в диапазоне от 0,2 до 0,8 в возможна при помощи схемы по рис. 5-21,*а*, если стабилитрон заменить обычным диодом, включенным в прямом направлении. При этом выходное напряжение не должно существенно превышать напряжение в точке излома характеристики диода В этом случае хорошо работают обращенные диоды или диоды с особо крутой вольтамперной характеристикой — так называемые вариоды (см табл 5)

Коэффициент стабилизации $k_{\text{ст}}$ учитывает только стабилизацию по отношению к изменениям входного напряжения. На стабилизацию

по отношению к изменениям нагрузки оказывает влияние выходное сопротивление $R_{вых}$ схемы стабилизации. Если одновременно изменяются напряжение на входе и ток на выходе, то

$$\frac{\Delta u_2}{u_2} = \frac{1}{k_{ст}} \frac{\Delta u_1}{u_1} - \frac{R_{вых}\Delta i_2}{Ri_2}. \qquad (84)$$

Таким образом, для точной стабилизации коэффициент стабилизации должен быть по возможности большим, а выходное сопротивление $R_{вых}$ схемы по сравнению с сопротивлением нагрузки $R_н$ возможно малым, но последнее требование в мостовых схемах не выполняется.

Стабилизаторы с диодами с отрицательным сопротивлением. Помимо рассмотренных схем стабилизации, основанных на свойствах стабилитронов и работающих в стационарном режиме, известны также схемы с туннельными диодами и динисторами, которые хорошо работают в импульсном режиме. На рис. 5-24,*а* [Л 59] показана такая схема с туннельным диодом *Д*. Этот диод запитывается через делитель напряжения R_2, r и работает благодаря включенной индуктивности L как мультивибратор с неустойчивым состоянием (см. § 9-1-1), когда потенциал в точке *а* превысит напряжение горба характеристики диода. До тех пор пока не достигнуто указанное напряжение, колебания не возникают. Поэтому оба транзистора заперты и не участвуют в работе схемы. Если же выходное напряжение достаточно велико, то в цепи диода возникают колебания и положительные полупериоды напряжения на катушке L открывают транзистор T_1. Возникающие на коллекторе транзистора импульсы интегрируются цепочкой R_1, C_1 и открывают, с соответствующей выдержкой времени, транзистор T_2. Последний нагружает выход, и вследствие этого уменьшается выходное напряжение до тех пор, пока в цепи диода не прекратятся колебания. Как только в цепи диода колебания прекращаются, транзисторы запираются и

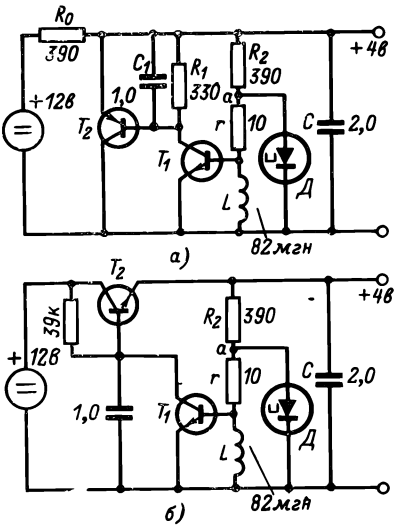


Рис 5-24 Стабилизаторы постоянного напряжения с туннельными диодами.

а — параллельная схема; *б* — последовательная схема.

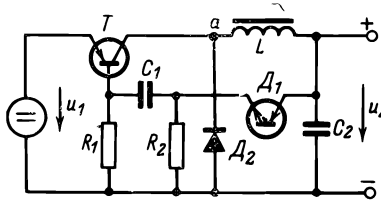


Рис. 5-25. Преобразователь постоянного напряжения на динисторе

выходное напряжение опять начинает возрастать. Таким образом, напряжение на выходе периодически колеблется с частотой несколько сот герц между двумя близко расположенными пределами.

На том же принципе основана схема, изображенная на рис. 5-24,*б*, но здесь основной транзистор T_2 включен последовательно с потребителем. При возникновении колебаний в цепи диода потенциал базы транзистора T_2 понижается и, следовательно, уменьшается выходное напряжение, а при прекращении колебаний увеличивается.

На рис 5-25 [Л. 60] показана схема преобразователя постоянного напряжения на динисторе, которая в известном смысле относится также к стабилизаторам напряжения. Принцип действия этой схемы состоит в том, что транзистор T с динистором $Д_1$ образуют генератор релаксационных колебаний, у которого поочередно открываются транзистор и динистор Пока транзистор открыт, он соединяет точку a с входным напряжением u_1. Когда транзистор заперт, то напряжение точки a по отношению к минусовому зажиму почти равно нулю и ток нагрузки поддерживается дросселем L, при этом диод $Д_2$ замыкает токовую цепь. Возникающие колебания напряжения сглаживаются дросселем L и конденсатором C_2, так что выходное напряжение u_2 соответствует среднему значению напряжения между точкой a и минусовым зажимом.

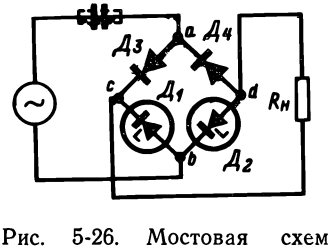


Рис. 5-26. Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя со стабилизацией напряжения.

Таким образом, у транзистора периодически чередуются два эксплуатационных режима. В первом режиме вследствие протекания через резистор R_1 тока базы транзистор полностью открывается, при этом потенциал левой обкладки конденсатора C_1 почти равен u_1. Так как динистор перед открытием транзистора был кратковременно проводящим, то правая обкладка конденсатора C_1 в первый момент времени имеет потенциал u_2, который затем через резистор R_2 снижается по экспоненциальному закону с постоянной времени, равной R_2C_1. Как только этот потенциал через промежуток времени $t_1=R_2C_1 \ln u_2/(u_2-U_{пер})$ достигнет значения $u_2=U_{пер}$ (при этом $U_{пер}$ — напряжение переключения динистора), включается диод $Д_1$ и тем самым повышает потенциал правой обкладки конденсатора C_1 до значения u_2. Потенциал левой обкладки конденсатора C_1, которая до включения диода кратковременно еще имела потенциал u_1, возрастает теперь до значения $u_1+U_{пер}$. Вследствие этого транзистор запирается и потенциал левой обкладки конденсатора C_1 снижается с постоянной времени R_1C_1 до значения u_1. Это снижение длится в течение времени $t_2=R_1C_1 \ln [(u_1+u_{пер})/u_1]$ В конечном итоге транзистор опять отпирается и левая обкладка конденсатора C_1 получает потенциал u_1. Конденсатор C_1 прекращает отбирать ток от диода $Д_1$, вследствие чего он запирается, так как ток, протекающий через резистор R_2, оказывается меньше тока, необходимого для поддержания динистора во включенном состоянии. Этот процесс повторяется периодически Выходное напряжение u_2 задается

средним значением напряжения между точкой a и минусовым зажимом, т. е. значением $u_1 t_1/(t_1+t_2)$ Таким образом, получается стабилизация напряжения, так как при уменьшении напряжения u_2 увеличивается время t_1, в течение которого транзистор открыт, отчего увеличивается также и отношение $t_1/(t_1+t_2)$.

Преимущество этих схем состоит в том, что они работают в импульсном режиме. Так как транзистор поочередно находится в полностью открытом или полностью закрытом состоянии, то они могут управлять бо́льшими мощностями, чем это допустимо для них в непрерывном режиме.

Стабилизация выпрямленных напряжений. При помощи мостовой схемы по рис. 5-26 [Л. 55], в которой в плечах моста включены стабилитроны $Д_1$ и $Д_2$, можно переменное напряжение одновременно выпрямить и стабилизировать. В положительный полупериод в точке a диод $Д_3$ и стабилитрон $Д_2$ работают в качестве выпрямителей, тогда как диод $Д_1$ ограничивает напряжение между точками $c-b$ до величины напряжения стабилизации. В положительный полупериод в точке b диоды $Д_1$ и $Д_4$ работают как выпрямители, а диод $Д_2$ ограничивает напряжение Эта схема рекомендуется для выпрямителя, работающего без трансформатора, только с последовательно включенным добавочным резистором R или конденсатором C. Если бы схема имела четыре однотипных диода, то на зажимах моста при отключении потребителя было бы полное напряжение сети и диоды вышли бы из строя. Благодаря наличию в схеме стабилитронов этого не происходит.

5-1-7. Стабилизаторы переменного напряжения

Переменное напряжение можно стабилизировать при помощи двух встречно включенных стабилитронов (рис. 5-27). Благодаря тому, что они включены последовательно, сопротивление одного диода в области стабилизации суммируется с сопротивлением другого диода в области пропускания и поэтому коэффициент стабилизации

Рис. 5-27 Схемы стабилизаторов переменного напряжения
а — принципиальная схема, *б* — с компенсационной обмоткой, *в* — с преобразованием напряжения

ухудшается. Но улучшается температурная компенсация выходного напряжения, так как напряжение стабилизации, у которого чаще всего температурный коэффициент положителен, добавляется к напряжению диода, включенного в прямом направлении и имеющего отрицательный температурный коэффициент. Следует отметить, что стабилизируется только максимальное значение выходного напря-

жения, тогда как среднее и действующее значения остаются сравнительно неточными.

Точность стабилизации можно повысить, если применить схему с компенсационной обмоткой (рис. 5-27,б) [Л. 55]. Напряжение между точками d и b стабилизируется недостаточно. Так, например, при повышении входного напряжения на 10% напряжение U_{ab} возрастает на 2%. Поэтому выходное напряжение снимается с отвода c, который выбран так, что напряжение U_{ac} меньше напряжения U_{ab} на нестабилизированную часть напряжения U_{cb}. В этом случае точную стабилизацию можно получить тогда, когда напряжение U_{cb} составляет пятую часть напряжения U_{ab}.

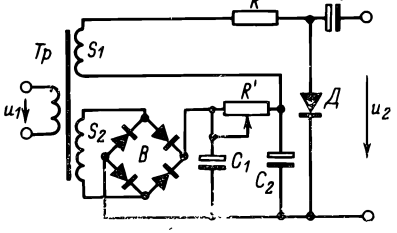


Рис. 5-28 Стабилизатор для малых переменных напряжений.

Можно обойтись и одним стабилитроном, если при помощи вспомогательного источника создать у него напряжение смещения, равное половине напряжения стабилизации, как это было рассмотрено ранее для схемы, приведенной на рис 5-7

При помощи трансформатора (рис 5-27,в) можно получить значение выходного напряжения большее, чем напряжение стабилизации, на которое рассчитаны диоды. В этом случае нужно в первичную обмотку трансформатора включить добавочный резистор.

Для стабилизации малых переменных напряжений может быть применена схема, изображенная на рис. 5-28 [Л 61]. Основная обмотка S_1 трансформатора $Тр$ соединена с выходными зажимами через делитель напряжения R — $Д$, параллельную ветвь которого образует диод $Д$ Сопротивление этого диода зависит от величины вспомогательного напряжения, которое подается на него от второй обмотки трансформатора S_2 и выпрямляется выпрямителем B по мостовой схеме При возрастании входного напряжения повышается и напряжение на обмотке S_1; одновременно увеличивается также и вспомогательное напряжение, подаваемое на диод $Д$, отчего его сопротивление падает. Благодаря этому уменьшается коэффициент деления делителя напряжения.

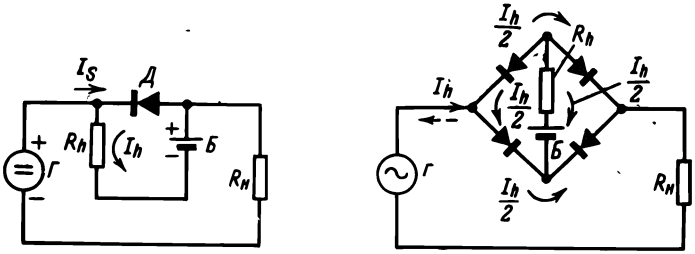
5-1-8. Схемы ограничения тока

Полупроводниковыми диодами можно также ограничивать значения постоянного тока. Простейшая схема такого ограничителя приведена на рис 5-29,*а* Без параллельной ветви диод $Д$ пропускал бы свой ток насыщения I_0, который в большинстве случаев очень мал Если же через диод протекает в прямом направлении ток, подаваемый от батареи $Б$, то происходит ограничение основного тока I_s до значения I_h+I_0 Частью основного тока, протекающего по цепи $Г$ — R_h — $Б$ — $R_н$, можно пренебречь, если резистор R_h достаточно велик.

На рис 5-29,*б* показана другая схема ограничения тока такого рода, которая благодаря применению мостовой схемы соединения

выпрямителей пригодна для обоих направлений тока, т е для переменного тока.

Существуют еще специальные, пока мало известные, полупроводниковые элементы [Л. 62], которые имеют вольт-амперную характеристику по рис. 5-30, и поэтому, их удобно использовать для



а) б)

Рис. 5-29. Ограничитель тока.

а — для одного направления тока, *б* — для двух направлений тока

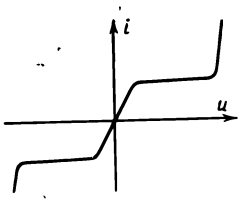


Рис. 5-30. Вольт-амперная характеристика полупроводникового элемента для ограничения тока

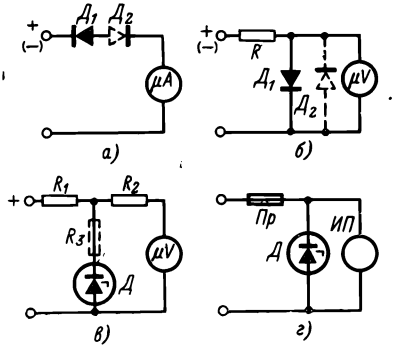


Рис. 5-31. Схемы защиты.

а — для микроамперметра; *б* — для микровольтметра; *в* — со стабилитроном для вольтметра, *г* — от перенапряжения для любого потребителя.

ограничения тока. Достоинством этих элементов по сравнению с известными бареттерами состоит в том, что у них процесс стабилизации имеет малую постоянную времени (порядка нескольких микросекунд).

5-1-9. Защита измерительных приборов от перегрузок [Л. 55, 56]

Схемы ограничителей могут быть использованы для защиты измерительных приборов от перегрузок. На рис. 5-31,*а* показана схема защиты микроамперметра постоянного тока с диодом $Д_1$, включен-

ным в обратном направлении. Диод нужно выбирать так, чтобы его ток насыщения был немного больше диапазона измерения тока микроамперметра. Для переменного тока последовательно с этим диодом нужно встречно включить второй диод $Д_2$. Эти диоды хотя и повышают падение напряжения на измерительном приборе на несколько десятых вольта, но не оказывают никакого влияния ни на точность, ни на характер шкалы.

Схема защиты милливольтметра показана на рис. 5-31,*б*, в которой диод включен параллельно измерительному механизму прибора. При переменном напряжении необходимы два встречно включенных диода $Д_1$ и $Д_2$. Параметры этих диодов и измерительного механизма должны быть согласованы так, чтобы напряжение при полном отклонении стрелки прибора было немного меньше обратного напряжения диодов. Тогда ток диода, включенного в прямом направлении, и тем более ток диода, включенного в обратном направлении, не оказывают влияния на показания прибора. Если же при перегрузке напряжение окажется больше обратного, то тогда ток диода, включенного в прямом направлении, быстро возрастает. Диод, таким образом, берет на себя бо́льшую часть тока и тем самым защищает измерительный механизм от повреждения.

На схеме рис. 5-31,*в* защита прибора от перегрузок осуществляется стабилитроном, который подключен к точке соединения добавочных резисторов R_1—R_2 и к минусовому зажиму. Напряжение на стабилитроне при полном отклонении стрелки прибора должно быть равно напряжению стабилизации.

При помощи стабилитронов можно также улучшить действие защиты плавкими предохранителями. Эта защита, как известно, непригодна для защиты от перегрузок измерительных механизмов и других чувствительных приборов, так как она отключает цепи недостаточно быстро. Если же параллельно прибору *ИП* подключить стабилитрон *Д* (рис. 5-31), напряжение стабилизации которого немного больше рабочего напряжения, то при повышении напряжения ток настолько сильно возрастает, что плавкий предохранитель перегорает практически мгновенно.

5-1-10. Подавление нулевой отметки и расширение шкал измерительных приборов

Последовательным включением резистора R_3 (на рис. 5-31,*в* показано пунктиром) можно сжать конец шкалы прибора. Если пренебречь обратным током диода при напряжении, меньшем напряжения стабилизации, то значение резистора R_3 может быть определено следующим образом: пусть $I_{макс}$ — ток измерительного прибора при его полном отклонении и $U_{макс}$ — весь диапазон измерения напряжения. Тогда значения $pI_{макс}$ $(p<1)$ и $kU_{макс}$ $(k<p)$ представляют собою соответственно ток и напряжение к началу сжатой части шкалы. Когда напряжение стабилизации почти достигнуто, для начала сжатой части шкалы справедливо следующее выражение:

$$R_1 + R_2 = \frac{kU_{макс}}{pI_{макс}} - R_L,$$

где R_L — сопротивление измерительного механизма.

Сопротивления резисторов R_1+R_2 должны быть разделены таким образом, чтобы при токе $pI_{макс}$ напряжение между точкой их со-

единения и минусовым проводом точно равнялось напряжению стабилизации диода, тогда

$$R_2 = \frac{U_{ст}}{pI_{макс}} - R_L. \tag{85}$$

Величина резистора R_1 равна разности указанных значений:

$$R_1 = \frac{kU_{макс} - U_{ст}}{pI_{макс}}. \tag{86}$$

Если напряжение повышается до значения $U_{макс}$, то через измерительный прибор протекает ток $I_{макс}$, а через диод — ток $I_{ст}$. Тогда

$$U_{макс} - R_1 (I_{ст} + I_{макс}) = (R_2 + R_L) I_{макс};$$

$$R_3 I_{ст} + U_{ст} = (R_2 + R_L) I_{макс}.$$

Если в этих выражениях исключить $I_{ст}$ и подставить из (85) и (86) значения R_1 и R_2, то после преобразований получим

$$R_3 = \frac{U_{ст} (kU_{макс} - U_{ст}) (1 - p)}{U_{макс} I_{макс} p (p - k)}. \tag{87}$$

Начало шкалы прибора можно сжать при помощи схемы, приведенной на рис. 5-32,*а* [Л. 55]. До тех пор пока напряжение на диоде *Д* меньше напряжения стабилизации, ток протекает через оба последовательно соединенных резистора R_1 и R_2 и начальная часть шкалы прибора получается сжатой. При достижении напряжения

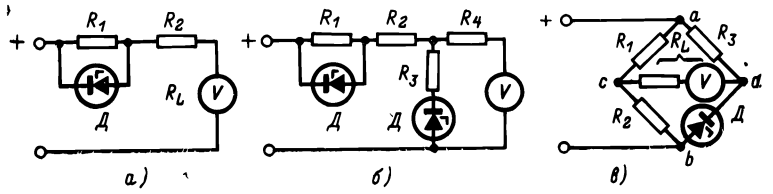


Рис. 5-32. Схемы для изменения характера шкалы измерительного прибора.

а — начало шкалы сжато, *б* — начало и конец шкалы сжаты; *в* — начало шкалы подавлено

стабилизации падение напряжения на резисторе R_1 остается постоянным, а шкала с этого места имеет нормальный характер. При полном отклонении

$$R_2 + R_L = \frac{U_{макс} - U_{ст}}{I_{макс}}, \tag{88}$$

а при достижении напряжения стабилизации

$$kU_{макс} = U_{ст} + (R_2 + R_L) pI_{макс}. \tag{89}$$

Отсюда необходимое напряжение стабилизации диода равно:

$$U_{ст} = U_{макс} \frac{k - p}{1 - p} \tag{90}$$

и величина резистора

$$R_2 = \frac{U_{макс}(1 - k)}{I_{макс}(1 - p)} - R_L. \tag{91}$$

Одновременно для момента, когда напряжение стабилизации почти достигнуто, получим:

$$R_1 p I_{макс} = U_{ст}. \tag{92}$$

Тогда

$$R_1 = \frac{U_{ст}}{p I_{макс}} = \frac{U_{макс}(k - p)}{I_{макс} p (1 - p)}. \tag{93}$$

Если объединить схемы по рис. 5-31,*в* и 5-32,*а* в одну, показанную на рис. 5-32,*б*, тогда шкала получается сжатой как в начале, так и в конце.

На рис. 5-32,*в* показана схема, при помощи которой можно полностью «подавить» начало шкалы (т. е. началом шкалы будет не нуль, а вполне определенное значение напряжения). До тех пор, пока не достигнуто напряжение стабилизации, стабилитрон $Д$ представляет собой очень большое сопротивление $R_{п2}$. Сопротивления других резисторов выбраны так, что мост в этой области уравновешен, тогда справедливо известное соотношение

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_{п2}}. \tag{94}$$

Так как при напряжении $kU_{макс}$ потенциал точки c должен быть равен напряжению стабилизации, то справедлива следующая формула:

$$kU_{макс} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{ст}. \tag{95}$$

Если напряжение равно $U_{макс}$, то через измерительный механизм должен протекать ток $I_{макс}$, тогда

$$I_{макс} = \frac{U_{макс} \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{ст}}{\dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_L}. \tag{96}$$

Из последних трех уравнений можно получить выражения для величин резисторов

$$R_1 = \frac{U_{макс}(1 - k)}{I_{макс}} - \frac{kU_{макс} R_L}{U_{ст}}; \tag{97}$$

$$R_2 = \frac{U_{макс} U_{ст}(1 - k)}{I_{макс}(kU_{макс} - U_{ст})} - \frac{kU_{макс} R_L}{kU_{макс} - U_{ст}}; \tag{98}$$

$$R_3 = R_{п2} \frac{kU_{макс} - U_{ст}}{U_{ст}}. \tag{99}$$

Обычно сопротивление резистора R_3 столь велико, что его можно исключить из схемы. Достоинство этой схемы состоит в том, что диод может быть применен с любым напряжением стабилизации, даже меньшим, чем значение $kU_{макс}$. При соответствующем выборе величин резисторов эту схему можно использовать также для сжатия конца шкалы (рис. 5-22).

5-2. Схемы для фиксации уровня сигнала

Схемами для фиксации уровня сигнала называют такие, которые смещают или фиксируют сигнал на заданном уровне напряжения, в известной части его изменения, без искажения формы сигнала. Схемы такого рода часто применяют для восстановления составляющей постоянного напряжения в телевизорах

5-2-1. Схемы с фиксацией максимального значения

Чаще всего пики напряжения сигнала фиксируют на заданный потенциальный уровень. Принцип действия этой схемы (рис. 5-33,*а*) аналогичен ограничителю. До тех пор пока мгновенное значение напряжения на входе u_1 меньше напряжения батареи $U_Б$ и пока конденсатор не получит от нее заряда, через диод ток не протекает и выходное напряжение до момента времени *1* (рис 5-34) равно

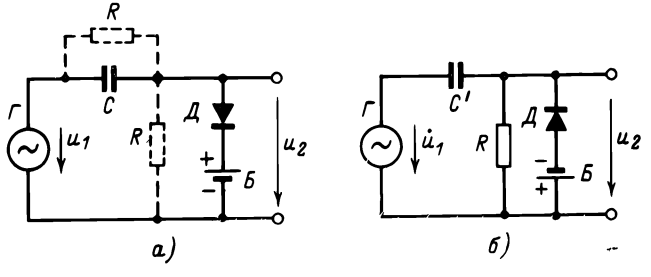


Рис 5-33 Схемы фиксации уровня сигнала

а — с фиксацией положительного пика напряжения на заданном положительном уровне, *б* — с фиксацией отрицательного пика напряжения на заданном отрицательном уровне

входному. К моменту времени *1* напряжение сигнала достигает значения напряжения батареи $U_Б$. Благодаря этому диод открывается и на выходе возникает напряжение батареи или напряжение немного большее его на величину падения напряжения на диоде При этом правая обкладка конденсатора заряжается отрицательно по отношению к левой и разность потенциалов между ними равна Δu. К моменту времени *2* диод запирается и выходное напряжение в течение промежутка времени *2—3* следует за изменением кривой входного напряжения, сдвинутой на величину Δu В следующий период диод опять открыт в течение промежутка времени *3—4* и конденсатор продолжает заряжаться до тех пор, пока в конечном итоге

кривая выходного напряжения не оказывается смещенной на полную разность $U_{макс}-U_Б$, так что пики переменного напряжения будут непосредственно касаться заданного уровня $U_Б$.

Без разрядного резистора конденсатор заряжается до фиксированного значения, равного разности напряжений $U_{макс}-U_Б$, и выходное напряжение не может следовать за возможными колебаниями амплитуды входного напряжения. Поэтому в схеме необходим разрядный резистор R, который можно включать параллельно конденсатору или выходу.

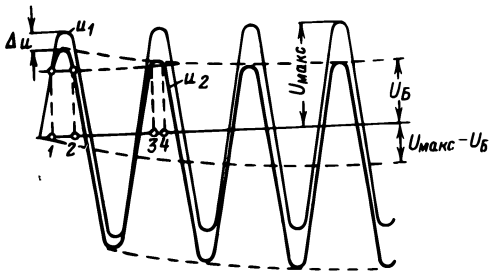


Рис. 5-34. Изменение напряжения в схеме фиксации уровня сигнала по рис. 5-33,*а*

На рис. 5-33,*б* показана аналогичная схема, но в ней диод и напряжение смещения $U_Б$ имеют противоположную полярность. Поэтому здесь происходит смещение выходного напряжения таким образом, что отрицательные пики напряжения устанавливаются на уровне $-U_Б$.

Постоянная времени, с которой прекращается процесс и наступает состояние покоя, после исчезновения напряжения на входе равна $\tau_2=[(R_{dr}\|R)+R_g]C$ и всегда больше $\tau_1=[(R_{df}\|R)+R_g]C$, с которой достигается фиксированное состояние. Поэтому для определения параметров RC-цепочки при изменяющейся амплитуде сигнала справедливы те же условия, что и у детектора. Другие параметры, такие, как входное сопротивление, могут быть определены таким же образом, как у параллельного детектора.

5-2-2. Схемы фиксации уровня сигнала с посторонним управлением

В некоторых случаях выходное напряжение должно фиксироваться в периодически повторяющиеся промежутки времени при значении, определяемом входным напряжением. Соответствующая схема для этой цели приведена на рис 5-35. Катод фиксирующего диода $Д$ соединен с эмиттером транзистора T и точкой a делителя напряжения R_1+R_2. В состоянии покоя транзистор открыт и насыщен, поэтому потенциал точки a равен приблизительно полному напряжению питания $U_Б$, диод $Д$ заперт и никакой фиксации уровня сигнала не получается. При подаче отрицательного управляющего им-

пульса на базу транзистора он запирается и потенциал в точке *а* падает до значения $U_Б R_1/(R_1+R_2)$, который должен быть меньше напряжения на входе в этот момент времени. Благодаря этому диод открывается и сдвигает кривую входного напряжения желаемым образом.

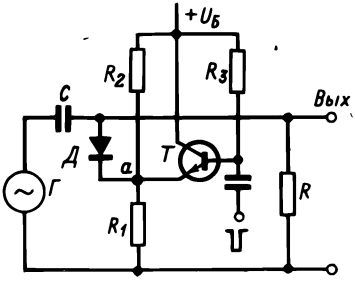


Рис. 5-35. Схема фиксации уровня сигнала, управляемая внешним импульсов.

Схему фазочувствительного детектора по рис. 4-59 также можно рассматривать как схему для фиксации уровня сигнала с посторонним управлением.

5-3. Различные схемы для преобразования форм кривых

Изменение формы кривой можно получить при помощи схемы, изображенной на рис. 5-36,*а* [Л. 64]. Пилообразное входное напряжение, которое подается на зажимы *а* и *b* симметричного трансформатора *Тр*, выпрямляется диодами $Д_1$ и $Д_2$.

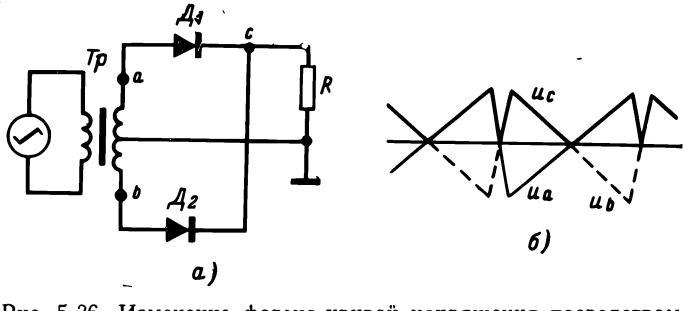


Рис. 5-36 Изменение формы кривой напряжения посредством двухполупериодного выпрямителя.
а — принципиальная схема, *б* — изменение напряжения

Вследствие этого напряжение на выходе имеет форму, показанную на рис. 5-36,*б* и 5-37.

Можно для преобразования форм кривых использовать также зависящую от напряжения емкость диода. Если, например (рис. 5-38), в дифференцирующей или интегрирующей схеме конденсатор постоянной емкости заменить варикапом [Л. 65], на который подается

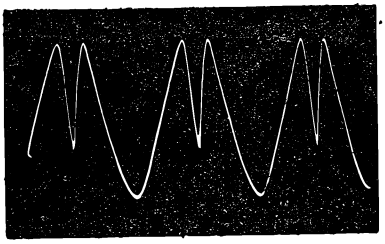


Рис. 5-37. Осциллограмма выходного напряжения у схемы по рис. 5-36,*а*.

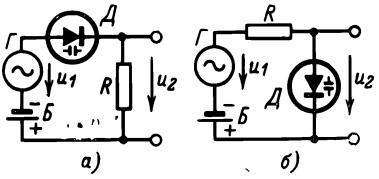


Рис 5-38. Изменение формы кривой напряжения посредством варикапов.

от батареи *Б* напряжение смещения в обратном направлении, то у этих схем остаются их обычные свойства, но вследствие изменяющейся емкости возникает дополнительное изменение формы кривой выходного напряжения. При синусоидальных напряжениях эти изменения еще сравнительно незначительны (рис. 5-39), а другие формы кривых могут быть существенно преобразованы.

5-4. Комбинации диодов

Соединяя параллельно или последовательно несколько диодов различных типов или комбинируя диоды с резисторами, можно получить двухполюсники с самыми различными вольт-амперными характеристиками Некоторые из этих двухполюсников пригодны для получения высших гармонических составляющих или для стабилизации тока или напряжения, другие схемы могут быть использованы в качестве бистабильных или логических элементов. Далее нами рассмотрены только простейшие возможности этих схем.

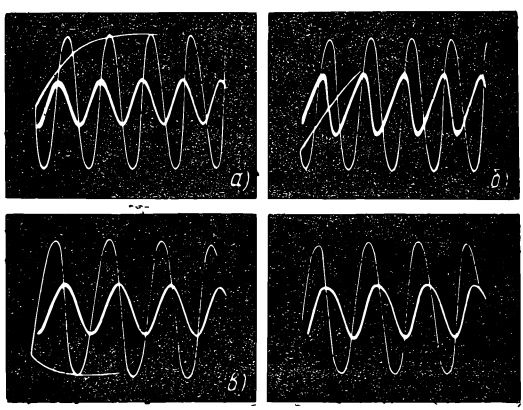


Рис. 5-39. Осциллограммы входного и выходного напряжений.

а — у дифференцирующей схемы с постоянной емкостью; *б* — то же с варикапом, *в* — у интегрирующей схемы с постоянной емкостью, *г* — то же с варикапом.

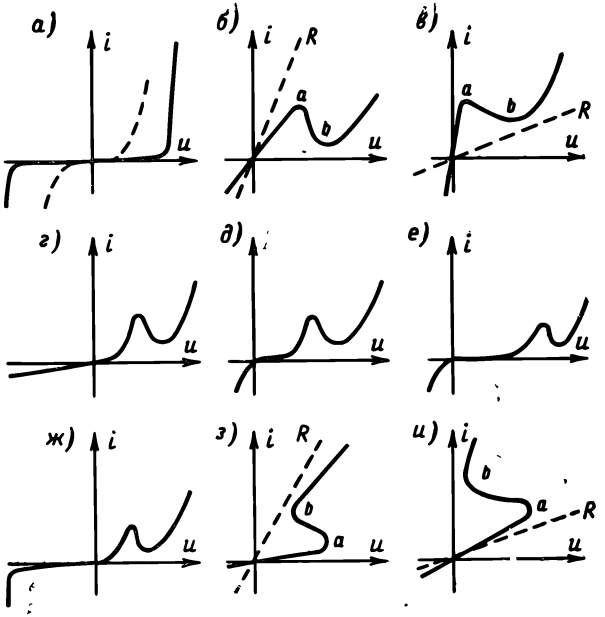


Рис. 5-40. Вольт-амперные характеристики комбинаций диодов.

а — два последовательно и встречно соединенных стабилитрона или два параллельно и встречно включенных обычных диода (пунктир), *б* — туннельный диод, включенный последовательно с резистором; *в* — туннельный диод, включенный параллельно с резистором; *г* — туннельный диод соединен последовательно с обычным диодом; *д* — туннельный диод соединен с обращенным диодом; *е* — туннельный диод соединен последовательно со встречно включенным стабилитроном; *ж* — туннельный диод соединен с согласно включенным стабилитроном, *з* — диод лавинного типа с добавочным сопротивлением; *и* — диод лавинного типа с шунтом.

5-4-1. Комбинации диодов пассивного типа

При последовательном соединении двух согласно включенных стабилитронов получается двухполюсник с напряжением, равным сумме напряжений стабилизации обоих стабилитронов. Если у одного из них изменить полярность, то получается двухполюсник с характеристикой, приведенной на рис 5-40,*а*, пригодный для двустороннего ограничения напряжения. Такие стабилитроны часто изготовляют с симметричной характеристикой в виде единого блока, и они имеют то преимущество, что положительный температурный коэффициент напряжения стабилизации одного диода компенсируется отрицательным температурным коэффициентом напряжения другого диода. По этой причине часто последовательно со стабилитронами включают обычные диоды.

При параллельном и встречном соединении двух обычных диодов получается двухполюсник, характеристика которого изображена пунктиром на рис 5-40,*а*. Этот двухполюсник ограничивает малые переменные напряжения до величины обратного напряжения диодов. Эту комбинацию называют еще антипараллельным включением диодов.

При последовательном и встречном включении двух диодов получается двухполюсник, который запирает постоянный ток в обоих направлениях При переменном токе этот двухполюсник действует как симметричный варикап, емкость которого уменьшается путем подачи напряжения смещения на общий электрод. Эта комбинация также часто изготовляется в виде отдельного блока с выведенным средним электродом.

5-4-2. Комбинации диодов с отрицательным сопротивлением

Туннельный диод, соединенный последовательно с резистором, имеет характеристику, показанную на рис. 5-40,*б* Результирующее сопротивление в области *а—b* равно $R—R_{диф}$; таким образом, в зависимости от величины резистора R оно может быть отрицательным, положительным или равным нулю. Такую комбинацию можно использовать в качестве регулируемого сопротивления или элемента с двумя устойчивыми состояниями.

При параллельном подключении резистора к туннельному диоду получается характеристика по рис. 5-40,*в* В области *а—b* результирующее сопротивление равно $RR_{диф}/(R—R_{диф})$ и может быть положительным, отрицательным и бесконечно большим. Если результирующее сопротивление бесконечно велико, то возможна стабилизация тока, правда в узком диапазоне напряжений около 0,3 *в*.

Характеристика, показанная на рис. 5-40,*г*, получается при последовательном соединении туннельного и обычного диодов. По внешнему виду эта характеристика такая же, как у туннельного диода, но имеет обратную ветвь.

Если соединить последовательно диоды туннельный и обращенный, то получается характеристика по рис. 5-40,*д*, которая соответствует характеристике туннельного диода, смещенной вправо примерно на 0,4 *в* При замене обращенного диода стабилитроном характеристика туннельного диода смещается на величину напряжения стабилизации (рис. 5-40,*е*). Если у этого стабилитрона изменить полярность, то результирующая характеристика имеет тогда обратную ветвь стабилитрона (рис. 5-40,*ж*).

При последовательном соединении динистора $Д$ с резистором получается характеристика по рис. 5-40,*з*, которая в области *а—b* имеет сопротивление $R—R_{диф}$ Это сопротивление может быть положительным, отрицательным или равным нулю. Если сопротивление равно нулю, то получающийся при этом двухполюсник может быть использован для стабилизации напряжения.

При параллельном соединении резистора с динистором результирующая характеристика (рис. 5-40,*и*) в области *а—b* имеет сопротивление, равное $RR_{диф}/(R—R_{диф})$, которое может быть отрицательным, бесконечно большим или положительным. К сожалению, в последнем случае, так же как и в случае, когда оно бесконечно велико, область *а—b* нестабильна и поэтому стабилизация тока здесь невозможна.

Аналогично при последовательном соединении туннельного диода с резистором по рис. 5-40,*б* также может возникнуть нестабильная область напряжения с положительным сопротивлением

При последовательном и встречном соединении туннельных диодов получается характеристика по рис 5-40,*а*, которая может быть использована для получения пятой гармонической составляющей.

Весьма сложные характеристики получаются при соединении двух или нескольких согласно включенных туннельных диодов. Так как их характеристики не вполне одинаковы, то один из диодов при непрерывном повышении напряжения опрокидывается немного раньше, а другой— только тогда, когда первый находится на возрастающей ветви своей характеристики Результирующая характеристика имеет форму кривой *A* (рис 5-41,*б* и 5-42,*а*); эта кривая имеет два горба, две впадины и две области с отрицательным сопротивлением и пригодна для использования, например, в схемах с тремя устойчивыми положениями

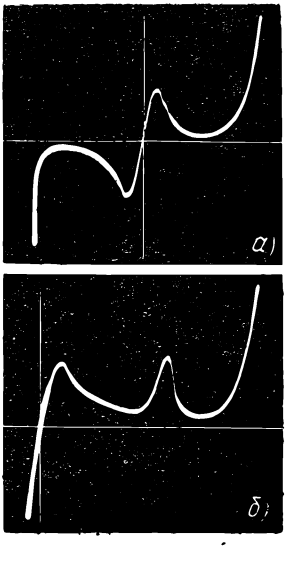


Рис 5-41. Осциллограммы вольт-амперных характеристик двух туннельных диодов

а — встречное включение, *б* — согласное включение

Кроме того, получается еще вторая ветвь характеристики *B* в виде лежащей восьмерки, расположенной между горбами Если характеристики обоих диодов помимо начальной точки не имеют никаких других точек пересечения, то тогда обе ветви не соприкасаются друг с другом При наличии другой точки пересечения *S* обе ветви, как показано на рис 5-42,*б*, соприкасаются еще в точке *x* Так как характеристика каждого диода имеет в областях Δi_1 и Δi_2 три возможных режима по напряжению, то результирующая характеристика в общей части Δi этой области имеет в совокупности 3^2 возможных режимов по напряжению Из этих теоретически возможных режимов многие нестабильны и не могут быть обнаружены путем измерений При непрерывном повышении напряжения рабочая точка перемещается по кривой *0—a—x—c—d*, а при понижении — по кривой *d—x—b—a—0*

Для практических применений нужно подбирать, по возможности, одинаковые туннельные диоды Результирующая характеристика двух абсолютно одинаковых диодов (рис. 5-42,*в*) имеет два одинаково высоких горба и две впадины одинаковой глубины. Ветвь *B* снижается с уровня *p* до уровня v_2.

Указанные комбинации диодов могут варьироваться любым образом. При последовательном соединении *n* туннельных диодов получается схема с $(n+1)$ стабильными режимами, применение которой подробно рассмотрено далее Другая комбинация [Л. 67] изображена на рис 5-43,*а* Ток вспомогательного источника $Б_1$ создает на низкоомных резисторах r_1 и r_2 падения напряжений $\pm 0{,}2$ *в*.

Вследствие этого характеристики диодов $Д_1$ и $Д_2$ смещаются, как это изображено на рис. 5-43,*б*, так что получается результирующая характеристика I Вторая пара диодов $Д_3$ и $Д_4$ имеет соответствующую характеристику II (рис. 5-41,*а*) После сложения токов обеих пар диодов получается результирующая характеристика Σ (рис. 5-43,*в*), которая имеет два горба и две впадины, симметричные к началу координат, применяется для схем с тремя устойчивыми состояниями.

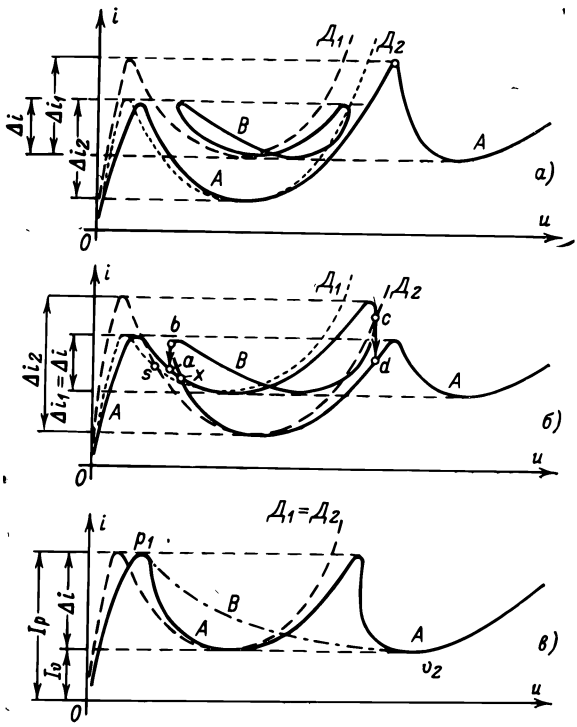


Рис. 5-42. Получение характеристик двух согласно соединенных туннельных диодов.

а — характеристики без точек пересечения, *б* — характеристика с точкой пересечения; *в* — совершенно одинаковые характеристики.

К комбинациям диодов могут быть отнесены также диоды с двойной базой, у которых эмиттерный переход настолько сильно легирован, что он имеет свойства туннельного диода [Л. 66]. Тогда характеристика диодов с двойной базой имеет такой же вид, как у туннельных, но ее положение можно при помощи напряжения U'_{66} смещать любым образом вправо.

Динисторы также можно комбинировать друг с другом. При параллельном и встречном соединении двух динисторов, напряже-

ние стабилизации которых больше напряжения переключения, у диода с противоположной полярностью получается характеристика, показанная на рис. 5-44,*б*, которая может быть использована в качестве двусторонне действующего выключателя в схемах переменного тока. Характеристику такого вида имеет также полупроводни-

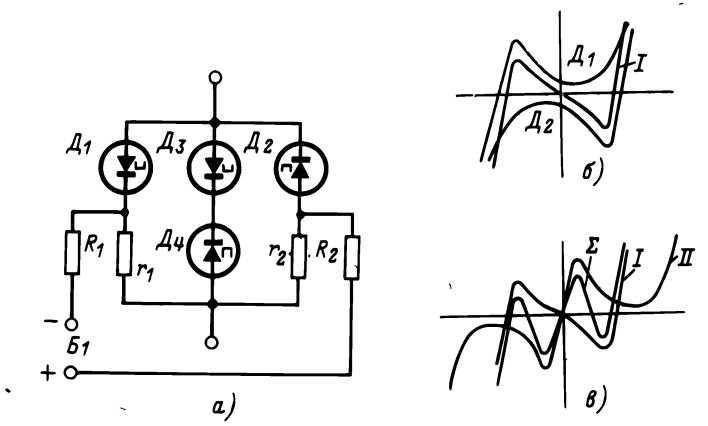


Рис. 5-43. Схема с четырьмя туннельными диодами.

а — схема устройства, *б* — характеристика пары диодов $Д_1$ и $Д_2$; *в* — характеристики пары диодов $Д_3$ и $Д_4$ и результирующая характеристика (Σ) всей схемы.

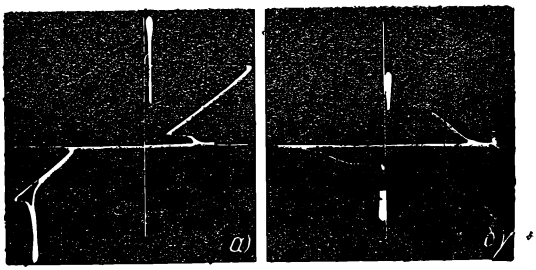


Рис. 5-44. Осциллограммы вольт-амперных характеристик динисторов.

а — два диода соединены согласно и параллельно, из них один с меньшим значением напряжения переключения имеет добавочный резистор; *б* — два диода включены встречно и параллельно

ковый элемент, известный под названием «двойной выключатель» или «пятислойный диод».

При параллельном соединении двух или более согласно включенных динисторов переключаются только диоды с наименьшим напряжением переключения. Вследствие этого напряжение [illegible] гих диодах падает до такого низкого значения, что [illegible]

их невозможно. Если же последовательно с диодом, имеющим наименьшее напряжение переключения, включить резистор с достаточно большим сопротивлением [Л. 68], то на диоде после его переключения возникает падение напряжения, достаточное для переключения второго диода. Результирующая характеристика (рис. 5-44,*а*) имеет в своей правой ветви горб напряжения и одну неустойчивую область с положительным сопротивлением. Так как диоды, с которых снимались осциллограммы, имели в области стабилизации небольшую область с отрицательным сопротивлением, то у результирующей характеристики также и в левой ветви есть два горба.

Комбинация туннельного диода и динистора не имеет смысла. При их параллельном соединении туннельный диод препятствует достижению переключающим диодом своего напряжения переключения, а при их последовательном соединении большое сопротивление динистора делает невозможным получение характеристики туннельного диода.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

ДИОДНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ И СХЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ

Диодные выключатели можно разбить на три основные группы. У первой группы процесс коммутации осуществляется непосредственно сигналом, его амплитудой или полярностью, подобно тому как у выпрямителей или ограничителей. У второй группы процесс коммутации создается посторонним вспомогательным источником, как, например, у фазочувствительных детекторов. При этом включенное или выключенное состояние остается до тех пор, пока подается управляющее напряжение. Эти схемы могут осуществлять не только процесс включения или отключения, но и непрерывное регулирование сигнала посредством изменяющегося управляющего напряжения. У третьей группы для стационарного включения или отключения достаточен кратковременный управляющий импульс. К этой группе относятся диодные схемы с двумя устойчивыми состояниями, имеющие отрицательное сопротивление. Эти схемы работают по принципу «включено — выключено», поэтому здесь процесс регулирования может быть осуществлен только в импульсном режиме путем изменения относительной длительности включения.

6-1. Выключатели с автоматическим управлением

Помимо выпрямительных и ограничительных схем ...ичным образом работают многочисленные другие ... Дин... параллельно...

6-1-1. Рекуперативные схемы

Индуктивность, включенная в цепь постоянного тока, например катушка реле, при протекании через нее тока, как известно, обладает запасом энергии электромагнитного поля, равной $LI^2/2$. При разрыве цепи (рис. 6-1) ток в катушке не может исчезнуть мгновенно и поэтому способствует заряду собственной емкости C катушки. Приложенное к катушке напряжение в момент разрыва цепи

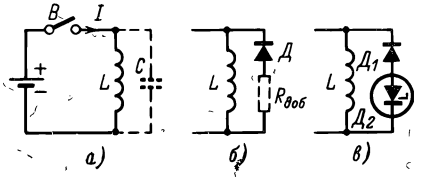


Рис. 6-1. Ограничение перенапряжения при разрыве тока.

а — разрыв тока у катушки с собственной емкостью, *б* — ограничение перенапряжения диодом, *в* — ограничение перенапряжения обычным диодом и стабилитроном

изменяет свою полярность и затем возрастает до тех пор, пока вся энергия электромагнитного поля не будет преобразована в энергию электрического поля собственной емкости катушки. В идеальном случае

$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}CU^2_{C\,\text{макс}},$$

где $U_{C\,\text{макс}}$ максимальное значение напряжения, возникающее на катушке при ее отключении и равное

$$U_{C\text{макс}} = I\sqrt{\frac{L}{C}}. \qquad (100)$$

Затем собственная емкость опять разряжается через катушку и весь процесс периодически повторяется до затухания. Так как собственная емкость катушки сравнительно мала, то при разрыве тока в ее цепи может возникнуть очень высокое коммутационное перенапряжение.

Для ликвидации этого перенапряжения катушку можно шунтировать диодом (рис. 6-1,*б*). Этот диод при протекании тока через катушку остается запертым. При отключении катушки диод отпирается, так как напряжение изменяет свою полярность, и замыкает почти накоротко катушку и поэтому перенапряжение ограничивается до нескольких десятых вольта.

Недостаток этого способа состоит в том, что получается сравнительно большая постоянная времени $L/(R_{кат}+R_д)$ (здесь $R_{кат}$ — сопротивление катушки, $R_д$ — сопротивление диода), вследствие чего по катушке довольно продолжительное время протекает ток и из-за этого, например, может нежелательным образом увеличиться время отпускания реле. Этого можно избежать включением добавочного резистора $R_{доб}$ (рис. 6-1,*б*), но тогда несколько повышается перенапряжение в момент отключения тока до значения $I(R_д+R_{доб})$.

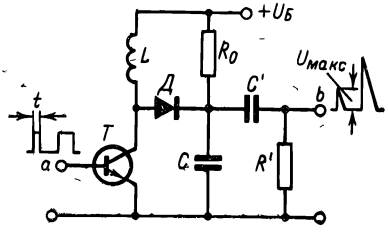


Рис. 6-2. Преобразование импульсов, модулированных по длительности, в импульсы, модулированные по амплитуде.

Лучше вместо добавочного резистора включить стабилитрон, как это показано на рис. 6-1,*в* [Л. 57]. Стабилитрон ограничивает перенапряжение до величины напряжения стабилизации и существенно снижает время протекания процесса затухания.

На рис. 6-2 показано применение рекуперативного диода для преобразования импульсов, модулированных по длительности, в импульсы, модулированные по амплитуде. Транзистор T в состоянии покоя заперт, а при подаче на вход импульса полностью открыт в течение всего времени его длительности. Диод $Д$ в состоянии покоя заперт, при этом конденсатор C заряжается до значения напряжения питания $U_Б$. С приходом переднего фронта импульса начинает возрастать ток коллектора $I_к$. Тогда справедливо соотношение

$$L\frac{di_к}{dt}=U_Б.$$

По окончании времени действия переднего фронта импульса t ток достигает значения

$$I_к=\frac{U_Б}{L}t. \qquad (101)$$

Затем транзистор опять запирается и запасенная в катушке L энергия электромагнитного поля через диод преобразуется в энергию электрического поля конденсатора C. Дальнейшему преобразованию одного вида энер-

ции в другой препятствует диод. Напряжение на зажимах конденсатора возрастает до значения $U_{C\,макс}$ согласно уравнению (100), и после подстановки величины $I_к$ из (101) получим:

$$U_{Cмакс} = \frac{U_Б}{\sqrt{LC}}\,t.$$

Таким образом, на выходе появляется последовательность импульсов, амплитуда которых пропорциональна длительности входных импульсов. Напряжение на выходе с приходом переднего фронта входных импульсов круто возрастает, а затем спадает по экспоненциальному закону соответственно разряду конденсатора C через сопротивление R_0.

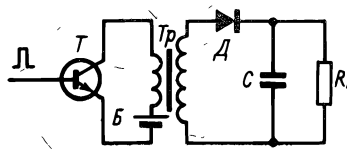


Рис. 6-3. Преобразователь постоянного напряжения с рекуперативным диодом.

Другое применение рекуперативных диодов рассматривалось в §4-1-5.

Наконец, диоды служат также для рекуперации у однополупериодных преобразователей постоянного напряжения. В примере, приведенном на рис. 6-3, ток, протекающий по первичной обмотке трансформатора, периодически прерывается при помощи транзистора T. Благодаря изменению полярности напряжения во вторичной обмотке трансформатора при разрыве тока диод отпирается и накопленная в обмотке трансформатора энергия заряжает конденсатор C. Вследствие этого на зажимах последнего возникает напряжение, большее чем могло бы быть получено от батареи с учетом коэффициента трансформации трансформатора.

6-1-2. Избирательные схемы

Очень часто бывает необходимо, чтобы сигнал достигал выходных зажимов какой-либо схемы только тогда, когда выполняются известные внешние условия. Так, например, аварийный сигнал от электрического двигателя должен подаваться, когда скорость вращения или напряжение на его зажимах повышается или снижается до известных пределов или когда превышается допустимая температура. Другой случай: катушка контактора должна обтекаться током только при определенном заданном

значении напряжения сети; кроме того, по катушке контактора не должен протекать слишком большой ток или вообще он не должен протекать в течение времени, когда действует высокий тариф. Посредством таких комбинаций условий управляются все автоматизированные процессы. Для установления наличия этих условий существуют различные возможности. Так, например, можно сделать сигнализацию так, чтобы она работала только после выполнения первого, второго или третьего условия. Работающие таким образом избирательные схемы называют схемами ИЛИ (логическое сложение).

В других случаях для сигнализации необходимо одновременное выполнение первого, второго и третьего условий. Схемы такого рода называют схемами И (логическое умножение). Существуют схемы, в которых выполнение условия (наличие сигнала на входе) означает отсутствие его на выходе и наоборот. Схемы, которые выполняют такую операцию, называют схемами НЕ (логическое отрицание или инверсия). Помимо этих основных схем существуют другие комбинированные избирательные схемы. Например, схема «ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО ИЛИ», у которой должно выполняться только одно из нескольких условий, а не несколько одновременно; схема НИ—НИ, у которой необходимо одновременное соблюдение всех установленных запретов; схема НЕ—И, у которой необходимо по меньшей мере соблюдение одного из установленных запретов; схема ЗАПРЕТА, у которой сигнал должен блокироваться не управляющим сигналом, а разными другими. Все перечисленные схемы в электротехнике могут быть осуществлены при помощи реле или бесконтактных элементов, таких, как диоды, транзисторы и т. д.

Логические схемы. Избирательные схемы особого рода представляют собой логические схемы. Они применяются главным образом в цифровой вычислительной технике и работают по двоичной системе. Поэтому все входные и выходные напряжения изменяются в виде импульсов между двумя возможными состояниями напряжений, из которых одно условно принято за нуль, а другое — за единицу двоичной системы.

На рис. 6-4,*а* показана логическая схема с диодами, которая имеет несколько входов от A_1 до A_k и работает как схема ИЛИ. В данном случае принято, что цифре *0* соответствует напряжение U_1, а *1* — большее напряже-

ние U_2. Выходной зажим через резистор R_b подключен к потенциалу U_b, меньшему U_1. До тех пор пока на всех входах состояние *0* (т. е. напряжение U_1), все диоды открыты и передают это состояние на выходной зажим. Но как только на вход какого-либо диода будет подан сигнал, соответствующий состоянию *1* (т. е. напряжение U_2), то диод передаст его на выход и там появится состояние *1*. Остальные входные зажимы с состояниями *0* отделены

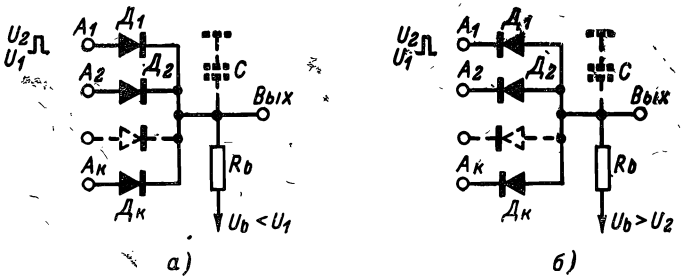


Рис. 6-4. Логические схемы
а — ИЛИ, *б* — И

от выходного зажима своими диодами, которые заперты напряжением U_2—U_1. Это функциональное действие может быть выражено знаками сложения, и поэтому схема описывается уравнением $B=A_1+A_2+\ldots+A_k$.

На рис. 6-4,*б* изображена схема И. Через резистор R_b подключено напряжение U_b, которое больше, чем U_2. До тех пор, пока все входы имеют состояние *0* (т. е. напряжение U_1), это напряжение через проводящие диоды передается на выходной зажим. При этом указанное состояние не изменяется, когда один из входных зажимов имеет состояние *1*, так как через остальные открытые диоды сигнал *0* беспрепятственно поступает на выход. Только когда все остальные входы приобретают состояние *1*, сигнал проходит к выходным зажимам. Эта схема описывается уравнением: $B=A_1A_2\ldots A_k$.

Нетрудно убедиться в том, что функционирование этих схем зависит от того, какие напряжения выбраны для указанных выше состояний. Если, например, изменить упомянутый выбор напряжений так, чтобы состоянию *0* соответствовало напряжение U_2, а состоянию *1* — напряжение U_1, то в схеме по рис. 6-4,*а* состояние *0* остается на выходе до тех пор, пока все входы имеют со-

стояние *1*. Таким образом, эта схема работает как схема И. По схеме, приведенной на рис. 6-4,*б*, наоборот состояние *1* получается, когда любой из входов имеет это состояние и она работает как схема ИЛИ. Таким образом, путем изменения выбора напряжения обе схемы в отношении функционирования поменялись местами.

При выборе параметров схемы нужно учитывать следующее [Л. 69]. В исходном состоянии, когда на всех входах присутствует сигнал *0*, паразитная емкость схе-

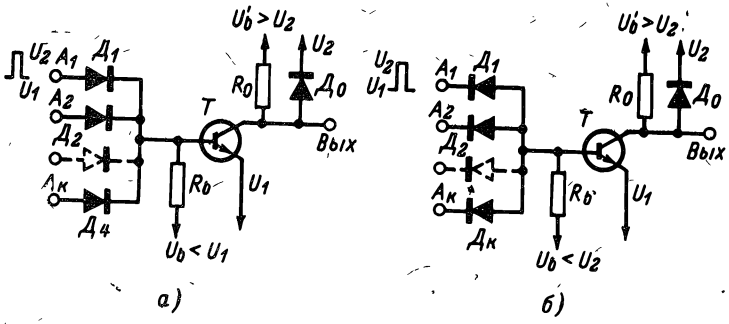


Рис. 6-5. Логические схемы с инвертором на транзисторе.
а — НИ—НИ; *б* — НЕ—И.

мы *С* (рис. 6-4,*б*) заряжена до напряжения U_1. В момент срабатывания схемы, когда на все входы поступает сигнал *1*, эта емкость разряжается через сопротивление R_b и сопротивление нагрузки (на рис. 6-4,*б* не показано) и тем самым увеличивает время срабатывания τ (уменьшает быстродействие схемы). Чтобы допустимое запаздывание, даже без внешней нагрузки, не превышало требуемого значения τ, необходимо соблюдать следующее условие:

$$I_R = \frac{C(U_2 - U_1)}{\tau},$$

где I_R — ток через резистор R_b.

Из этого выражения, если задано напряжение U_b, можно определить значение R_b. Такое же соотношение получают и для случая изменения состояния с *1* до *0* в схеме по рис. 6-4,*а*.

При логическом отрицании полярность входного импульса должна быть противоположной. Так как осуществить эту операцию только диодами невозможно, для этого используют схему на транзисторах (рис. 6-5,*а*), в ко-

торой необходим только один вход, например A_1. При состоянии *0*, т. е. при напряжении U_1 на входе, диод $Д_1$ открыт и передает это напряжение на базу транзистора. Тогда транзистор запирается и на коллекторе появляется почти полное напряжение питания U'_b. Это выходное напряжение можно при помощи дополнительного диода $Д_0$ ограничить до значения U_2. Теперь если на входе возникает состояние *1*, тогда транзистор открывается и вследствие падения напряжения на резисторе R_0 потенциал коллектора снижается почти до значения U_1. Этот случай символически выражается следующим образом: $B=\bar{A}$. Диод $Д_1$ в этом случае излишен. Однако схема применяется с несколькими входами в качестве схемы НИ—НИ, в которой диоды служат для разделения отдельных входных зажимов. Тогда для схемы такого рода справедливо уравнение $B=\bar{A}_1\bar{A}_2\ldots\bar{A}_k$, что логически равнозначно уравнению

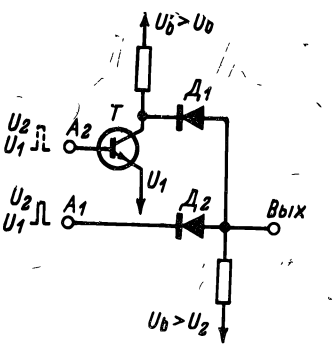


Рис 6-6 Схема ЗАПРЕТА.

$$B=\overline{A_1+A_2+\ldots+A_k}.$$

На рис. 6-5,*б* показана аналогичная схема, реализующая логическую операцию НЕ—И, у которой для получения на выходе состояния *1* необходимо, чтобы по крайней мере один входной зажим имел состояние *0*. Здесь справедливо уравнение $B=\bar{A}_1+\bar{A}_2+\ldots+\bar{A}_k=\overline{A_1A_2\ldots A_k}$.

Схема ЗАПРЕТА изображена на рис. 6-6. У этой схемы только тогда получается на выходе состояние *1*, когда сигнал A_1 не блокируется сигналом A_2. Таким образом, эта операция обозначается выражением $B=\bar{A}_1\bar{A}_2$.

В схеме ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ состояние *1* на выходе получается, когда два входных зажима одновременно имеют состояние *0*. Блок-схема, осуществляющая операцию ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ [Л. 70], показана на рис. 6-7. Каждый входной зажим A_1, A_2 этой схемы соединен одновременно с входом схемы И—π_1 и π_2 и с входом схемы отрицания I_1 и I_2. Выход каждой схемы отрицания соединен с противоположной схемой И (пере-

крестное соединение). Выходы схемы И питают схему ИЛИ (Σ на схеме). Поэтому свойства данной схемы могут быть выражены уравнением $B=A_1\bar{A}_2+\bar{A}_1A_2$. Таким образом, в основу этой схемы положена сумма двух схем запрета. На рис. 6-8 показан пример выполнения такой схемы.

Часто входные сигналы создают посредством симметричных схем с двумя устойчивыми состояниями, которые

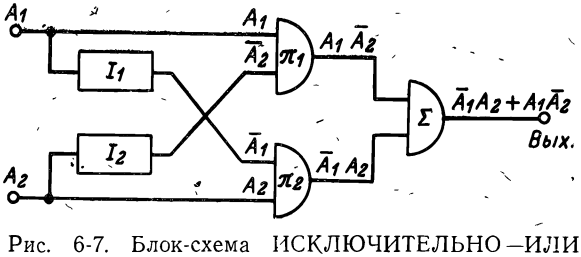


Рис. 6-7. Блок-схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ

помимо сигнала A дают также сигнал отрицания $\bar{A}$. Поэтому зачастую можно отказываться от операций отрицания и схема упрощается, как это показано на рис. 6-9,*а* или *б*.

Логические схемы со стабилитронами. У диодов вследствие накопления неосновных носителей заряда необходимо известное время для запирания, поэтому возникает запаздывание функционирования логических схем. Этого недостатка нет у стабилитронов, так как они в области стабилизации работают практически без запаздывания, как это было показано на рис. 2-17,*б*.

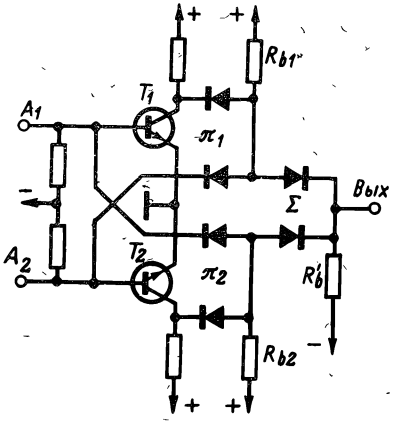


Рис 6-8. Схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ с инвертором на транзисторах.

На рис. 6-10,*а* изображена схема ИЛИ со стабилитронами. До тех пор пока все входы находятся в состоянии *0*, все стабилитроны открыты и выходной зажим имеет потен-

циал U_1—$U_{ст}$, который соответствует состоянию *0* на выходе схемы. Если хотя бы на один из входных зажимов поступает напряжение U_2, соответствующее состоянию *1* на входе, то в силу того, что падение напряжения на стабилитроне не меняется, на выходе создается

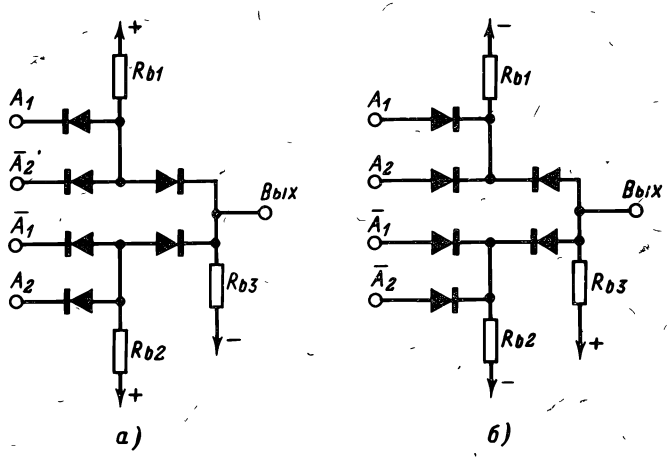


Рис 6-9 Схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ с дополнительными входами.
а — последовательность И—ИЛИ, *б* — последовательность ИЛИ—И

потенциал U_2—$U_{ст}$, который соответствует состоянию *1* на выходе схемы, и все остальные стабилитроны в это время запираются, так как разность потенциалов на их зажимах ниже их напряжения стабилизации. При этом следует иметь в виду, что полярность входного сигнала

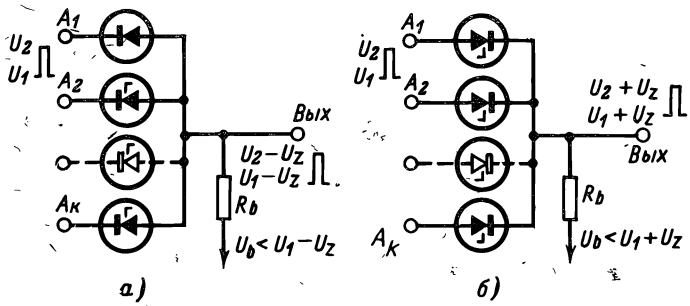


Рис 6-10 Логические схемы со стабилитронами.
а — ИЛИ, *б* — И.

не меняется, так как стабилитроны работают в прямом направлении. Поэтому необходимо соблюдать следующие соотношения: $U_2 - U_{ст} < U_1$ или $U_{ст} > U_2 - U_1$. Тогда схема работает аналогично изображенной на рис. 6-4,*а*, только уровень выхода смещен в отрицательную область на величину напряжения стабилизации.

Аналогичное выполнение схемы И приведено на рис. 6-10,*б*. В этом случае должно соблюдаться неравенство $U_{ст} > U_2 - U_1$. Здесь уровень смещается в положительную область на величину напряжения стабилизации.

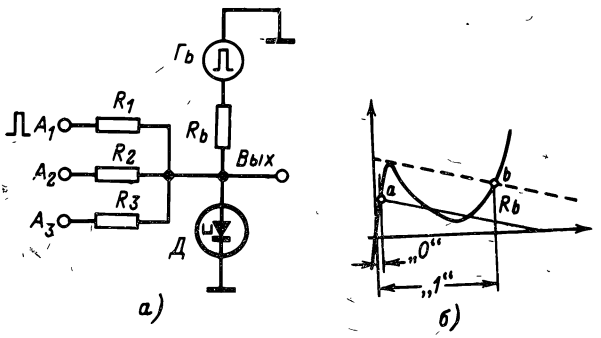


Рис. 6-11. Логические схемы с туннельными диодами.
а — принципиальная схема, *б* — вольт-амперная характеристика диода.

Логические схемы с туннельными диодами [Л. 72, 73]. На рис. 6-11,*а* показана логическая схема с туннельным диодом *Д*, который питается импульсами напряжения от источника *Г*. Величина резистора R_b выбрана так, что нагрузочная прямая пересекает характеристику туннельного диода в трех точках (рис. 6-11,*б*). Если все три входа находятся в состоянии *0*, т. е. напряжение на них не подается, то при подаче питающего импульса режим работы схемы определяется рабочей точкой *а* на характеристике. На выходе появляется напряжение порядка 0,05 *в*, которому соответствует состояние *0*. При появлении на входе положительного сигнального импульса *1*, который подается одновременно с питающим импульсом, изменяется положение нагрузочной характеристики и рабочая точка скачкообразно переходит в точку *b*, где напряжение на диоде равно 0,4 *в*, что соответствует состоянию *1*.

Соответствующим выбором амплитуд сигнального и питающего импульсов можно добиться того, чтобы со-

стояние *1* на одном из входных зажимов было достаточно, чтобы вызвать процесс опрокидывания, т. е. скачкообразный переход рабочей точки из *a* в *b*, тогда получается функционирование, как у схемы ИЛИ. При других параметрах схемы опрокидывание возможно только тогда, когда состояние *1* появляется на двух входных зажимах, что соответствует при трех входных зажимах так называемой мажоритарной схеме. Если же опрокидывание возможно, лишь когда состояние *1* появляется на всех трех входных зажимах, то такой режим работы

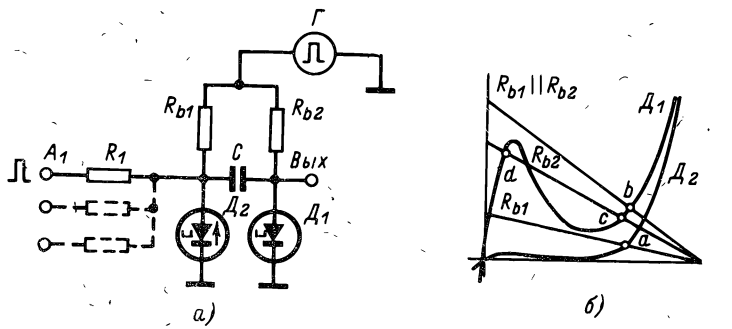


Рис 6-12. Схема НЕ с туннельными и обращенными диодами. *а* — принципиальная схема, *б* — к объяснению работы схемы

соответствует схеме И. Таким образом, при правильном выборе параметров можно у одной и той же схемы добиться различного функционирования. Недостатком такого режима работы схемы является необходимость точного поддержания правильных значений напряжений и сопротивлений. Поэтому такую схему выполняют с ограниченным числом входов — обычно не более трех. В схеме НЕ применение туннельного диода дает возможность сэкономить транзисторный инверсный каскад. На рис. 6-12,*а* [Л. 74] изображена схема с туннельным диодом $Д_1$ и обращенным $Д_2$. Питающее напряжение и величины резисторов R_{b1} и R_{b2} выбраны так, что нагрузочные прямые занимают положение, показанное на рис. 6-12,*б*. Там же дана и нагрузочная прямая для $R_{b1}||R_{b2}$. В состоянии *0* на входе рабочая точка обращенного диода при подаче питающего импульса находится в точке *a* и диод почти заперт. Поэтому туннельный диод получает ток питания одновременно через резисторы R_{b1} и R_{b2}, и его рабочая точка сначала находится в точке

b, а после заряда конденсатора C перемещается в точку c с напряжением 0,4 *в*, которой соответствует состояние *1* на выходе. Если на вход подать положительный импульс, соответствующий состоянию *1*, то обращенный диод открывается. Тогда через туннельный диод практически проходит только ток, протекающий через резистор R_{b2}, и его рабочая точка перемещается в точку d с напряжением порядка 0,05 *в*, которому соответствует состояние

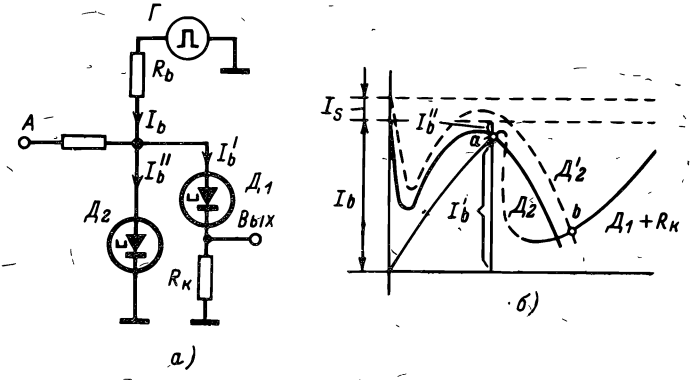


Рис. 6-13. Схема НЕ с туннельными диодами.
а — принципиальная схема, *б* — к объяснению работы схемы.

0 на выходе. Таким образом, схема создает на выходе состояние *1* только тогда, когда на входе нет никакого сигнала, или в случае схемы НИ—НИ (несколько входов), когда ни на одном из них нет сигнала.

Другая схема НЕ показана на рис. 6-13,*а* [Л. 75]. Последовательно с туннельным диодом $Д_1$ включен резистор R_k, так что у этой ветви получается характеристика $Д_1+R_k$ (рис. 6-13,*б*). Параллельно этой ветви подключен вспомогательный туннельный диод $Д_2$. Схема питается импульсами тока I_b от источника $Г$ через высокоомный резистор R_b. Величины этих импульсов выбраны так, что при отсутствии их на входе рабочая точка располагается на характеристике в точке a и в ветви $Д_1$, R_k протекает довольно большой ток. Тогда на резисторе R_k получается большое напряжение, которому соответствует состояние *1* на выходе.

Теперь если синхронно с питающим импульсом на вход подать сигнал *1*, то общий ток увеличивается на величину I_s и характеристика вспомогательного диода

смещается в положение $Д'_2$. Вследствие этого рабочая точка скачкообразно перемещается в точку b и в ветви $Д_1$, R_k протекает меньший ток, который соответствует состоянию 0 на выходе.

Если сделать у этой схемы два входных зажима и одновременно уменьшить амплитуду питающего импульса, то получается схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО — ИЛИ (рис. 6-14,*а*). Без входного сигнала рабочая точка нахо-

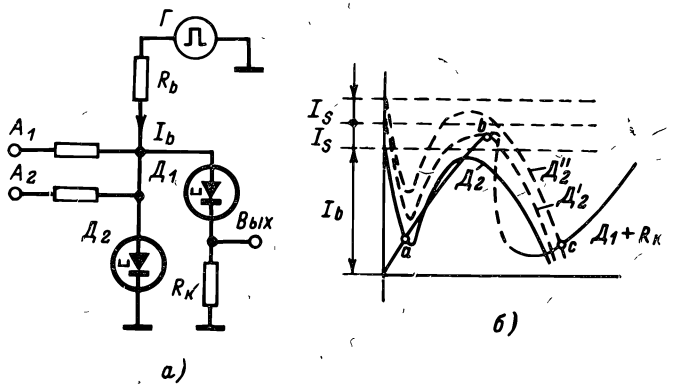


Рис. 6-14. Схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ с туннельными диодами.
а — принципиальная схема; *б* — к объяснению работы схемы

дится в точке *а*, где через диод $Д_1$ протекает малый ток, так что напряжение на выходе соответствует состоянию *0*. Когда сигнал *1* подается только на один входной зажим, то характеристика вспомогательного диода смещается в положение $Д'_2$, рабочая точка скачкообразно переходит в точку *b* и через ветвь $Д_1+R_k$ протекает больший ток. Возникающее на выходе напряжение теперь соответствует состоянию *1*. Если же сигнал *1* подается одновременно на оба входных зажима, то характеристика вспомогательного диода смещается в положение $Д''_2$. Теперь рабочая точка скачком переходит в точку *с*, по ветви $Д_1$, R_k опять протекает только малый ток и напряжение на выходе соответствует состоянию 0.

Другая схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО — ИЛИ изображена на рис. 6-15 [Л. 76]. Амплитуда питающего импульса и рабочие резисторы R_{b1} и R_{b2} выбраны так, что рабочая точка обоих туннельных диодов без сигнала располагается ниже горба характеристики. Тогда на выходе появляется сигнал 0. Сигнал *1* лишь на одном входном

зажиме недостаточен, чтобы создать режим опрокидывания диода $Д_1$, так как в цепи его катодов включен резистор $R_к$. Однако возникающее повышение потенциала в точках *a* и *b* создает режим опрокидывания диода $Д_2$ и на выходе появляется сигнал *1*. Так как обращенный диод $Д_3$ по направлению анод — катод не проводит, то выход не оказывает влияния на вход.

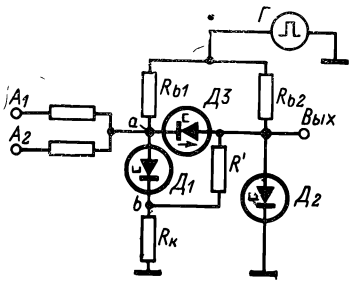


Рис. 6-15. Схема ИСКЛЮЧИТЕЛЬНО—ИЛИ с туннельными диодами.

Если сигнал *1* одновременно подается на оба входных зажима, то опрокидывается диод $Д_1$ и его ток уменьшается почти до нуля. Так как на анод диода $Д_2$ помимо потенциала точки *a* воздействует также потенциал точки *b* через малый резистор *R'*, то этот диод не опрокидывается и на выходе остается сигнал *0*.

На рис. 6-16, *а* [Л. 77, 78] показана схема НИ — НИ, в которой туннельный диод $Д_3$ работает совместно с диодом $Д_4$, имеющим заметное накопление неосновных но-

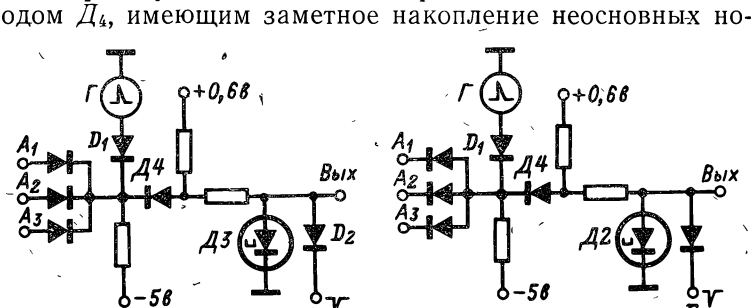


Рис 6-16 Логические схемы с накоплением зарядов.
а — НИ—НИ, *б* — НЕ—И

сителей заряда. Как видно из рис. 6-16, *а*, на схему к одному зажиму подводится положительное постоянное напряжение 0,6 *в*, а к другому — отрицательное — 5 *в*.

Кроме того, на схему от источника *Г* подается импульсное напряжение с амплитудой +3 *в*. При отсутствии сигнала от зажима +0,6 *в* через диод $Д_4$ протекает

постоянный ток к зажиму — 5 *в*, так что в этом диоде накапливается заряд, пропорциональный этому току. Питающий импульс, напряжение которого больше 0,6 *в*, попадает через диод $Д_4$ на туннельный диод $Д_3$ и вводит его в режим опрокидывания, вследствие чего на выходе появляется сигнал *1*. Если перед подачей питающего импульса на каком-нибудь из входных зажимов был сигнальный импульс с амплитудой не менее 0,6 *в*, то протекание постоянного тока через диод $Д_4$ было бы невозможно, так как накопления заряда в диоде $Д_4$ не происходит и питающий импульс через него не может пройти к туннельному диоду.

Схема НЕ — И, изображенная на рис. 6-16, *б*, отличается от схемы на рис. 6-16, *а* только своей входной стороной, которая изменена так, что сигнал *1* на выходе возникает тогда, когда по меньшей мере один вход остается в состоянии *0*. У обоих схем зажим *r* с диодом $Д_2$ служат для установки схемы на нуль, т. е. для обратного опрокидывания диода $Д_3$ в состояние *0* отрицательным импульсом.

Другая группа логических схем основана на применении так называемой пары Гото, которая состоит из двух последовательно и согласно соединенных туннельных диодов [Л. 79]. Если эту пару диодов подключить к симметричному источнику импульсов *Г* (рис. 6-17) напряжением $2 \times 0{,}25$ *в*, то это напряжение распределится на обоих диодах так, что один опрокинется, а другой нет (см. рис. 9-9). Узловая точка *а* имеет по отношению к земле потенциал +0,2 или —0,2 *в*. При полной идентичности обоих диодов вероятность возникновения этих двух напряжений одинакова.

При помощи небольшого управляющего импульса, который подводится к узловой точке *а* при подаче питающего импульса, можно влиять на процесс изменения напряжений. Напряжение узловой точки можно также изменить, когда питающий импульс достигнет своей амплитуды, но для этого необходим значительно больший управляющий импульс.

В схеме по рис. 6-17 возможно сравнительно небольшим импульсом на входных зажимах достичь того, что напряжениям на выходе —0,2 и +0,2 *в* будут соответствовать сигналы *0* и *1*. Совершенно ясно, что сигнал *0* на выходе возникает лишь тогда, когда из трех входных зажимов два имеют отрицательный сигнал, а третий — по-

Таблица 12

A_1	A_2	C_0	B	C_1	A_1	A_2	C_0	B	C_1
0	0	0	0	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	0	1	0	1	0	1
0	1	0	1	0	0	1	1	0	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1	1

ложительный такой же величины (в противоположном случае появляется сигнал *1*). Таким образом, схема работает как мажоритарная.

Если один входной зажим (на рис. 6-17 зажим A_3) подключить к питающему напряжению (соединение пунктиром), тогда функционирование схемы зависит от полярности источника *Г*. При положительной полярности мажоритарный режим достигается уже тогда, когда сигнал *1* появляется только на одном входном зажиме и получается схема ИЛИ; при отрицательной полярности получается схема И.

Преимущества пары Гото особенно отчетливо видны на схеме полного сумматора. При сложении двух двоичных чисел A_1 и A_2 с переносом C_0 предыдущего каскада для суммы B и переноса C_1 в последующем каскаде справедлива табл. 12.

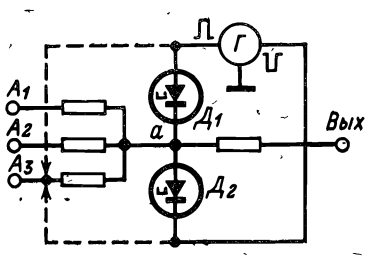


Рис 6-17. Логическая схема с парой туннельных диодов (пара Гото).

Для реализации этого результата при помощи диодов была бы необходима довольно сложная многокаскадная схема. Значительно проще эту задачу можно решить, если применить схему с туннельными диодами по рис. 6-18, *а* [Л. 80]. Когда ни на одном из входов (A_1, A_2, C_0) нет сигнала, то рабочая точка находится в точке *а* характеристики (рис. 6-18, *б*) и по ветви $Д_3$, $R_к$ протекает очень небольшой ток, который создает на выходе сигнал *0*. Когда на один, два или три входных зажима подается сигнал *1*, то рабочая точка ступенчато и скачкообразно переходит соответственно в точки *b*, *c*, *d* и через

диод $Д_3$ протекает сначала большой ток, затем малый ток и, наконец, опять большой и на выходе появляется сигнал *1*, а затем *0* и затем опять *1* согласно табл. 12.

Нижняя часть схемы служит для создания переноса C_1. Туннельный диод $Д_4$, который через резисторы R'_1,

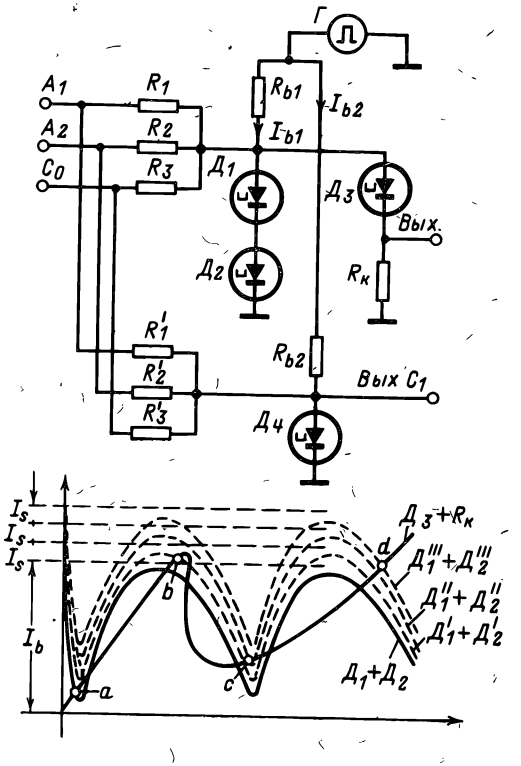


Рис 6-18. Каскад полного сумматора с туннельными диодами

а — принципиальная схема, *б* — к объяснению работы схемы

R'_2 и R'_3 соединен с входными зажимами, питается от общего источника импульсов *Г*. Когда на всех входных зажимах нет сигнала или когда сигнал только на одном из них, то параметры схемы выбирают так, чтобы рабочая точка располагалась ниже горба характеристики и тогда на выходе C_1 появляется сигнал *1*.

Еще более простое выполнение схемы полного сумматора показано на рис. 6-19,*а* [Л. 81]. При соответствую-

щем выборе значений резисторов R_1, R_2 и R_3 и амплитуды входного импульса результирующая нагрузочная прямая имеет различные положения R', R'' и R''' (рис. 6-19, *б*) в зависимости от того, имеется ли сигнал *1* на одном из двух или на всех трех входных зажимах. Выходное напряжение на зажиме *Вых1* определяется величиной падения напряжения, возникающем на резисторе R_k в цепи катода туннельного диода. В первом и третьем случаях оно соответствует сигналу *1*, а во втором случае — сигналу *0*.

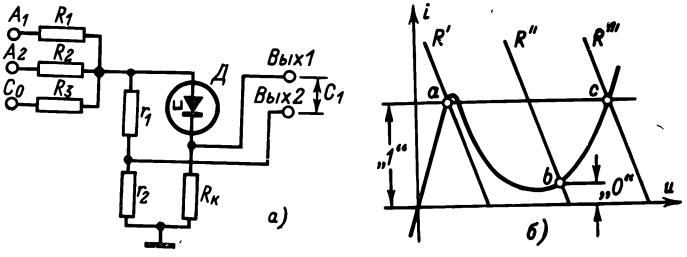


Рис 6-19 Каскад полного сумматора.
а — принципиальная схема, *б* — к объяснению работы схемы.

Данная схема содержит еще ветвь с резисторами r_1 и r_2, благодаря которой получается мост. Параметры моста выбраны так, что в первом случае он уравновешен, тогда как во втором и третьем случаях на выходных зажимах *Вых 1* и *Вых 2* возникает разность потенциалов, которая служит в качестве переноса C_1 для следующего каскада. Недостаток этой схемы состоит в том, что напряжение переноса получается не по отношению к земле, а по отношению к зажиму *Вых 1*.

Логические схемы, пригодные для согласования. Иногда бывает целесообразно, чтобы схема могла работать как схема ИЛИ либо как схема И. Такое изменение функционирования возможно путем инверсии установленных сигналов и логических состояний, для чего нужно перед каждым входным зажимом логической схемы, режим работы которой подлежит изменению, включать каскад перемены полярности. На выходе также необходим такой инверсный каскад, и тогда выходные сигналы будут соответствовать полярности остальных элементов схем. Эти инверсные каскады должны работать без механических устройств только электронным путем,

На рис. 6-20 [Л. 82] показана схема такого инверсного каскада. Туннельный диод $Д_3$, соединенный последовательно с обращенным диодом $Д_1$, питается через высокоомный резистор R_b постоянным напряжением $+U_b$ и в зависимости от полярности управляющего импульса, подводимого к зажиму S, туннельный диод опрокидывается напряжением 0,05 *в* или 0,4 *в*. В первом случае

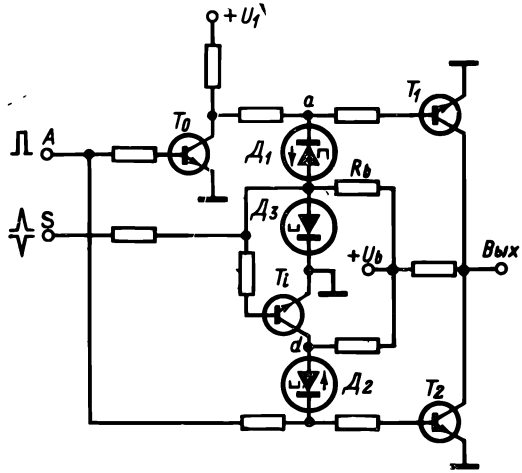


Рис. 6-20. Схема инверсного каскада.

туннельный диод является только небольшим добавочным сопротивлением к диоду $Д_1$. Таким образом, диоды подключают точку *a* схемы к земле почти накоротко и тем самым препятствуют передаче положительного сигнала от коллектора транзистора T_0 к базе транзистора T_1. Во втором случае диод $Д_3$ является источником напряжения смещения, равного 0,4 *в*, для обращенного диода $Д_1$. Благодаря этому обращенный диод запирается и передача сигналов меньше 0,4 *в* от транзистора T_0 к транзистору T_1 невозможна. В противоположную ветвь включен второй обращенный диод $Д_2$, который вместо туннельного диода соединен последовательно с транзистором T_i. База этого транзистора соединена с анодом туннельного диода $Д_3$. Поэтому данный транзистор работает как инверсный каскад, который всегда обеспечивает диоду $Д_2$ состояние, противоположное диоду $Д_1$. Поэтому всей схеме соответствует следующая таблица (табл. 13).

Таблица 13

Входной сигнал на зажиме A	0	$+U_1$	0	$+U_1$
Сигнал на коллекторе транзистора T_0	$+U_1$	0	$+U_1$	0
Управляющий импульс S	Отрицательный		Положительный	
Потенциал в точке b	+0,05 *в*	+0,05 *в*	+0,4 *в*	+0,4 *в*
Сигнал от транзистора T_0 через диод $Д_1$	Закорачивает на землю		Не влияет	
Транзистор T_1	Заперт	Заперт	Открыт	Открыт
Потенциал в точке d	$+U_b$	$+U_b$	0	0
Сигнал от входа через диод $Д_2$	Не влияет		Закорачивает на землю	
Транзистор T_2	Заперт	Открыт	Заперт	Заперт
Выходной сигнал на зажиме A'	$+U_b$	0	0	$+U_b$
Результирующая функция	Логическое отрицание		Логическая идентичность	

В зависимости от направления управляющего импульса схема либо изменяет полярность, либо дает возможность пройти сигналу без изменения.

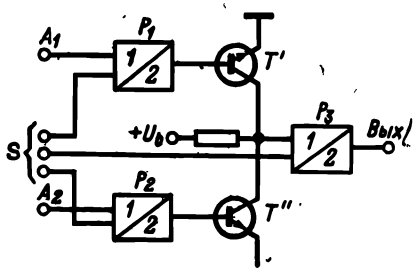


Рис. 6-21. Согласуемая логическая схема.

1 — тождественность; *2* — отрицание.

Логическая схема, изображенная на рис. 6-21, содержащая два транзистора T' и T'', может выполнять функции, приведенные в табл. 14, когда на входной и выходной ее сторонах имеются инверсные каскады P_1, P_2 и P_3.

Таблица 14

Сигнал A_1	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011	0011
Сигнал A_2	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101	0101
Состояние P_1	Идентичность	Отрицание	Идентичность	Отрицание	Отрицание	Идентичность	Идентичность	Отрицание
Состояние P_2	Идентичность	Отрицание	Идентичность	Отрицание	Идентичность	Отрицание	Отрицание	Идентичность
Сигнал B	0111	0001	1000	1110	0010	0100	01011	1101
Логически	A_1+A_2	A_1A_2	$\overline{A_1}\,\overline{A_2}$	$\overline{A_1}+\overline{A_2}$	$A_1\overline{A_2}$	$\overline{A_1}A_2$	$A_1+\overline{A_2}$	$\overline{A_1}+A_2$
Функция	ИЛИ	И	НИ—НИ	НЕ—И	ЗАПРЕТ		ИМПЛИКАЦИЯ	

Таким образом, при помощи управляющего импульса S можно на схему воздействовать так, что она будет выполнять функции схем ИЛИ, И, НИ — НИ и НЕ — И, а также реже применяемые функции запрета и импликации.

6-1-3. Подавление обратной связи

В электронных приборах сигнал, как правило, должен передаваться от входа к выходу, но не должен передаваться в противоположном направлении. У ламповых схем это свойство получается автоматически. У диодных схем, наоборот, необходимо для этого принимать особые меры при помощи так называемых схем подавления обратной связи или схем вентильного действия.

Подавление обратной связи диодами. На рис. 6-22 показано несколько произвольных следующих друг за другом каскадов $Д_1$, $Д_2$, работающих через диоды $Д'$, $Д''$

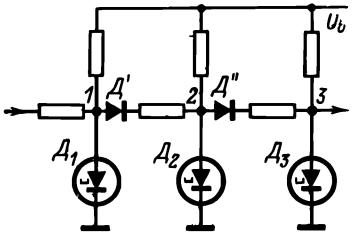


Рис. 6-22. Связь каскадов туннельных диодов при помощи диодов обычных или обращенных.

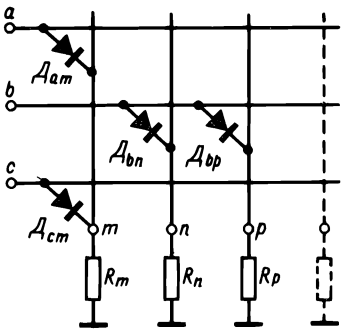


Рис. 6-23. Диодная матрица.

в импульсном режиме. Диоды $Д'$, $Д''$ передают положительный сигнал, например, от зажима *1* к зажиму *2*, но препятствуют прохождению положительного сигнала обратно к зажиму *1*. Поскольку напряжение сигнала меньше 0,3 *в*, то вместо диодов также можно применить обращенные диоды.

Другим примером применения диодов для подавления обратной связи могут служить так называемые диодные матрицы (рис. 6-23). В их основу положены различные логические схемы, которые имеют несколько входных *a*, *b*, *c*... и несколько выходных *m*, *n*, *p*... зажимов, причем к последним подключены отдельные потребители R_m, R_n, R_p... При этом необходимо, чтобы один определенный вход одновременно воздействовал на несколько выходов или чтобы определенный выход находился под воздействием нескольких входов. Эти требования не могут быть выполнены путем непосредственного соединения соответствующих узловых точек, так как тогда состояния, возникающие на выходах, будут передаваться на неимеющие к ним отношения входы. Этого можно избежать путем соединения соответствующих точек через диоды от $Д_{am}$ до $Д_{bp}$ (или обращенные диоды), которые передают положительные сигналы от входа к выходу, но запреты в противоположном направлении.

В логических схемах по рис. 6-4 назначение диодов также состоит в том, чтобы препятствовать обратной связи от сигнала с выхода на входные зажимы, к которым не подведен сигнал.

Рассмотренные нами примеры подавления обратной связи эффективны только при одной полярности напряжения сигнала. В схеме по рис. 6-24, *а* [Л. 83] подавление обратной связи не зависит от полярности. Поэтому такая схема пригодна также и для сигналов переменного напряжения. При положительном сигнале ток от точки *a* протекает через диод $Д_1$, резисторы *R* и диод $Д_3$ на землю. Выход получает сигнал из узловой точки *b*. Аналогично при отрицательном сигнале (при переменном напряжении это может быть отрицательный полупериод) ток протекает по цепи $Д_4$, *R*, *R*, $Д_2$ и выходной сигнал опять появляется в точке *b*. Постороннее напряжение, подведенное к выходу, например, от источника (пунктир) в течение положительного полупериода закорачивается на землю диодом $Д_3$, а в течение отрицательного

полупериода — диодом $Д_4$, так что оно не может попасть на вход схемы. Таким образом, передача сигнала происходит только в направлении $a \longrightarrow b$, а в противоположном направлении $b \longrightarrow a$ сигнал теоретически гасится почти до нуля.

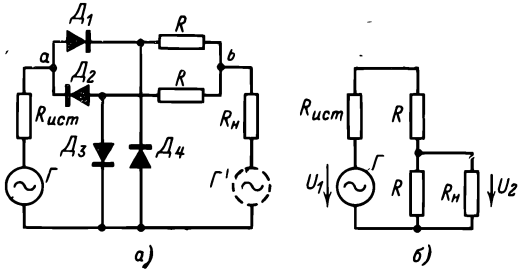


Рис. 6-24. Схема вентильного действия с диодным мостом.
а — принципиальная схема, *б* — схема замещения.

Если пренебречь сопротивлениями диодов, то схема замещения будет иметь вид, показанный на рис. 6-24, *б*, и напряжение на выходе равно в этом случае:

$$U_2 = U_1 \frac{RR_н}{R^2 + 2RR_н + RR_{ист} + R_н R_{ист}}. \qquad (102)$$

Выходная мощность равна:

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_н} = U_1^2 \frac{R^2 R_н}{(R^2 + 2RR_н + RR_{ист} + R_н R_{ист})^2}. \qquad (103)$$

Эта выходная мощность наибольшая, когда $R_н = 0{,}5\,R_{ист}$ и $R = 0{,}71\,R_{ист}$, и равна:

$$P_{2макс} = \frac{U_1^2}{4R_{ист}} \frac{1}{5{,}83}. \qquad (104)$$

По сравнению с мощностью на входе, равной $U_1^2/(4R_{ист})$, потери мощности в направлении $a \longrightarrow b$ составляют всего 7,6 *дб*, а в направлении $b \longrightarrow a$ практически они больше на 25—30 *дб*.

Следует учитывать, что у всех приведенных схем подавление обратной связи менее совершенно, чем, например, в ламповых схемах. Во всех приведенных схемах подавление обратной связи получается только тогда, когда напряжение сигнала попадает или только на вход или только на выход. Если же одновременно подключить источник с большим напряжением на вход, а с меньшим

напряжением на выход, тогда какой-нибудь диод от входного сигнала всегда открыт и передает обратно с выхода на вход также и небольшие сигналы.

Подавление обратной связи посредством многофазного питания. У цифровых вычислительных машин можно подавить обратную связь посредством трехфазного питания (рис. 6-25, *а*) [Л. 84, 85]. Три включенных один за другим каскада $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$ питаются от зажимов *x*,

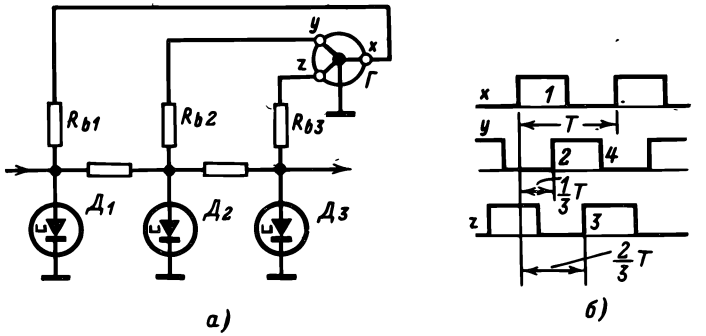


Рис. 6-25. Подавление обратной связи посредством трехфазного питания.

а — принципиальная схема; *б* — изменение напряжений в отдельных фазах.

y, *z* источника импульсов *Г*. Напряжения на этих зажимах изменяются, как это показано на рис. 6-25, *б*. Импульсы имеют ширину, равную половине периода, и смещены по отношению друг к другу на $^1/_3$ периода. Благодаря этому состояние каскада $Д_2$ в момент времени *2*, когда напряжение питания возрастает, определяется состоянием каскада $Д_1$. Вместе с тем каскад $Д_2$ не может оказывать влияния на каскад $Д_1$, так как последний к моменту времени *1* не имеет питающего напряжения. Аналогично состояние каскада $Д_3$ в момент времени *3* определяется состоянием каскада $Д_2$ и не оказывает никакого влияния на последний, так как его напряжение к моменту времени *4* отключено.

6-2. Управляемые выключатели

6-2-1. Несимметричные выключатели

Простейшая схема управляемого выключателя изображена на рис. 6-26, *а* [Л. 86]. Параллельно диоду *Д*, включенному между источником сигналов $Г_1$ и потреби-

телем $R_н$, включен другой источник, который управляет проводимостью диода и отделен от сигнальной цепи резисторами z_1 и z_2. Конденсаторы C_1 и C_2 предназначены для отделения сигнальной цепи от постоянного управляющего напряжения. Так как источник в цепи управления в данном случае не имеет заземленного зажима, то оба источника часто соединены в общую точку x. Возможна также схема, показанная на рис. 6-26, *б*, где один полюс

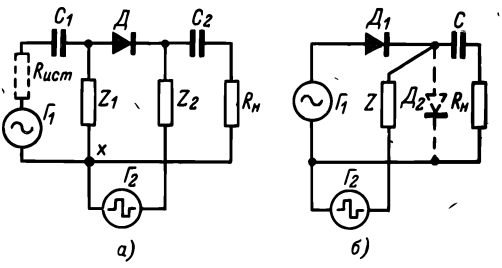


Рис. 6-26. Диодный выключатель.

а — с размыканием цепи управления посредством постоянного тока; *б* — с замыканием цепи управления через нагрузочное сопротивление

управляющего напряжения подключен к одному из проводов от источника сигналов $Г_1$.

Соотношения между параметрами диода и значениями напряжения сигнала и управляющего напряжения получаются из следующих соображений. Пусть $U_{обр.макс}$ — наибольшее допустимое обратное напряжение, а $I_{пр.макс}$ — наибольший ток диода в прямом направлении. Если во время включения ток всегда должен протекать только в прямом направлении, то тогда он изменяется в пределах от 0 до $I_{пр\ макс}$. Поэтому источник цепи управления должен отдавать ток, равный $I_{пр\ макс}/2$, а ток в сигнальной цепи, в том случае, когда он синусоидален, должен иметь действующее значение $I_{пр\ макс}/(2\sqrt{2})$. Если во время отключения приложенное напряжение на диоде всегда должно быть в обратном направлении, то тогда оно изменяется от 0 до $U_{обр\ макс}$ и его среднее значение в цепи управления должно быть равно $U_{обр.макс}/2$, а синусоидальное действующее напряжение в цепи сигнала $U_{обр\ макс}/(2\sqrt{2})$. Чтобы при этом

напряжении получить во время включения ток в цепи сигнала $I_{\text{пр.макс}}/(2\sqrt{2})$, нужно чтобы общее сопротивление сигнальной цепи равнялось (сопротивлением диода пренебрегаем):

$$R_{\text{ист}} + R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{обр макс}}}{2\sqrt{2}} \frac{2\sqrt{2}}{I_{\text{пр.макс}}} = \frac{U_{\text{обр.макс}}}{I_{\text{пр макс}}}.$$

При этом могут возникнуть два типичных случая. В одном случае параметры потребителя подобраны так, что источник сигналов отдает всю имеющуюся у него мощность, равную $U^2/(4R_{\text{ист}})$. Тогда

$$R_{\text{н}} = R_{\text{ист}} = U_{\text{обр.макс}}/(2I_{\text{пр.макс}})$$

и мощность равна:

$$P_1 = R_{\text{н}} \frac{I^2_{\text{пр.макс}}}{8} = \frac{U_{\text{обр макс}} I_{\text{пр макс}}}{16}. \qquad (105)$$

В другом случае согласование параметров потребителя производится только с учетом коммутационных свойств диода без использования всей мощности источника. Тогда значение $R_{\text{н}}$ по сравнению с $R_{\text{ист}}$ должно быть по возможности большим и вследствие этого почти все сопротивление сигнальной цепи создается потребителем

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{обр.макс}}}{I_{\text{пр макс}}}.$$

Отсюда выходная мощность равна:

$$P'_2 = \frac{U_{\text{обр макс}} I_{\text{пр макс}}}{8}, \qquad (106)$$

т. е. она вдвое больше, чем в первом случае.

В обоих случаях источник цепи управления должен обеспечивать или напряжение $U_{\text{обр макс}}/2$ почти при отсутствии тока или ток $I_{\text{пр.макс}}/2$ почти без напряжения, поэтому необходимая мощность здесь очень мала. Если в обоих случаях применяют один и тот же источник, но только с переключаемой полярностью, ток которого во время включения посредством резисторов z_1 и z_2 ограничивается до значения $I_{\text{пр.макс}}/2$, то этот источник при включении должен отдавать мощность, равную

$$P_{\text{с}} = \frac{U_{\text{обр макс}} I_{\text{пр макс}}}{4}, \qquad (107)$$

т. е. вдвое большую, чем упомянутая выше мощность в сигнальной цепи [Л. 87].

На рис. 6-26, *б* пунктиром показан второй диод $Д_2$, который во время отключения потребителя закорачивает его и благодаря этому процесс отключения происходит

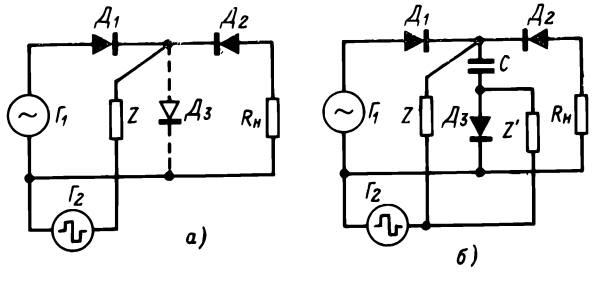


Рис. 6-27. Выключатель с тремя или двумя диодами. *а* — обычное исполнение, *б* — выполнение с раздельным управлением диодами в последовательной и параллельной ветвях.

более эффективно. Так как этот диод одновременно ограничивает обратное напряжение диода $Д_1$, то такое применение второго диода может быть рекомендовано только при малых напряжениях сигнала.

На рис. 6-27, *а* показана схема с двумя диодами $Д_1$ и $Д_2$ в последовательной цепи и с третьим диодом $Д_3$ в параллельной цепи. Чтобы диод $Д_3$ параллельной цепи не ограничивал обратного напряжения диодов $Д_1$ и $Д_2$, рекомендуется использовать отдельные резисторы z и z' в цепях последовательных и параллельного диодов, как это показано на рис. 6-27, *б* [Л. 88]. Такой способ включения резисторов может быть применен и для схемы по рис. 6-26, *б*. Схема, приведенная на рис. 6-28, работает как переключатель. В зависимости от полярности управляющего напряжения с источником сигналов соединяется потребитель R_1 или потребитель R_2.

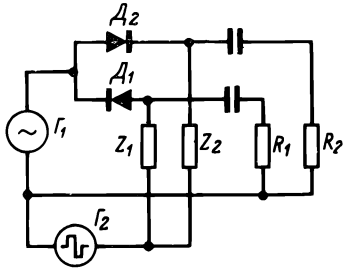


Рис. 6-28. Диодный переключатель.

6-2-2. Выключатели по мостовой схеме

На рис. 6-29 диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены в оба провода потребителя, поэтому работа такой схемы аналогична действию двухполюсного выключателя. Кроме того, вследствие симметрии схемы исключается влияние управ-

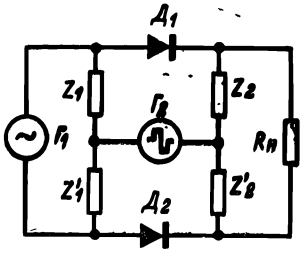


Рис. 6-29. Двухполюсный выключатель.

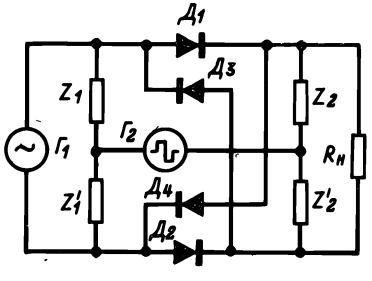


Рис. 6-30. Переключатель с кольцевой схемой.

ляющего напряжения на сигнальную цепь. На рис. 6-30 показана схема кольцевого модулятора с диодами $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$, которые в зависимости от полярности управляющего напряжения коммутируют соединение между источником сигналов и потребителем.

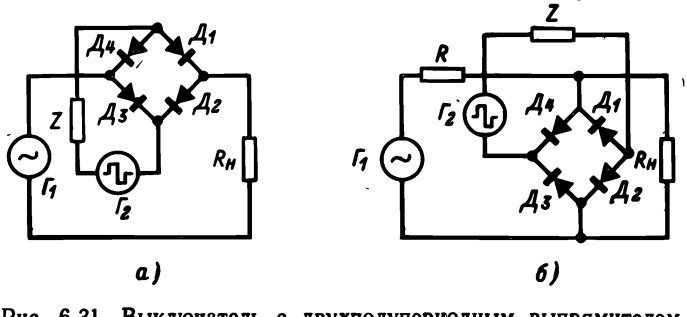


Рис. 6-31. Выключатель с двухполупериодным выпрямителем по мостовой схеме.
а — в последовательной цепи; *б* — в параллельной цепи.

В другой схеме [Л. 83] четыре диода соединены по двухполупериодной мостовой схеме и включены или между источником сигналов и потребителем (рис. 6-31,*а*) или параллельно последнему (рис. 6-31, *б*). На рис. 6-32 показана осциллограмма напряжения высокой частоты

на нагрузке по схеме на рис. 6-31, *а*. При таком исполнении схемы необходимо, чтобы у источника $Г_2$ не было заземленного зажима. Это можно достичь при помощи трансформатора, но тогда работа схемы делается частотнозависимой. Поэтому часто применяют схему по рис. 6-33, где вывод от средней точки симметричного источника управляющего напряжения заземлен и в оба его подводящих провода включены резисторы z и z'. Если эти резисторы чисто активные, то на них получаются значительные падения напряжения, поэтому источник управляющих сигналов должен быть довольно большой мощности. Эту мощность можно уменьшить, если применить вспомогательную батарею *Б* и разделительные диоды $Д_5$ и $Д_6$ (рис. 6-34). В состоянии покоя от вспомогательной батареи в одной ветви моста протекает ток, вследствие чего между точками *а*—*b* возникает удвоенное значение напряжения, получающееся в точке изгиба характеристики диода.

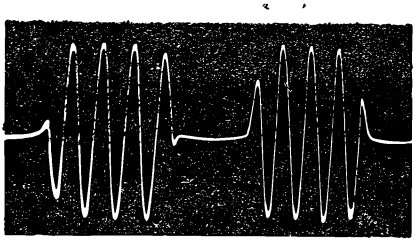


Рис. 6-32. Осциллограмма переменного напряжения, отключенного выключателем по рис. 6-31.

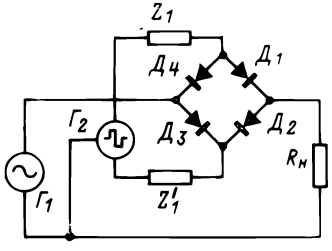


Рис. 6-33. Выключатель с двухполупериодным выпрямителем по мостовой схеме и с симметричным источником возбуждения.

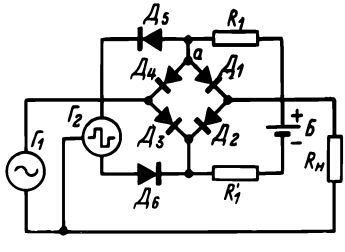


Рис. 6-34. Выключатель с шестью диодами и вспомогательной батареей.

Для осуществления операции включения необходимо, чтобы напряжение источника $Г_2$ было немного больше упомянутого удвоенного напряжения, получающегося в точке изгиба характеристики диода, так как тогда диоды $Д_5$ и $Д_6$ запираются и источник $Г_2$ ока-

зывается отключенным от остальной схемы, а влючение обеспечивается током вспомогательной батареи. При изменении полярности управляющего напряжения диоды $Д_5$ и $Д_6$ отпираются и ток вспомогательной батареи ответвляется в источник $Г_2$. Диоды моста запираются и отключают сигнал. Поэтому мощность цепи управления должна быть рассчитана только на операцию отключения.

Аналогичная схема, но с одним диодом в коммутируемой цепи изображена на рис. 6-35.

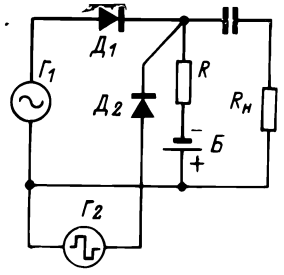


Рис. 6-35. Несимметричный зыключатель с вспомогательной батареей.

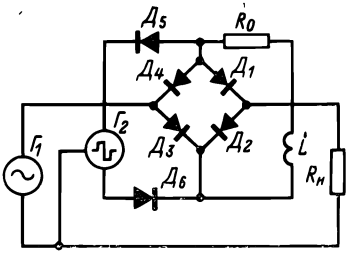


Рис. 6-36. Выключатель с шестью диодами и дросселем.

Недостаток этих схем состоит в том, что для них необходима вспомогательная батарея. Поскольку процесс включения кратковременный, вспомогательную батарею можно заменить дросселем L по рис. 6-36 [Л. 90]. Во время процесса отключения управляющий ток протекает через дроссель и диоды $Д_5$ и $Д_6$. При включении эти диоды запираются и дроссель в течение короткого промежутка времени посылает ток через мост. Можно также заменить дроссель конденсатором [Л. 91], который при отключении заряжается, а при включении создает в цепи моста необходимый ток.

6-2-3. Узкополосный выключатель

В рассмотренных до сих пор схемах мы пренебрегали емкостью диода, параллельной изменяющемуся сопротивлению диода, которая ограничивает ширину полосы частот схем. Если речь идет о сигнале с одной единственной частотой ω или об узкой полосе частот, то влияние емкости и других реактивных составляющих полного

сопротивления диода можно компенсировать дополнительными элементами схемы, как это показано на рис. 6-37, *а* [Л. 92]. На данной схеме замещения $C_п$ — емкость перехода запертого диода, C — емкость утечки, $r_{пр}$ — прямое сопротивление, $R_д$ и $L_д$ — соответственно сопротивление и собственная индуктивность диода в прямом направлении. Выключатель S имитирует управление диодом внешним управляющим напряжением. В первом приближении величинами C и $R_д$ можно пренебречь и

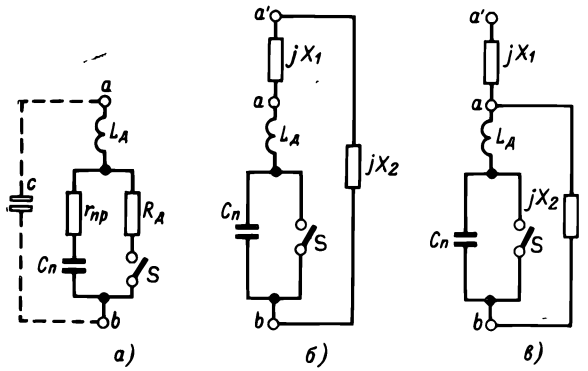


Рис. 6-37. Схема замещения переключающего диода.

а — эквивалентная схема; *б* — схема диода с одним последовательным и вторым параллельным реактивными сопротивлениями, *в* — схема диода с одним параллельным и вторым последовательным реактивными сопротивлениями

тогда остается только контур $L_д C_п$, емкость которого закорачивает выключатель S.

Эту схему можно дополнить реактивными сопротивлениями jx_1 и jx_2, так чтобы она работала как идеальный выключатель. Если схема по рис. 6-37, *б* при включении выключателя S должна осуществлять сквозное соединение зажимов a' и b, то тогда справедливо уравнение

$$jx_1 + j\omega L_д = 0. \qquad (108)$$

Отсюда получим необходимую величину реактивного сопротивления

$$x_1 = -\omega L_д, \qquad (109)$$

знак которого показывает, что это сопротивление емкостное. Если же при отключении выключателя S дол-

жен получаться разрыв цепи, то

$$\frac{1}{jx_1 + j\omega L_д + \frac{1}{j\omega C_п}} + \frac{1}{jx_2} = 0. \qquad (110)$$

Так как сумма двух слагаемых знаменателя в (110) согласно (108) равна нулю, то реактивное сопротивление будет:

$$x_2 = \frac{1}{\omega C_п}, \qquad (111)$$

которое должно быть индуктивным.

При соответствующих других значениях дополнительных реактивных сопротивлений можно добиться того, чтобы эта же схема работала противоположным образом, т. е. чтобы при размыкании выключателя S получалось соединение цепи, а при замыкании — разрыв цепи. Для режима соединения цепи справедливо уравнение

$$jx_1 + j\omega L_д + \frac{1}{j\omega C_п} = 0.$$

Отсюда получим:

$$x_1 = \omega L_д \left[\left(\frac{\omega_0}{\omega} \right)^2 - 1 \right],$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{L_д C_п}$ — собственная частота диода. Для режима разрыва цепи имеем соотношение

$$\frac{1}{jx_1 + j\omega L_д} + \frac{1}{jx_2} = 0$$

и

$$x_2 = -\frac{1}{\omega C_д}.$$

Аналогично можно показать, что для схемы по рис. 6-37,*в* при нормальной ее работе получаются соотношения

$$x_1 = \omega L_д \left[\left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 - 1 \right];$$

$$x_2 = \frac{1}{\omega C_п} \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right],$$

а для инверсной работы

$$x_1 = \omega L_д \left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right];$$

$$x_2 = -\omega L_д.$$

На рис. 6-38 показаны в качестве примера две схемы узкополосных выключателей с параллельно включенным диодом $Д$, который так скомпенсирован, что при наличии напряжения в прямом направлении в схеме по рис. 6-38, *а* он закорачивает напряжение сигнала, а в схеме по рис. 6-38, *б*, наоборот, отключает его. Таким образом, возможна передача напряжения сигнала по-

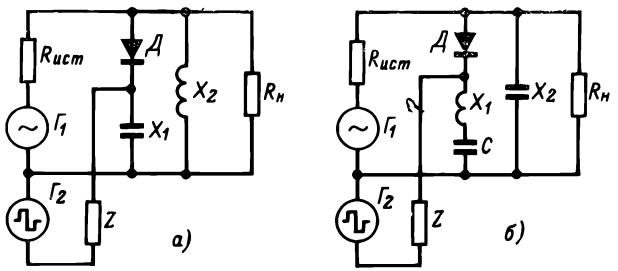


Рис. 6-38. Узкополосный выключатель параллельного типа.

а — нормальное функционирование, *б* — инверсное функционирование

требителю. В обоих случаях x_1 и x_2 — компенсационные реактивные сопротивления, тогда как конденсатор C только препятствует короткому замыканию управляющего напряжения.

6-2-4. Реле времени

При помощи диодов можно создать коммутационные устройства с устанавливаемой выдержкой времени [Л. 93, 208]. На рис. 6-39, *а* показана схема с временным

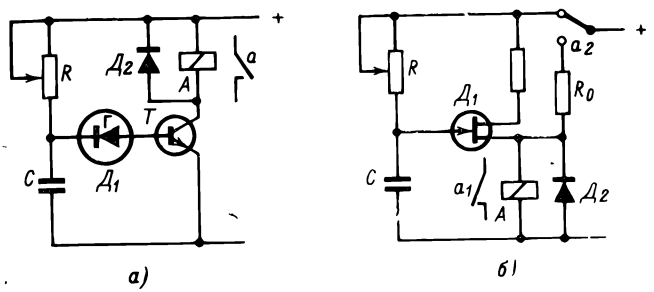


Рис. 6-39. Простые реле времени.

а — со стабилитроном и транзистором; *б* — с диодом с двойной базой.

RC-элементом, общая точка которого через стабилитрон $Д_1$ соединена с базой транзистора $Т$. После включения питающего напряжения начинается процесс заряда конденсатора $С$. Как только его напряжение достигнет напряжения стабилизации стабилитрона $Д$, последний начинает проводить, транзистор отпирается и питает потребителя или непосредственно или через промежуточное реле.

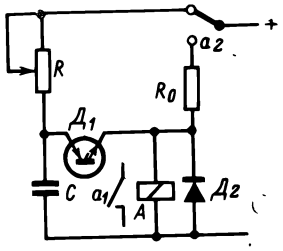


Рис. 6-40. Реле времени на динисторе.

Стабилитрон и транзистор могут быть заменены диодом с отрицательным сопротивлением. Для этой цели на рис. 6-39,*б* применен диод с двойной базой $Д_1$. Когда напряжение на конденсаторе достигнет максимального значения, этот диод включается, благодаря чему реле остается включенным также после разряда конденсатора, если оно снабжено контактом самоблокировки a_2, который подключает его катушку через резистор R_0 к питающему напряжению и одновременно отключает это напряжение от остальной схемы. Диод $Д_2$ ограничивает перенапряжения на катушке реле, возможные при ее отключении.

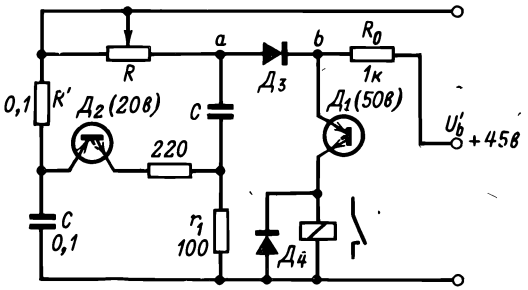


Рис. 6-41. Реле времени с динисторами и спусковым генератором.

На рис. 6-40 показана аналогичная схема с динистором $Д_1$. Так как через резистор R помимо зарядного тока должен протекать также обратный ток запертого диода, то значение этого резистора не должно превышать нескольких сот килоом. По этой причине у таких схем получаемая выдержка времени равна всего несколько

секунд. Этого недостатка не имеет схема, показанная на рис. 6-41. Здесь включающий диод подключен к части питающего напряжения U'_b через резистор R_0. Узловая точка a времязадающего RC-элемента отсоединена от точки b диодом $Д_3$ с очень высоким обратным сопротивлением, и поэтому диод $Д_1$ не может нарушить процесс заряда конденсатора. Вследствие этого резистор R здесь должен быть более высокоомным. Диод $Д_3$ закрыт до тех пор, пока напряжение на конденсаторе меньше значения U'_b.

Чтобы избежать нарушения процесса заряда конденсатора остаточным током диода $Д_1$, когда диод $Д_3$ открыт, в схеме предусмотрен второй динистор $Д_2$ с более низким напряжением переключения, который с RC-цепочкой образует генератор пилообразного напряжения. Пилообразное напряжение имеет частоту около 1 *кгц* и создает на резисторе r_1 положительные импульсы, которые складываются с напряжением на зажимах конденсатора. Таким образом, как только величина напряжения на зажимах конденсатора будет достаточно близка к напряжению переключения диода $Д_1$, ближайший импульс осуществляет его переключение и поэтому конденсатор никогда не заряжается до полного напряжения переключения. Данной схемой можно получать выдержки времени до нескольких минут.

6-2-5. Различные схемы, управляемые изменением сопротивления

На рис. 6-42 показана схема бесконтактного переключателя диапазонов волн радиоприемника [Л. 94]. Каждый из отдельно настраиваемых контуров $L_к C_к$ через диод $Д_1$ подключен к сетке лампы. В нижнем положении переключателя $S_к$ диод $Д_1$ получает напряжение смещения в прямом направлении от батареи $Б$ и соединяет этот контур с сеткой. В верхнем положении переключателя $S_к$ диод $Д_1$ запирается,

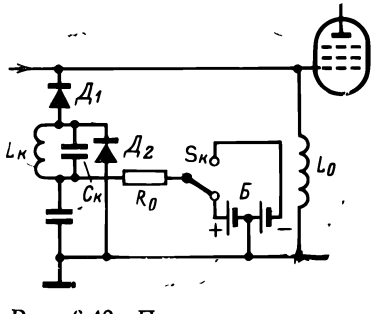


Рис. 6-42. Переключатель диапазонов волн.

вследствие чего контур разъединяется с сеткой и одновременно закорачивается другим диодом $Д_2$.

На рис. 6-43 изображена часто применяемая схема для автоматического регулирования усиления (АРУ). Параллельно первичному контуру L_1C_1 первого полосового фильтра промежуточной частоты подключен диод $Д$, который в состоянии покоя заперт разностью потенциалов, получающейся между точками a и c, и поэтому диод не оказывает влияния на работу контура. Транзистор промежуточной частоты T_2 управляется подаваемым на базу регулирующим напряжением $АРУ$, которое имеет такую полярность, что при повышении сигнала ток в цепи его коллектора уменьшается. Вследствие этого напряжение в точке c увеличивается, отчего диод отпирается и вносит затухание в контур L_1C_1.

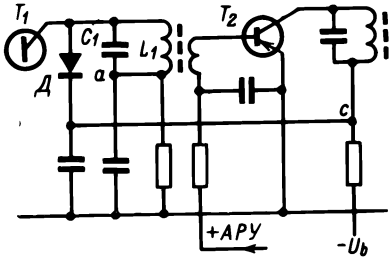


Рис. 6-43. Автоматическое регулирование усиления с демпферным диодом.

6-2-6. Различные схемы, управляемые изменением емкости

В некоторых схемах для целей управления вместо сопротивления диода используют его изменяющуюся емкость. Так, на рис. 6-44 показан смесительный каскад супергетеродинного радиоприемника, у которого вместо

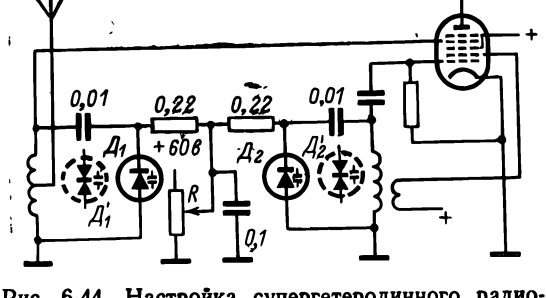


Рис. 6-44. Настройка супергетеродинного радиоприемника при помощи варикапов (пунктиром показано применение симметричных варикапов).

конденсатора для настройки применены два варикапа $Д_1$ и $Д_2$. Их напряжение смещения, которое может быть установлено при помощи потенциометра R, дает возможность изменять емкость в отношении 10:1. Преимущество этой схемы состоит в том, что одним-единственным потенциометром можно настроить любое число контуров; кроме того, возможна дистанционная или автоматическая настройка.

При таком способе настройки нужно обеспечить температурную компенсацию и сопряженность изменения

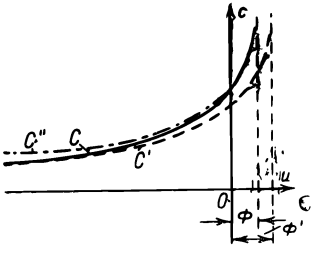


Рис. 6-45. Изменение емкости диода в зависимости от температуры.

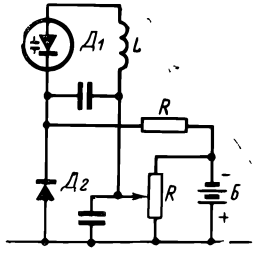


Рис. 6-46. Температурная компенсация варикапа.

емкости. Изменения температуры влияют главным образом на контактный потенциал Ф варикапа, вследствие чего, например, при понижении температуры емкостная характеристика смещается в положение C' (рис. 6-45). Связанная с этим расстройка контура может быть ликвидирована вспомогательным диодом $Д_2$ (рис. 6-46) [Л. 96], который получает напряжение смещения в прямом направлении от батареи $Б$ и уменьшает напряжение смещения варикапа $Д_1$ у точки излома характеристики. При понижении температуры, с одной стороны, изменяется контактный потенциал варикапа в области Ф (рис. 6-45), а с другой стороны, увеличивается падение напряжения на диоде $Д_2$. Так как оба изменения противоположны один другому, можно уравновесить колебания емкости.

Варикапами можно еще решать и другие задачи. Увеличение напряжения смещения на фиксированное значение смещают всю кривую изменения емкости в положение C' (рис. 6-45). Вследствие этого уменьшается главным образом конечная емкость. При

уменьшении напряжения смещения в определенном фиксированном соотношении, наоборот, емкость изменяется по кривой C''. Вследствие этого увеличивается главным образом начальная емкость. Таким образом, варикап можно использовать как полупеременный конденсатор. На рис. 6-47 показана схема, в которой диоды $Д_3$ и $Д_4$ обеспечивают температурную компенсацию обоих контуров настройки $L_1Д_1$ и $L_2Д_2$. Резисторы r_1, r_2, r_3, r_4 и R' одновременно дают возможность осуществлять сопряжение настройки контуров по двум точкам диапазона. При помощи резисторов r_1 и r_2 в случае необходимости повышаются падения напряжения в ветвях $Д_3$—r_1 и $Д_4$—r_2 и тем самым устанавливается сопряжение, когда движок R потенциометра для настройки находится в нижнем положении. При помощи резисторов r_3 и R_3 напряжение смещения диода $Д_1$ уменьшается в определенном фиксированном соотношении, тогда как у диода $Д_2$ это соотношение потенциометром R' может варьироваться в небольших пределах. Благодаря этому достигается сопряжение контуров в верхнем положении движка R потенциометра настройки.

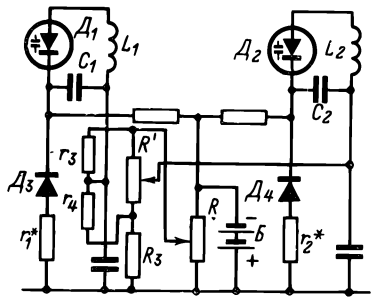


Рис. 6-47. Настройка парных контуров при помощи варикапов с температурной компенсацией и сопряжением контуров в двух точках.

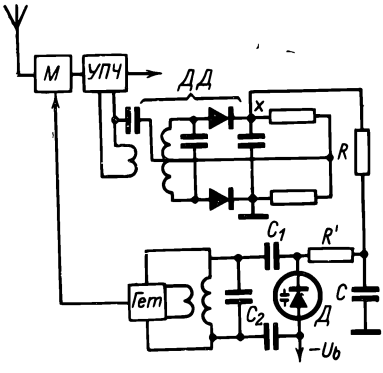


Рис. 6-48. Автоматическая подстройка частоты (АПЧ) варикапом.

На рис. 6-48 [Л. 97] изображена схема для автоматической частотной коррекции (подстройка) у радиоприемника с частотной модуляцией. На выходе усилителя промежуточной частоты *УПЧ* включен частотный ди-

скриминатор (или дробный детектор) *ДД*, который настроен на промежуточную частоту. Если на выходе усилителя промежуточной частоты средняя частота сигнала отклоняется от требуемой промежуточной частоты, то на выходе x частотномодулированного дискриминатора возникает постоянное напряжение, пропорциональное этому отклонению. Это напряжение после фильтрации в цепи R, C, R' подводится в качестве напряжения смещения к варикапу *Д*, который образует часть настроенного конденсатора контура гетеродина. При этом конденсаторы C_1 и C_2 служат для разделения указанного напряжения смещения и основного напряжения U_b контура гетеродина. Благодаря этому можно корректировать частоту гетеродина так, что отклонения частоты в значительной степени уменьшаются.

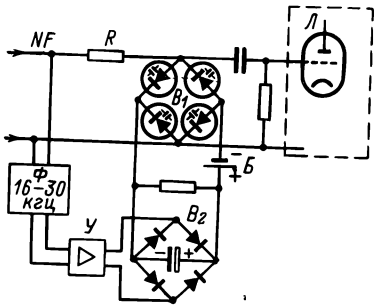


Рис 6-49. Автоматическое уменьшение напряжения помех варикапами.

Устройство для автоматического подавления напряжения помех в усилителе низкой частоты показано на рис. 6-49. Низкочастотный сигнал поступает на усилительную лампу через делитель напряжения R—B_1, параллельная ветвь которого представляет диодный мост B_1 с подключенной к нему батареей *Б* для создания напряжения смещения. Одновременно сигнал проходит через цепь фильтра *Ф*, который пропускает полосу частот только от 16 до 30 *кгц*. Тогда на выходе вспомогательного усилителя *У* появляются только неслышимые составляющие, которые возникают главным образом от напряжения помех. После выпрямления двухполупериодным выпрямителем B_2 напряжение подводится к диагонали моста B_1. В этой цепи указанное выпрямленное напряжение уменьшает напряжение смещения U_b так, что при появлении большого напряжения помех емкость моста B_1 увеличивается и предельная частота цепи R—B_1 уменьшается.

Если указанные схемы получают слишком большое напряжение сигнала, это влияет на емкость диода, вслед-

ствие чего может быть искажен сигнал или возникнет расстройка контура. Этот эффект может быть несколько ослаблен путем применения симметричной пары диодов $Д'_1$ и $Д'_2$, как это пунктиром показано на рис. 6-44, благодаря чему уменьшается вдвое напряжение сигнала на каждом диоде и одновременно взаимно компенсируются возникающие от напряжения сигнала изменения емкости у обоих диодов.

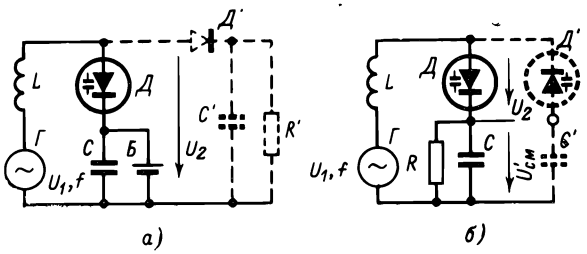


Рис. 6-50. Резонансный контур с варикапами.
а — с фиксированным напряжением смещения (пунктиром показано устройство для частотной модуляции); *б* — с автоматическим напряжением смещения от *RC*-цепочки (пунктиром показано двухтактное устройство).

Следует отметить, что амплитуда напряжения сигнала может быть использована более рационально [Л. 98], если на диод, применяемый для настройки в резонансной схеме по рис. 6-50, подать напряжение от батареи *Б* такой величины, чтобы оно соответствовало примерно середине изменения емкости варикапа. Тогда положительная полуволна сигнала вызывает возрастание емкости, которое больше ее убывания в течение отрицательной полуволны, т. е. средняя емкость от напряжения сигнала увеличивается. У такого резонансного контура с увеличением частоты напряжение сигнала на диоде вблизи резонанса возрастает. Вследствие этого емкость также увеличивается и положение максимума у резонансной кривой перемещается в направлении, противоположном возрастающей частоте. Так как максимум резонансной кривой перемещается в сторону более низких частот, то ее левая ветвь более крутая, а правая — более пологая, чем если бы контур был настроен фиксированной постоянной емкостью (рис. 6-51, *а*).

При еще бо́льших напряжениях сигнала искажение резонансной кривой увеличивается. В конечном итоге

возникает нестабильная область a—b, в которой при возрастании частоты получается скачок из точки a в точку a', а при убывании частоты — из точки b в точку b'. В [Л. 99] предлагается применить этот эффект в дискриминаторе, где используется правая ветвь резонансной кривой и обходятся только одним контуром настройки и одним детектором $Д'$, C', R', так как указанная правая ветвь здесь в большей степени линейна. Вследствие того

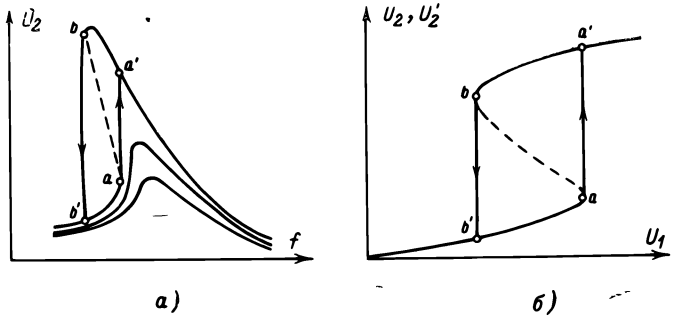


Рис. 6-51. Изменение выходного напряжения.

а — в схеме по рис. 6-50,*а* в зависимости от частоты сигнала для трех значений выходного напряжения; *б* — в схеме по рис. 6-50,*б* в зависимости от входного напряжения.

что крутизна первых ветвей резонансных кривых при различных амплитудах сигнала остается приблизительно постоянной, выходное напряжение у такого дискриминатора практически не зависит от амплитуды.

Еще большее изменение емкости получается в схеме по рис. 6-50, *б* [Л. 100], в которой варикап имеет постоянное напряжение смещения $U'_{см}$, возникающее на RC цепочке вследствие выпрямляющего действия диода. Поэтому при увеличении амплитуды сигнала уменьшается средняя емкость диода. Если при фиксированном значении частоты изменяется только амплитуда напряжения сигнала U_1, то контур работает как схема с двумя устойчивыми положениями, что вытекает из следующих соображений: при малых входных напряжениях емкость диода велика и резонанс у контура L—$Д$ получается при частоте, меньшей частоты сигнала. При повышении напряжения сигнала емкость уменьшается и резонансная частота этого контура приближается к частоте сигнала, вследствие чего напряжение на диоде, а тем самым и резонансная частота еще больше увеличиваются.

Если повышение входного напряжения достаточно велико, то напряжение на диоде увеличивается лавинообразно и получается скачок из точки a в точку a', как это показано на рис. 6-51, *б*; дальнейшее повышение напряжения происходит медленно, так как резонансная частота контура уже выше частоты сигнала.

При уменьшении входного напряжения снижается также и напряжение на диоде сначала медленно до точ-

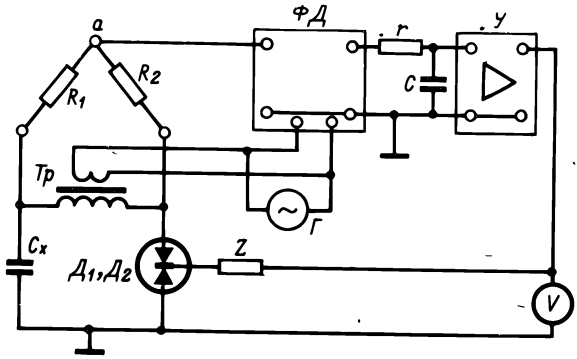


Рис. 6-52. Емкостной измерительный мост с автоматическим уравновешиванием.

ки b, а затем опять происходит скачок в точку b'. Участок характеристики, расположенный между точками a и b, нестабилен и не может быть определен при помощи приборов. Аналогичный процесс получается также и тогда, когда при фиксированном значении напряжения сигнала изменяется частота. Данную схему можно несколько изменить, если, например, конденсатор заменить встречно включенным варикапом, возможна также двухтактная схема, как это пунктиром показано на рис. 6-50,*б*.

На рис. 6-52 [Л. 101] изображен емкостной измерительный мост, который автоматически уравновешивается при помощи симметричной пары диодов $Д_1$ и $Д_2$. Выходное напряжение измерительной диагонали моста от точки a поступает на вход фазочувствительного детектора *ФД*, который получает опорное напряжение от источника *Г*. Так как емкости C_x и диодов $Д_1$ и $Д_2$ неодинаковы, то между точкой a и землей возникает напряжение, которое содержит составляющую, совпадающую по фазе с напряжением питания. Выходное напря-

жение детектора пропорционально этой составляющей и зависит поэтому только от разности емкостей, а не от углов потерь.

После фильтрации в цепочке r, C и усиления усилителем постоянного напряжения $У$ выходное напряжение фазочувствительного детектора через разделительное сопротивление z подводится к варикапам $Д_1$ и $Д_2$ в качестве напряжения смещения, при этом оно имеет такую полярность, что неуравновешенность моста уменьшается. При достаточно большом усилении мост благодаря этому уравновешивается практически довольно точно. Так как для данной пары диодов каждому значению напряжения смещения соответствует определенное значение емкости, то вольтметр можно градуировать непосредственно в единицах емкости. При помощи другой пары диодов, подключаемой параллельно резистору R_2, и второго фазочувствительного детектора, который питается опорным напряжением, сдвинутым по фазе на 90°, указанным мостом можно одновременно измерять угол потерь.

6-3. Выключатели с импульсным управлением

Бо́льшая часть этих схем приведена в § 9а, здесь рассмотрены только некоторые типичные случаи.

6-3-1. Выключатели с туннельными диодами [Л. 102, 103]

На рис. 6-53 показана принципиальная схема выключателя с туннельным диодом $Д$, которая питается постоянным напряжением U_b. Если потребитель имеет сопротивление, которому соответствует нагрузочная прямая $R_н$ характеристики, то после включения питающего напряжения устанавливается рабочая точка a (рис. 6-54,$а$). Для этой точки характерно протекание большого тока через диод и малое падение напряжения на нем порядка 0,05 $в$. Это соответствует включенному состоянию схемы. Если подвести теперь к точке x схемы посредством кнопки K_1 импульс тока I_s так, чтобы

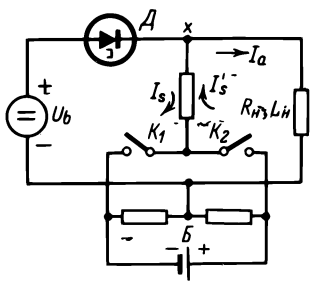


Рис. 6-53. Выключатель с туннельным диодом.

мгновенное значение тока I_a+I_s превысило максимальный ток диода, то его рабочая точка скачкообразно переходит в точку e и через диод протекает небольшой ток при большем падении напряжения. Этому случаю соответствует отключенное состояние. Нажатием второй кнопки K_2 можно к точке x подвести импульс I'_s, благодаря чему диод опять переходит во включенное состояние.

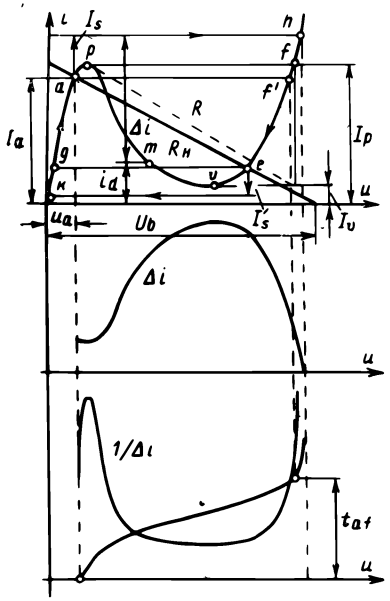


Рис. 6-54. Процесс отключения туннельным диодом.

а — вольт-амперная характеристика; *б* — изменение величины Δi, *в* — изменение величины $1/\Delta i$ и i

Время, необходимое для перехода рабочей точки из a в f при отключении, может быть приближенно определено следующим образом. Прежде всего нужно учесть, что потребитель имеет известную индуктивую составляющую вследствие чего в течение первой фазы отключения a—f ток поддерживается равным значению I_a. Так как к этому добавляется еще ток отключающего импульса, то значение тока через диод равно I_a+I_s. Тогда в любой момент времени m в течение всего процесса отключения часть этого тока i_d протекает через полупроводниковый переход, а остальная часть Δi заряжает емкость диода $C_д$ с начального напряжения u_a до значения u_f. Тогда

$$\Delta i = C_д \frac{du}{dt}.$$

Если предположить, что емкость $C_д$ приблизительно постоянна, то время отключения будет равно:

$$t_{af} = C_д \int_a^f \frac{du}{\Delta i}.$$

Часто характеристику диода аппроксимируют на несколько прямых отрезков, интегралы которых могут быть определены в отдельности, а затем просуммированы. Чтобы получить представление о процессе отключения, последний графически изображается на рис. 6-54. Изменения Δi и $1/\Delta i$ нанесены в функции напряжения. Графическим интегрированием зависимости $1/\Delta i$ можно определить изменение по времени нарастания напряжения на диоде (рис. 6-54,*в*). Из рис. 6-54,*в* видно, что рабочая точка проходит впадину характеристики довольно быстро, тогда как в заключительной фазе процесса отключения она асимптотически приближается к точке *h*. Тем временем отключающий импульс I_s заканчивается и рабочая точка приходит в точку *f'*. Тем самым заканчивается собственно скачок. При дальнейшем изменении рабочая точка перемещается в точку *e* со скоростью, которая определяется постоянной времени $L_н/R_н$ потребителя и разностью потенциалов между правой ветвью характеристики и нагрузочной прямой сопротивления и не зависит от других параметров диода.

При подаче импульса на включение I'_s рабочая точка диода переходит скачкообразно из *k* в *g*, при этом указанный скачок может быть исследован точно так же, как и первый. Возвращением из точки *g* в точку *a*, которое происходит с постоянной времени $L_н/R_н$, заканчивается процесс включения.

Скорость включения и отключения зависит, с одной стороны, от параметров диода, с другой стороны, от начального положения рабочей точки *a* и величины импульса на включение. Рассмотрим поэтому идеализированный процесс отключения, когда точка *p* расположена почти в максимуме характеристики, а импульс на отключение I_s такой величины, что он достаточен для ускорения начальной и конечной фаз скачка, но остается мал по сравнению с разностью токов I_p—I_v. Так как отрезки характеристики $p-v-f$ у всех туннельных диодов изменяются примерно одинаково, но имеют различную величину, то вместо изменяющегося тока Δi можно рассматривать среднее значение тока $k(I_p—I_v)$, которым заряжается емкость диодов в течение времени t_{pf} до разности напряжений U_f—U_p. Тогда

$$t_{pf} \approx \frac{C_д (U_f - U_p)}{k (I_p - I_v)} = k_1 C_д \frac{U_f - U_p}{I_p - I_v}. \qquad (112)$$

Полученное в правой части соотношение пропорционально сопротивлению, которое изображено в виде прямой R на рис. 6-54,*а*. Совершенно очевидно, что его значение находится в определенном соотношении с отрицательным сопротивлением диода, поэтому приведенную выше формулу можно переписать в следующем виде:

$$t_{pf} = k_2 C_д R_д = k_2 \tau_д, \qquad (113)$$

где $\tau_д = R_д C_д$ — отрицательная постоянная времени туннельного диода. Так как разность напряжений $U_f - U_p$ является постоянной материала использованного полупроводника, то указанное уравнение можно написать и так:

$$t_{pf} = k_3 \frac{C_д}{I_p - I_v} \approx k_3 \frac{C_д}{I_p}. \qquad (114)$$

Таким образом, с точки зрения скорости переключения отношение $I_p/C_д$ можно рассматривать как коэффициент добротности туннельного диода, равным образом, как и обратное значение постоянной времени $1/\tau_д$. У туннельных диодов из германия постоянная времени $\tau_д$ обычно порядка от 10^{-8} до 10^{-10} *сек*, а в особых случаях даже 10^{-12} *сек*. Таким образом, туннельный диод является необычайно быстродействующим коммутационным устройством.

6-3-2. Выключатели с диодами лавинного типа

На рис. 6-55 показана схема выключателя на динисторе $Д_1$, у которого напряжение переключения немного больше питающего напряжения U_b и поэтому диод в состоянии покоя заперт. При нажатии кнопки K_1 в точке x создается отрицательной импульс. При этом вспомогательный диод $Д_2$ разъединяет потребителя от источника $Б$, вследствие чего источник во время процесса коммутации не нагружается. Если амплитуда импульса столь велика, что мгновенное значение напряжения на диоде $Д_1$ превышает напряжение переключения, то этот диод включается. В этом режиме конденсатор C заря-

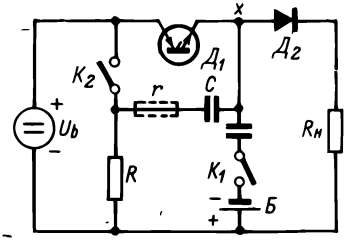


Рис. 6-55. Выключатель на динисторе.

жается через резистор R напряжением питания. При нажатии кнопки K_2 конденсатор разряжается в направлении, противоположном рабочему току, и диод $Д_1$ отключается.

Значения емкости конденсатора C и резистора r должны быть подобраны очень точно, иначе диоды могут выйти из строя.

Скорость включения и отключения динисторов можно определить так же, как у туннельных диодов, но для этого необходимо знать индуктивность диода в области отрицательного сопротивления. Так как эта индуктивность в паспортных данных диода отсутствует, то ограничиваются качественным анализом процесса коммутации [Л. 104].

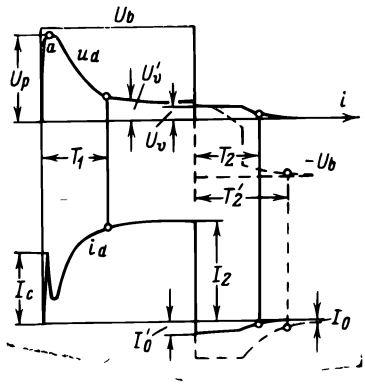


Рис 6-56. Изменения напряжения и тока при включении динистора.

Если динистор через нагрузочный резистор $R_н$ подключить к источнику, напряжение которого внезапно возрастает до значения U_b, большего напряжения переключения $U_{пер}$, то напряжение на диоде изменяется в функции времени по кривой u_d, показанной на рис. 6-56. Сначала вследствие наличия емкости у отключенного диода возникает небольшое запаздывание по времени. В момент времени a диод включается и напряжение на его зажимах снижается до значения U'_v, которое немного больше удерживающего напряжения U_v. Ток i_d, протекающий по диоду, сначала резко возрастает до величины I_c, что объясняется зарядом емкости диода, а затем после включения увеличивается до значения I_2, зависящего от нагрузочного резистора $R_н$.

При отключении могут быть два типичных случая: напряжение питания может или отключаться, или изменять свою полярность. В первом случае напряжение на зажимах диода снижается сначала до величины удерживающего напряжения, а затем постепенно приближается к нулю. При этом ток изменяет свое направление; сначала он равен I'_0, а затем снижается до нуля. Во

втором случае (пунктир на рис. 6-56) после изменения полярности напряжение на диоде снижается до определенного отрицательного значения и затем постепенно приближается к значению приложенного запирающего напряжения U_b. Ток сначала изменяется, как при изменении полярности у обычного диода (рис. 2-6), а затем постепенно снижается до значения обратного тока I_0.

Временем включения называют промежуток T_1, прошедший между моментом повышения напряжения, и моментом, к которому достигается или 110% удерживающего напряжения или 90% установившегося тока. Временем отключения считают промежуток T_2 или T'_2, прошедший между моментом отключения напряжения или переключения его полярности и моментом, к которому достигается или 10% удерживающего напряжения или 10% тока I'_0. Оба промежутка времени обычно порядка от 10^{-5} до 10^{-8} *сек*.

Величина пика начального тока I_c при заряде емкости диода зависит от того, как резко возрастает напряжение питания. Так как зарядный ток способствует возникновению процесса включения, рассмотренного в § 3-3, то напряжение включения при резком возрастании напряжения немного ниже, чем при статическом режиме.

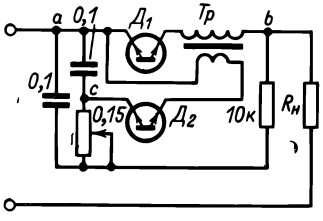


Рис. 6-57. Регулирование переменного напряжения двумя двусторонними ключами.

К выключателям с импульсным управлением относится также антипараллельная пара динисторов или аналогично работающий полупроводниковый элемент «двусторонний ключ» (см. § 5-4-2). Типичный случай этого выключатель переменного тока, изображенный на рис. 6-57 [Л. 105]. Потребитель $R_н$ через силовой двусторонний ключ $Д_1$ и вторичную обмотку импульсного трансформатора *Тр* подключен к сети переменного тока напряжением 120 *в*. Напряжение между точками $a-b$ распределяется между элементами C и R (0,1 *мкф* — 10 *ком*). Меньший двусторонний ключ $Д_2$ управляется через первичную обмотку импульсного трансформатора частью напряжения, приложенного к зажимам второго конденсатора емкостью 0,1 *мкф*. Напряжение переклю-

чения у $Д_1$ выше напряжения сети, а у $Д_2$ оно значительно ниже.

В начале каждого периода оба двусторонних ключа отключены, и поэтому между зажимами a—b получается практически полное напряжение. Если напряжение на входе достигает такого значения, что часть его, приложенная между точками a—c, превышает напряжение переключения у $Д_2$, тогда он включается. Благодаря этому во вторичной обмотке возникает импульс, который включает силовой двусторонний ключ $Д_1$. Следствием этого является исчезновение разности потенциалов между точками a—c и $Д_2$ отключается, тогда как $Д_1$ остается включенным до конца полупериода. В следующий полупериод описанный процесс повторяется с противоположной полярностью. При помощи потенциометра 0,15 *Мом* устанавливают время выдержки, с которым включается $Д_2$ после перехода через нуль напряжения сети. Таким образом осуществляется регулирование среднего значения выходного напряжения.

6-4. Схемы для получения различных функциональных зависимостей

К диодным выключателям могут быть отнесены также схемы, при помощи которых можно получить различные нелинейные функции одной или нескольких переменных. Эти схемы применяют главным образом в аналоговых вычислительных машинах, а также, правда значительно реже, в некоторых специальных случаях, например для получения нелинейного характера шкалы у измерительных приборов.

Приведенные далее схемы относятся также к схемам пассивного преобразования.

6-4-1. Схемы с использованием нелинейности характеристик

Возможность использования нелинейности вольтамперной характеристики диода для получения квадратичной зависимости отмечалась в § 4-2. Благодаря этому можно измерять мощность и получать показания прибора в действующих значениях измеряемой величины.

Согласно (1) характеристика диода должна давать экспоненциальную или логарифмическую зависимость.

Принципиальная схема для получения этих зависимостей изображена на рис. 6-58,*а* [Л. 106, 107]. Входное напряжение подается на диод *Д* через добавочный резистор *R*, значение которого велико по сравнению с сопротивлением диода, поэтому протекающий в цепи ток i_d пропорционален этому напряжению. Напряжение на диоде

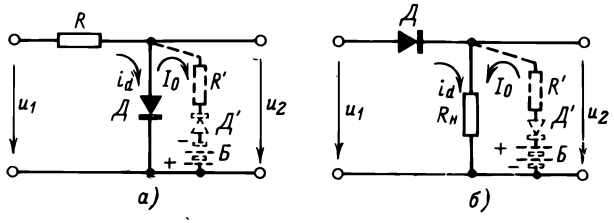


Рис. 6-58. Простые делители напряжения, состоящие из диода и резистора.

а — для получения логарифмической функции; *б* — для получения экспоненциальной или квадратичной функции

согласно (1) будет равно:

$$u_2 = U_0 \ln \frac{i_d + I_0}{I_0}; \qquad (115)$$

$$u_2 = U_0 \ln \left(\frac{u_1}{RI_0} + 1 \right).$$

Когда значения напряжений значительно больше RI_0, то единицей в скобке можно пренебречь и между входным и выходным напряжениями получается логарифмическая зависимость. Это обстоятельство может быть использовано в измерительных приборах для получения равномерной шкалы, отградуированной в децибелах. Подключением изображенной пунктиром ветви *R'—Д'—Б*, содержащей вспомогательный диод *Д'*, который получает напряжение смещения от батареи *Б*, можно использовать эту схему также и для меньших входных напряжений. От основного диода во вспомогательный диод ответвляется ток I_0, и тогда ток i_d равен:

$$i_d = \frac{u_1}{R} - I_0,$$

после подстановки значения тока i_d в (115) получим:

$$u_2 = U_0 \ln \frac{\frac{u_1}{R} - I_0 + I_0}{I_0} = U_0 \ln \frac{u_1}{RI_0}.$$

Если входное напряжение снимать не с диода, а с резистора $R_н$ (по рис. 6-58,*б*) и одновременно выбрать его значительно меньше сопротивления диода, то при больших напряжениях на входе, на выходе можно получить приблизительно следующую экспоненциальную функцию:

$$u_2 = R_н i_d = R_н I_0 (e^{u_1/U_0} - 1).$$

Если же подключить показанную пунктиром вспомогательную ветвь *Г'—Д'—Б*, то эту же функцию можно получить также и для меньших напряжений.

Как было упомянуто, аналогичным образом можно получить приблизительную квадратичную зависимость. Схема по рис. 2-10 при соответствующем выборе диодов дает возможность приблизить характеристику в прямом направлении к квадратичной параболе в большем диапазоне напряжений, чем это можно было ожидать согласно данных § 4-2-5. Так, например, характеристика германиевого точечного диода, приведенная на рис. 2-10 в диапазоне напряжений от 0 до 0,8 *в* с хорошим приближением соответствует параболе с уравнением

$$i_d = k u_d^2 .$$

Для напряжения на резисторе $R_н$ в схеме по рис. 6-58,*б* (без изображенной пунктиром ветви) справедливо уравнение

$$u_2 = R_н i_d = k R_н u_1^2 . \qquad (116)$$

Эта зависимость может быть использована в измерительной технике для измерения действующего значения пульсирующего напряжения. При переменных напряжениях иногда измеряют только один полупериод. В этом случае могут возникнуть погрешности, если другой полупериод имеет другое действующее значение при большом числе высших гармонических составляющих у напряжения. Чтобы избежать этого, рекомендуется применять двухполупериодную мостовую схему, которая дает возможность получать показания действующих значений обоих полупериодов в диапазоне $2 \cdot 0{,}8/\sqrt{2} = 1{,}1$ *в*.

Аналогично можно получить также функции двух переменных на входе. Так, например, схема по рис. 6-59,*а*

служит для приближения к функции

$$u_2 = p(u_x^2 + u_y^2). \qquad (117)$$

На нагрузочное сопротивление $R_н$ через оба двухполупериодных выпрямителя $Тр_1$—$Д_1$—$Д_3$ и $Тр_2$—$Д_2$—$Д_4$ подаются два входных напряжения u_x и u_y.

Если эти напряжения одновременно настолько малы, что они располагаются в квадратичной области харак-

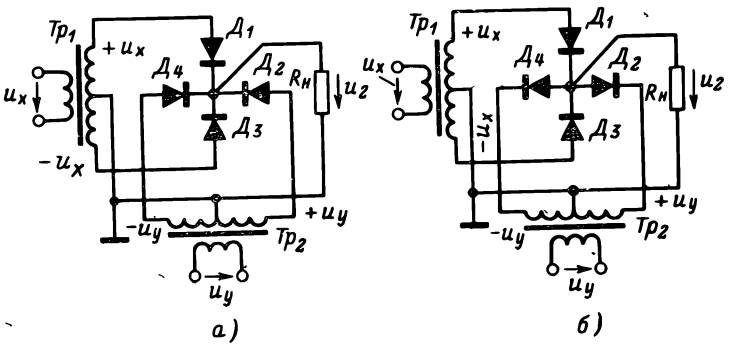


Рис. 6-59. Схемы для получения на выходе суммы двух квадратов *а* и разности двух квадратов *б*.

теристики диода, тогда выходное напряжение имеет значение

$$u_2 = R_н i_x + R_н i_y = kR_н(u_x^2 + u_y^2). \qquad (118)$$

Таким образом, получается требуемая функция, умноженная на масштабный коэффициент.

Изменив полярность одной пары диодов, можно получить другую функцию:

$$u_2 = kR_н(u_x^2 - u_y^2). \qquad (119)$$

Схемы на рис. 6-59 и 6-60 отличаются друг от друга только тем, что диодный крест в схеме по рис. 6-60 вместо напряжений $\pm u_x$ и $\pm u_y$ подключен к узловым точкам a, b, c, d ветвей моста. Диагонали этого моста питаются напряжениями $\pm u_x$ и $\pm u_y$, а в точках a, b, c, d получаются потенциалы $\pm (u_x + u_y)/2$ и $\pm (u_x - u_y)/2$. Принцип работы этой схемы по существу такой же, как

у схемы по рис. 6-59,*б*, но так как напряжения $\pm u_x$ и $\pm u_y$ заменены напряжениями $\pm(u_x+u_y)/2$ и $\pm(u_x-u_y)/2$, то получается следующая функция:

$$u_2=\frac{kR_н}{4}[(u_x+u_y)^2-(u_x-u_y)^2]=kR_н u_x u_y, \qquad (120)$$

которая представляет собой произведение обоих входных напряжений.

Представляет интерес наглядно изобразить на осциллограмме полученные результаты. Так как полученная функция представляет собой соотношение трех переменных, то здесь применяют аксонометрическую осциллограмму [Л. 108, 109], где на горизонтальных осях изображены оба входных напряжения, а по вертикальной оси — выходное напряжение. Нетрудно понять, что уравнение (118) графически может быть изображено в виде параболоида вращения. Уравнения (119) и (120) это гиперболические параболоиды, причем параболоид по (120) повернут на 45°. На рис. 6-61 приведены соответствующие осциллограммы. Так как изображение параболоида вращения снималось переменными напряжениями с амплитудами $\pm U_x$ и $\pm U_y$, то оно получается ограниченным четырьмя вертикальными плоскостями. Поэтому появляются четыре вершины, как это видно на рис. 6-61,*а*.

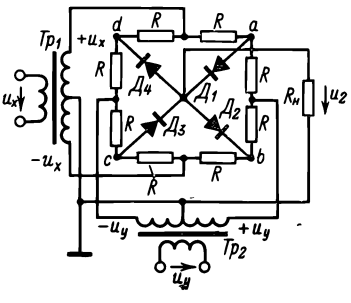


Рис. 6-60. Схема для получения произведения двух переменных.

Для сравнения на рис. 6-61,*б* показана другая функция, полученная при помощи схемы по рис. 6-59,*а*, когда входные напряжения, а также резистор $R_н$ значительно увеличены. В этом случае диоды работают как выключатели, которые соединяют выход только с тем входным напряжением, которое в данный момент времени имеет наибольшее положительное значение. Результат здесь изображается в виде четырехгранной пирамиды и может быть описан уравнением

$$u_2=\text{макс}[(u_x),\ (-u_x),\ (u_y),\ (-u_y)]. \qquad (121)$$

Достоинство этих схем, помимо их простоты, состоит еще в том, что нелинейное изменение здесь имеет вид непрерывной кривой. Недостатком схем является их невысокая точность, которая, к сожалению, не может быть повышена.

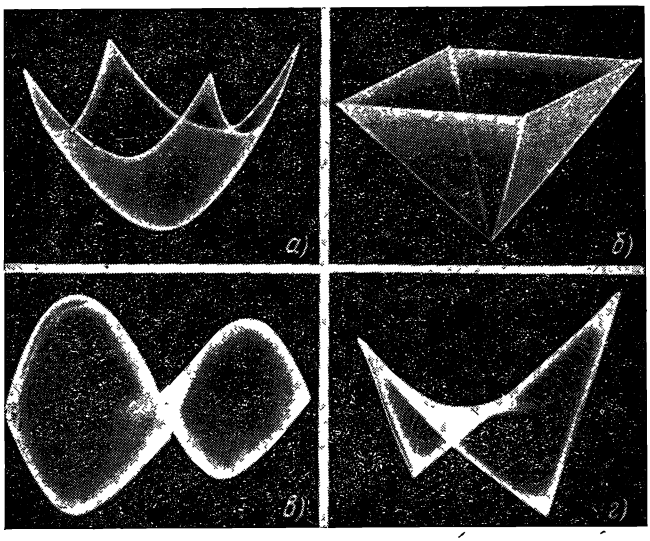


Рис 6-61 Аксонометрические осциллограммы передаточных функций схем.

а — по рис 6 59,*а*, *б* — по рис 6-59,*а* при увеличении нагрузочного сопротивления и обоих входных напряжений, *в* — по рис 6 59,*б*, *г* — по рис 6-60.

6-4-2. Схемы с использованием обратного напряжения

Другая группа схем основана на том явлении, что через диод протекает значительный ток только тогда, когда приложенное к нему напряжение в прямом направлении больше обратного напряжения. На рис. 6-62 показана схема вольтметра переменного тока, у которого при помощи комбинации диодов показания пропорциональны действующим значениям.

Прежде всего рассмотрим зависимость тока, протекающего через измерительный механизм прибора, от выпрямленного напряжения u_2. До тех пор пока это напряжение мало, ток i' протекает только через резистор R_0

(рис. 6-62). В большинстве случаев величина сопротивления измерительного механизма мала по сравнению с добавочными резисторами, поэтому на резисторе R_0 оказывается почти все напряжение u_2.

Как только это напряжение превысит обратное напряжение $U_{обр\,1}$ диода $Д_1$, начинает протекать ток также через ветвь $Д_1$, R_1 и общий ток с точки *1* на рис. 6-63 начинает изменяться по прямой *1—2*, соответствующей току $i'+i''$. Затем к напряжению u_2 подключаются делители напряжения R_2+r_2, R_3+r_3 и т. д., у которых коэффициент деления постепенно уменьшается. В том случае, например, когда делитель напряжения R_2+r_2 имеет коэффициент деления $1/p=r_2/(R_2+r_2)$, диод $Д_2$ отпирается только тогда, когда напряжение u_2 больше значения $U_{обр\,2}$ и ток при этом возрастает до значения $i'+i''+i'''$. Добавочный резистор к диоду $Д_2$ здесь оказался излишним, так как резисторы R_2 и r_2 всегда можно выбрать так, чтобы необходимое результирующее сопротивление получалось при параллельном соединении R_2 и r_2 делителя напряжения. При дальнейшем повышении напряжения аналогичным образом отпираются также диоды $Д_3$ и т. д., вследствие чего изменение тока происходит по ломанной кривой *2—3* и т. д., как это показано на рис. 6-63.

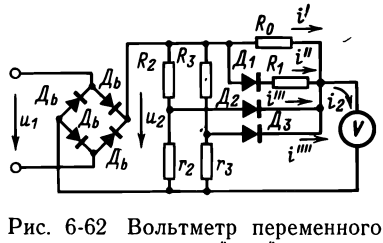


Рис. 6-62 Вольтметр переменного тока, показывающий действующие значения.

Рис 6-63. Приближение к квадратичной функции прямолинейными отрезками.

Так как постоянное напряжение u_2 получается путем выпрямления входного напряжения u_1 двухполупериодной мостовой схемой, в которой, как известно, ток протекает только по двум диодам, нужно, чтобы к начальной точке *0′* ломаной линии *0′—1—2—3* ... добавлялось

еще удвоенное напряжение $2U_{tb}$ этих диодов. Полученная в правой части рис. 6-63 кривая может быть дополнена ее зеркальным отображением, которое получается при выпрямлении отрицательного полупериода. В действительности места изгиба ломаной кривой изменения тока закруглены, так как здесь оказывают также влияние изменения характеристик диодов.

Расчет таких схем производится следующим образом. Сначала на графике наносят заданную нелинейную за-

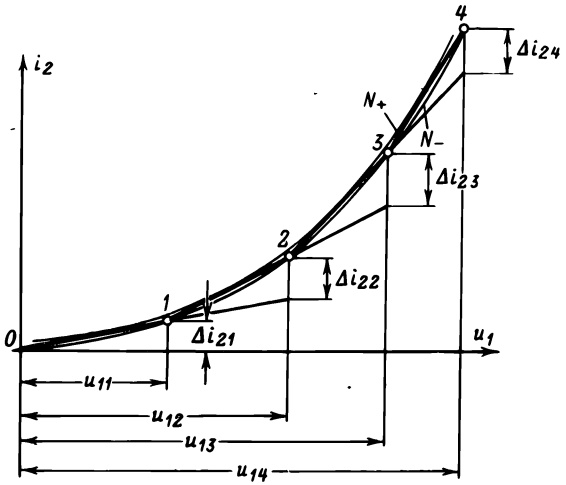


Рис. 6-64. Определение значений сопротивлений резисторов для схемы по рис. 6-62.

висимость тока N с положительными или отрицательными отклонениями N_+ и N_- (рис. 6-64; основная кривая N для наглядности на графике не показана). Затем проводят аппроксимирующую ломаную линию *0—1—2—3—4* так, чтобы она, исходя от начала, проходила в области, лежащей между N_+ и N_-. Тем самым определяется положение и число отдельных мест изгибов ломаной кривой. Положение мест изгибов ломаной кривой можно определить также и в том случае, когда заданное изменение с его допусками дано в виде аналитической функции. Однако в большинстве случаев графический способ менее трудоемок и более нагляден.

Затем определяют значения отдельных резисторов. Для отрезка *0—1* все диоды заперты и ток протекает

только через резистор R_0, тогда

$$R_0 + R_н = \frac{u_{11}}{\Delta i_{21}}.$$

В большинстве случаев резистор нагрузки $R_н$ значительно меньше R_0 и им можно пренебречь, тогда

$$R_0 \approx \frac{u_{11}}{\Delta i_{21}}.$$

Диод $Д_1$ должен отпираться при напряжении u_{11}; это означает, что оно в данном месте изгиба ломаной прямой должно достигать обратного напряжения. Это условие может быть выполнено соответствующим выбором диода или последовательным соединением нескольких диодов. При напряжении u_{12} в ветви $Д_1$, R_1 должен протекать ток Δi_{22}. Отсюда следует, что

$$R_1 = \frac{u_{12} - u_{11}}{\Delta i_{22}} - R_{д1},$$

где $R_{д1}$ сопротивление диода $Д_1$. Одновременно должен отпирается диод $Д_2$, и здесь справедливо соотношение

$$u_{12} \frac{r_2}{r_2 + R_2} - U_{t2} = 0.$$

При дальнейшем повышении напряжения до u_{13} через диод $Д_2$ должен протекать ток, равный

$$\frac{u_{13} \dfrac{r_2}{r_2 + R_2} - U_{t2}}{\dfrac{r_2 R_2}{r_2 + R_2} + R_{д2}} = \Delta i_{23}.$$

Из двух последних уравнений можно определить значения R_2 и r_2:

$$R_2 = \frac{u_{13} - u_{12}}{\Delta i_{23}} - R_{д2} \frac{u_{12}}{U_{t2}};$$

$$r_2 = \frac{u_{13} - u_{12}}{\Delta i_{23}} \frac{U_{t2}}{u_{12} - U_{t2}} - R_{д2} \frac{u_{12}}{u_{12} - U_{t2}}.$$

Аналогичным образом можно определить другие резисторы делителя напряжения. Если перед схемой вклю-

чается двухполупериодная мостовая схема, то это должно быть учтено при нанесении на график кривых N_+ и N_-.

На рис. 6-65 [Л. 110] изображена рассчитанная аналогичным образом схема, при помощи которой у амперметра получается логарифмическая шкала. Последовательно с измерительным механизмом включен резистор r, отчего в этой цепи увеличивается падение напряжения и благодаря этому система диодов может отпираться. До тех пор пока напряжение, возникающее от тока, подлежащего измерению, на входных зажимах меньше обратного напряжения диода $Д_1$, последний заперт и измерительный механизм работает без шунтирующего резистора с наибольшей чувствительностью к току. Когда напряжение на входных зажимах становится равным обратному напряжению $U_{обр\,1}$, диод $Д_1$ отпирается и тогда к измерительному механизму подключается шунтирующий резистор R_1 и отношение токов i_2/i_1 намного уменьшается. При дальнейшем увеличении входного напряжения его значение становится равным сумме падения напряжения на диоде $Д_1$ и обратного напряжения $U_{обр\,2}$ диода $Д_2$, и тогда последний также отпирается. Вследствие этого подключается шунтирующий резистор R_2 и чувствительность к току снова уменьшается. Аналогично отпираются один за другим и остальные диоды. Таким образом, постепенно снижается чувствительность к току и при соответствующем выборе параметров схемы можно получить у прибора приблизительно логарифмическую шкалу.

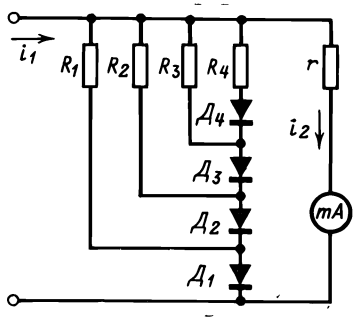


Рис. 6-65. Миллиамперметр постоянного тока с логарифмическим характером шкалы.

6-4-3. Диодные схемы с напряжением смещения

В схемах по рис. 6-62 и 6-65 диоды работают как выключатели, которые начинают функционировать при достижении на их зажимах обратного напряжения. Поэтому применение таких схем ограничивается значениями напряжений, равных обратному напряжению. Так

как этот диапазон в некоторых случаях недостаточен, то тогда применяют другие схемы, где на диоды подается напряжение смещения от вспомогательного источника, как это показано на рис. 6-66 [Л. 111].

Двухполюсник между зажимами b—c состоит из резистора R_0 и группы резисторов от R_1 до R_n, которые подключены через диоды от $Д_1$ до $Д_n$. На эти диоды от батареи $Б$ подаются ступенчато возрастающие напряжения смещения от U_1 до U_n. Значения этих напряжений смещения выбраны так, что диоды отпираются только тогда, когда напряжения на них оказываются больше суммы напряжений на зажимах b—c и смещения U_k. Таким образом, вольт-амперная характеристика получается в виде ломаной линии (рис. 6-67).

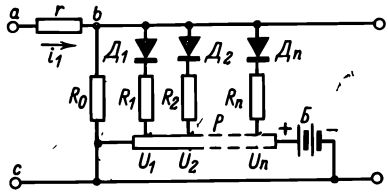


Рис 6-66. Нелинейный делитель напряжения с диодами.

Расчет этого двухполюсника не сложен. Положение места излома характеристики определяется, например, для k-го диода подключаемым напряжением $u_{bck}=U_k+U_{tk}$, а крутизна отрезка характеристики зависит от результирующего сопротивления параллельно соединенного основного резистора R_0 и резисторов $(R_k+R_{дk})$ всех ветвей, диоды которых уже открыты.

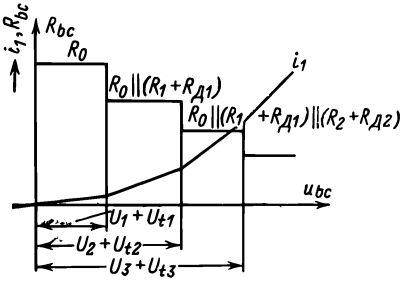


Рис. 6-67. Приближение к нелинейной функции при помощи диодов с напряжениями смещения.

При помощи этой схемы можно воспроизвести любую непрерывно возрастающую функцию. Одним из важных примеров применения такой схемы является нелинейный делитель напряжения r—R_{bc} (рис. 6-66), посредством которого можно получить на выходе напряжение, изменяющееся по логарифмической функции [Л. 122]. Другой пример применения этой схемы изображен на рис. 6-68 [Л. 113]. Здесь схема с диодами подключена

параллельно резистору цепи катода R_k усилительной лампы. Необходимо, чтобы усиление, которое уменьшается изменением сопротивления в цепи катода, при повышении напряжения положительного сигнала на сетке сначала уменьшалось, а затем опять возрастало. Этого можно достичь, если первый диод $Д_1$ включить в прямом направлении, отчего он остается открытым даже при малых напряжениях сигнала. При больших напряжениях сигнала возрастает также и потенциал катода лампы. Вследствие этого диод $Д_1$ запирается и усиление снижается. При еще большем повышении напряжения сигнала положительный потенциал катода также увеличивается, отчего ступенчато отпираются диоды от $Д_2$ до $Д_4$ и сопротивление в цепи катода уменьшается из-за подключения параллельно резисторов от R_2 до R_4, и усиление увеличивается до требуемой величины. Напряжение смещения диоды получают в этом случае от источника питания U_b лампы через схему стабилизации, состоящую из стабилитрона $Д_5$ и добавочного резистора $R_{доб}$.

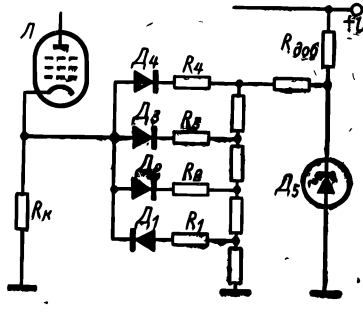


Рис. 6-68. Усилительный каскад с нелинейной характеристикой передачи.

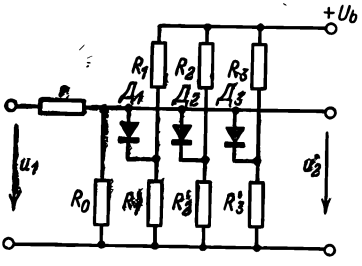


Рис 6-69. Нелинейный делитель напряжения с параллельно питающимися диодами.

Схему по рис. 6-66 можно видоизменить. Например, вместо общего делителя напряжения P можно для питания диодов применить индивидуальные делители напряжения по рис. 6-69 [Л. 114], параметры которых выбирают так, чтобы при их параллельном соединении всегда получалось необходимое значение добавочного сопротивления.

Кроме того, можно также между отдельными ветвями включать дополнительные резисторы от r_1 до r_3 в виде цепочки, показанной на рис. 6-70 [Л. 115].

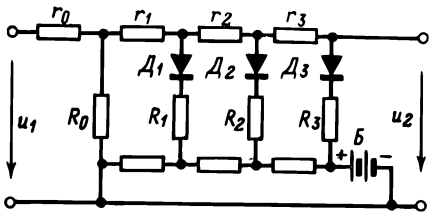


Рис. 6-70. Цепочка из нелинейных элементов.

6-4-4. Схемы с диодом в цепи обратной связи

Любой нелинейный элемент с характеристикой $u=F_2(i)$ может быть включен также в цепь обратной связи усилителя (рис. 6-71). Так как получающаяся при этом обратная связь должна быть отрицательной, усилитель должен изменять полярность напряжения сигнала на противоположную. Для упрощения примем, что усиление напряжения столь велико, что напряжение сигнала на входных зажимах *1—1* для любого входного напряжения может быть пренебрежимо малым. Тогда ток i_1 приблизительно равен:

$$i_1 = \frac{u_1}{R}.$$

Так как полное сопротивление на входе усилителя достаточно большое, то почти весь ток протекает через цепь обратной связи, вследствие чего на диоде возникает напряжение $u=F_2(i_1)$. Тогда для контура *1′—1—2—2′* будет $F_2(i_1)+u_2=0$.

Отсюда после подстановки значения i_1 получим:

$$u_2 = -F_2\left(\frac{u_1}{R}\right).$$

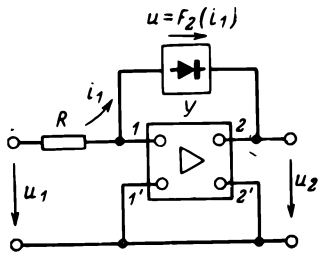


Рис. 6-71. Усилитель с нелинейным элементом в цепи обратной связи.

Таким образом, изменение выходного напряжения усилителя, без учета знака, соответствует характеристике элемента обратной связи, правда, эта характеристика имеет не обычный вид $i=F_1(u)$, а инверсный $u=F_2(i)$.

Если в этой схеме нелинейный элемент только диод, то она имеет такие же свойства, как и схема на

рис. 6-58,*а*, и дает, таким образом, логарифмическую функцию. Здесь также аналогичным образом может быть применена коррекция при помощи дополнительного диода. Благодаря применению усилителя повышается точность работы схемы и получается большее выходное напряжение.

Улучшенная схема, аналогичная приведенной на рис. 6-58,*б*, получается, если поменять местами диод и резистор R. Такая схема дает экспоненциальную или квадратичную функцию.

6-4-5. Схемы с выбором экстремального значения

На рис. 6-72,*а* [Л. 116] изображена довольно часто применяемая схема, при помощи которой также можно получить необходимую приближенную функцию. При этом имеется в виду функция, зависящая от переменных

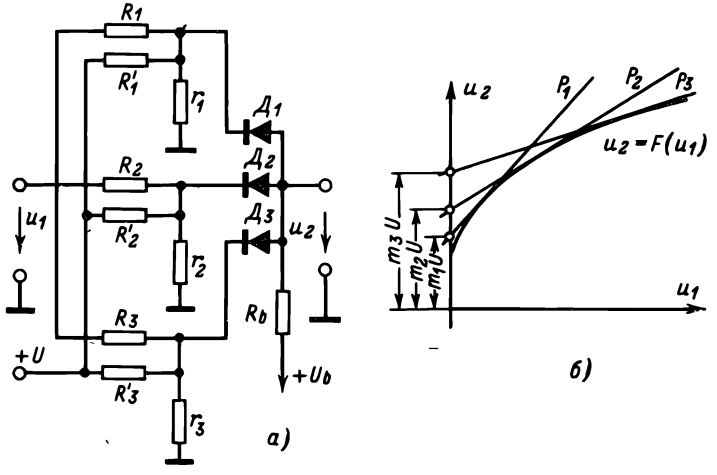


Рис 6-72. Схема для получения приближенной функции, представляющей собой вогнутую кривую.
а — принципиальная схема, *б* — график, поясняющий получение этой функции

на входе. Заданная нелинейная зависимость $u_2=F(u_1)$ заменяется системой прямых от P_1 до P_n (рис. 6-72,*б*), которые в определенной зоне кривой касаются ее, точнее говоря, располагаются внутри кривых допусков N_+ и N_-. Отдельные прямые воспроизводятся включением в схему суммирующих элементов от R_1, R'_1, r_1 до

R_n, R'_n, r_n, на входы которых поданы напряжение u_1 и вспомогательное напряжение U. Напряжение на выходе k-го суммирующего элемента, очевидно, равно:

$$u_k = u_1 \frac{r_k \parallel R'_k}{(r_k \parallel R'_k) + R_k} + U \frac{r_k \parallel R_k}{(r_k \parallel R_k) + R'_k} = p_1 u_1 + m_k U. \quad (122)$$

Таким образом, оно зависит линейно от напряжения u_1 и изменяется по прямой P_k. При возрастании в области отрицательных значений напряжение на входе также должно иметь отрицательную полярность. Когда прямая отсекает отрезок отрицательной ординаты $-mU$, то необходимо отрицательное вспомогательное напряжение.

Как следует из рис. 6-72,*б*, искомое выходное напряжение соответствует только наименьшему выходному напряжению отдельных суммирующих элементов, т. е. нижней огибающей кривой прямых от P_1 до P_n. Выбор этого наименьшего напряжения производится при помощи диодов от $Д_1$ до $Д_n$, которые получают напряжение смещения от вспомогательного источника $+U_b$ через резистор $R_b \gg r_1 \div r_3$. Вспомогательное напряжение U_b должно быть больше выходного напряжения суммирующего элемента; часто вспомогательное напряжение и добавочный резистор R_b выбирают так, чтобы источник давал ток постоянной величины.

Наименьшее напряжение только тогда необходимо, когда кривая требуемой функции вогнута, если смотреть на нее снизу. Если же кривая функции выпуклая (рис. 6-73,*б*), то необходимо, наоборот, наибольшее напряжение; для этого в схеме диоды должны быть включены с противоположной полярностью и получать соответствующее напряжение смещения (рис. 6-73,*а*).

Сравнение с рис. 6-4 показывает, что здесь за основу взяты логические элементы И и ИЛИ При помощи логической схемы И на выходе фактически получается наименьшее входное напряжение, тогда как логическая схема ИЛИ всегда соединяет выход с наибольшим входным напряжением.

Если кривая требуемой функции не только вогнутая, но и выпуклая, то к схеме по рис. 6-72 должна быть подключена схема по рис. 6-73.

Так как диоды на выходе в каждый момент времени соединены только с одним суммирующим элементом, то взаимное влияние не возникает. Поэтому для расчета

достаточно выбирать сопротивление резистора r_k каждого суммирующего элемента отдельно и затем корректировать это значение по уравнению $r'_k = r_k \| (R_н + R_д)$ в том случае, если выход нагружен резистором $R_н$, величина которого добавляется к сопротивлению диода $R_д$. Затем рассчитывают последовательные сопротивления резисторов R_k и R'_k при помощи коэффициентов p_k и m_k,

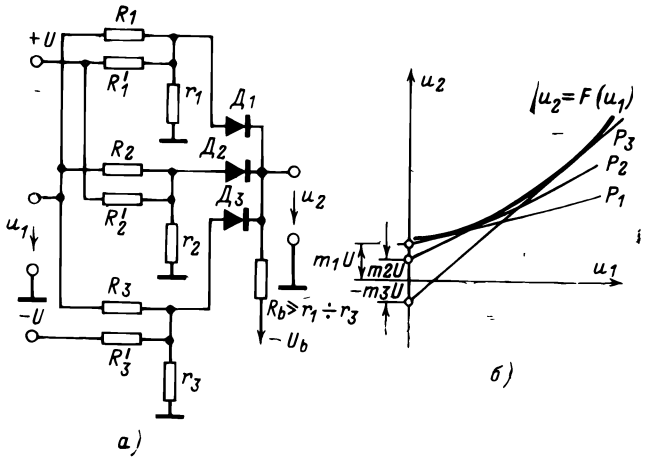


Рис 6-73. Схема для получения приближенной функции, представляющей собой выпуклую кривую.

а — принципиальная схема; *б* — график, поясняющий получение этой функции.

которые берут из графика. Нетрудно показать, что здесь справедливы следующие уравнения:

$$R_k = \frac{r'_k (1 - p_k - m_k)}{p_k};$$

$$R'_k = \frac{r'_k (1 - p_k - m_k)}{m_k}.$$

При этом следует иметь в виду, что значение коэффициента p_k в (122) всегда меньше единицы, поэтому здесь возможны прямые, расположенные только под углом, меньшим 45°. Если же для кривых функций необходимы прямые, расположенные под углами, большими 45°, то нужно сначала расположить их под меньшими углами, затем усилить выходное напряжение. Можно также сначала усилить входное напряжение схемы, как

это, например, показано на рис. 6-76,*а*. Вместо пассивных суммирующих элементов возможно применение также и активных с электронными лампами или транзисторами, которые одновременно усиливают суммируемые напряжения.

Для того чтобы наглядно представить полученные результаты, на рис. 6-74,*а* изображена осциллограмма

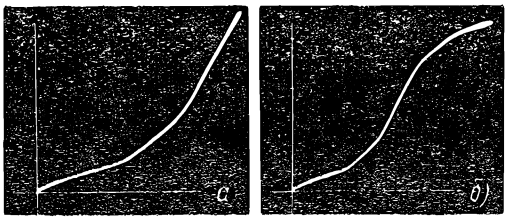


Рис. 6-74. Осциллограмма характеристики передачи.
а — схема по рис 6-73,*а*, *б* — схема по рис. 6-73,*а* и 6-72 в каскаде

характеристики передачи схемы по рис. 6-72,*а*. На рис. 6-74,*б* показана осциллограмма характеристики с выпуклыми и вогнутыми участками, которая была снята при помощи каскадной схемы, в которой объединены схемы по рис. 6-72,*а* и 6-73,*а*.

Для получения приближенной функции двух переменных на входе были использованы аналогичным образом суммирующие элементы с двумя входами для напряжений сигнала и третьим входом для вспомогательного напряжения. В геометрическом смысле выходные напряжения этих элементов соответствуют тем плоскостям, которые касаются требуемых поверхностей. Выбор экстремальных значений здесь производится равным образом логическими диодными элементами. Этот способ без всяких изменений можно было бы применить при еще большем числе переменных на входе, но тогда для геометрического отображения функции необходимо соответствующее многомерное изображение [Л. 109].

Во всех этих схемах у открытых диодов возникает падение напряжения, вследствие чего выходное напряжение уменьшается и оно немного ниже истинного значения, что можно скорректировать при помощи другого диода $Д_3$, включенного противоположной полярностью

(рис. 6-75,*а*), который получает напряжение смещения в прямом направлении от вспомогательного источника $+U'_b$ и создает встречное падение напряжения. Другой способ корректирования ошибки показан на рис. 6-76,*а*.

Приближение к заданной функции получается тем точнее, чем больше выбрано число прямых. Чтобы обойтись меньшим числом суммирующих элементов и диодов, была предложена схема, изображенная на рис. 6-75,*а*

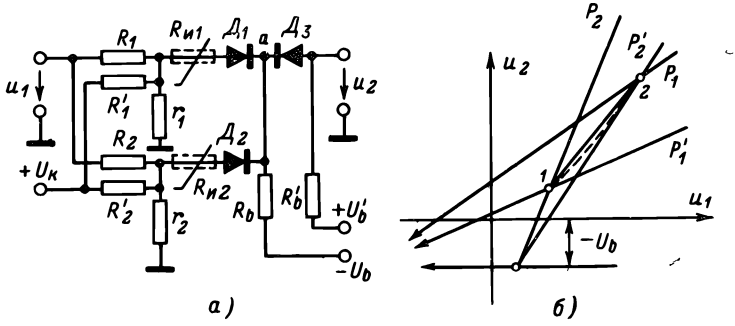


Рис 6-75. Компенсация падений напряжений на диодах и интерполяция при помощи добавочных резисторов

а — принципиальная схема, *б* — график, поясняющий получение этой функции.

[Л. 117, 118], в которой последовательно с диодами включены так называемые «интерполяционные резисторы» $R_и$. Ток от источника $-U_b$ создает на добавочном резисторе $R_{и1}$, открытого в данный момент диода $Д_1$, падение напряжения, вследствие чего потенциал точки *а* изменяется по прямой P'_1 (рис. 6-75,*б*), которая пересекает прямую P_1 при напряжении $-U_b$. При достижении точки пересечения *1* этот потенциал такой же, как на аноде диода $Д_2$. Вследствие этого диод $Д_2$ сначала берет на себя часть тока, а затем в точке *2* весь ток и диод $Д_1$ запирается. Таким образом, между точками *1* и *2* ток распределяется на два диода и выходное напряжение изменяется по прямой, соединяющей точки *1* и *2*. Поэтому между прямыми P'_1 и P'_2 появляется еще один прямолинейный отрезок, благодаря которому приближение к функции получается более точным. Можно еще больше повысить точность приближения к функции, если резисторы $R_и$ заменить нелинейными элементами, например, из тирита, значение сопротивления которого при уменьшении протекающего через него тока возра-

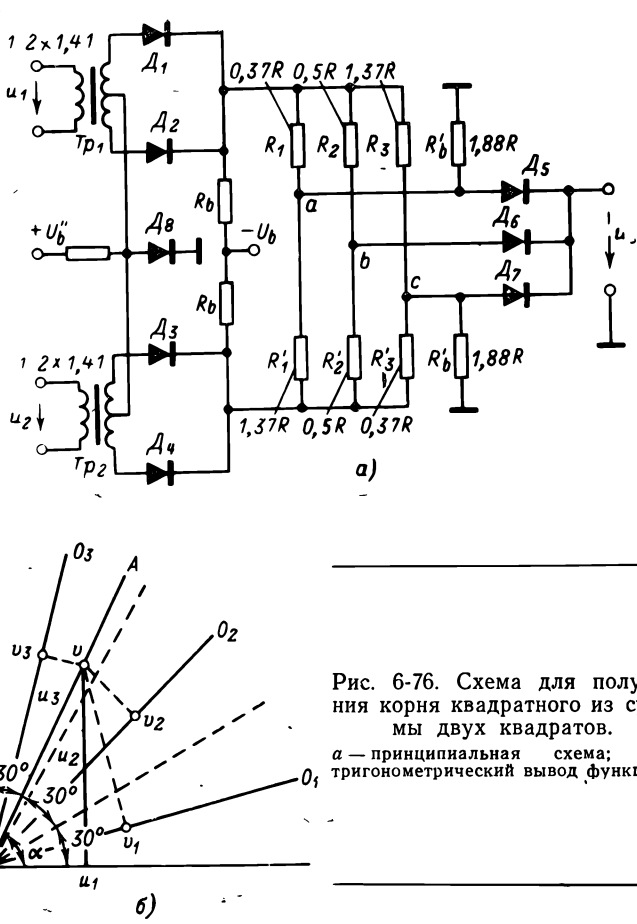


Рис. 6-76. Схема для получения корня квадратного из суммы двух квадратов.

а — принципиальная схема; *б* — тригонометрический вывод функции

стает и поэтому изменение получается по дуге (пунктир на рис. 6-75,*б*).

Естественно также, что и без этих резисторов получаются непрерывные и в известной степени закругленные переходы, так как суммирующие элементы с соответствующими диодами имеют собственные сопротивления. При этом сопротивление диода, как известно, также имеет свойство увеличиваться при уменьшении протекающего через него тока.

В качестве другого примера на рис. 6-76,*а* [Л. 119, 120] показана схема, отображающая функцию двух пе-

ременных на входе:

$$u_3 = \sqrt{u_1^2 + u_2^2}. \qquad (123)$$

Так как квадрат числа всегда положителен, к обоим входам подключены симметричные трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ с диодами от $Д_1$ до $Д_4$, на которые подается напряжение смещения. Схемы такого входа, как известно, можно рассматривать как двухполупериодные выпрямители. Однако, чтобы не нарушать терминологии аналоговой вычислительной техники, лучше эти схемы считать логическими элементами для выбора максимального значения. Все устройство состоит из каскадной схемы, содержащей несколько частей. Сначала идет часть для выбора максимальных значений u_1, $-u_1$ и u_2, $-u_2$, затем следуют три делителя напряжения, которые служат для получения линейных частичных зависимостей, и, наконец, следует диодный узел с диодами $Д_5$, $Д_6$ и $Д_7$, при помощи которого отыскивается наибольшее из этих трех напряжений. Чтобы избежать пространственных диаграмм, определение значений сопротивлений схемы производится по рис. 6-76,*б*. Согласно известным тригонометрическим соотношениям требуемое выходное напряжение определяется как гипотенуза ov прямоугольного треугольника. При этом справедливо соотношение

$$u_3 = u_1 \cos\alpha + u_2 \sin\alpha, \qquad (124)$$

т. е. выходное напряжение равно сумме проекций отрезков осей u_1 и u_2 на прямую A, при этом угловые коэффициенты этих прямых переменные. Вместо проекций этих отрезков с переменными угловыми коэффициентами квадрант разделен на три одинаковых сектора и отрезок ov спроектирован на оси этих секторов O_1, O_2, O_3. Тогда получаются три отрезка: $\overline{ov_1}$, $\overline{ov_2}$ и $\overline{ov_3}$, из которых наибольший $\overline{ov_3}$ приблизительно равен истинному отрезку $\overline{ov}$. Таким образом, достаточно из трех значений отыскивать наибольшее.

В схеме указанные три проекции получаются посредством трех делителей напряжения R_1—R'_1, R_2—R'_2 и R_3—R'_3, величины сопротивления ветвей которых согласно уравнению (124) пропорциональны косинусу и синусу углов 15, 45 и 75°. Тогда, например, для делителя

напряжения R_1—R'_1 (без R'_b) справедливо выражение

$$u_a = u_1 \frac{\cos 15°}{\cos 15° + \sin 15°} + u_2 \frac{\sin 15°}{\cos 15° + \sin 15°}.$$

Из сравнения с (124) видно, что выходные напряжения делителей уменьшаются в отношении $1/(\cos\alpha + \sin\alpha)$. Наибольшее уменьшение получается на делителе напряжения R_2—R'_2, которое, если не принять меры к его корректированию, равнялось бы $0{,}5u_1 + 0{,}5u_2$ вместо $0{,}71u_1 + 0{,}71u_2$. Это уменьшение в отношении 1 : 1,41 можно скомпенсировать выбором большего коэффициента трансформации у входного трансформатора. Так как уменьшение напряжения у остальных делителей напряжения меньше, то они дополнительно нагружаются резисторами R'_b, тем самым их выходные напряжения снижаются в таком же соотношении, как у делителя напряжения R_2—R'_2.

Уравнение (124) дает возможность определить только отношение обеих ветвей делителей напряжения, но не их значения. Поэтому их необходимо выбирать так, чтобы выходные сопротивления всех трех делителей напряжения между точками a, b, c были одинаковыми.

Если применить рассчитанные указанным образом сопротивления резисторов, значения которых даны на рис. 6-76,*а*, то получим следующее результирующее приближение к функции:

$$u_3 = \text{макс}\{[0{,}26\ \text{макс}(u_1, -u_1) + 0{,}97\ \text{макс}(u_2, -u_2)] \times$$
$$\times [0{,}71\ \text{макс}(u_1, -u_1) + 0{,}71\text{макс}(u_2, -u_2)]\ 0{,}97\text{макс} \times$$
$$\times [(u_1, -u_1) + 0{,}26\text{макс}(u_2, -u_2)]\}. \qquad (125)$$

Чтобы скомпенсировать падения напряжений, возникающие на диодах $Д_5$, $Д_6$ и $Д_7$, все входные напряжения повышаются на падение напряжения встречного направления, т. е. на напряжение отсечки диода, которое получается на компенсационном диоде $Д_8$ от тока вспомогательного источника $+U''_b$.

Точность приближения к заданной функции составляет $\pm 3\%$ и может быть повышена разделением квадранта на большее число секторов. Аналогичным образом схему можно переделать так, чтобы число переменных на входе было больше двух.

Полученные при помощи данной схемы результаты показаны на осциллограммах рис. 6-77,*а*. Уравнение (123) представляет собой конус вращения, вершина которого лежит в начале координат, а приближение (125) к этой функции соответствует пирамиде с 12 гранями, которые прилегают к конусу.

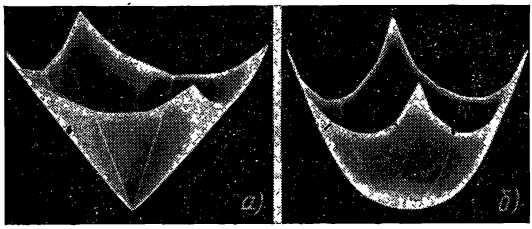


Рис 6-77 Аксонометрические осциллограммы передаточной функции
а — по рис 6 76,*а*, *б* — по рис. 6-76,*а* с последующей схемой для возведения в квадрат

На рис. 6-77,*б* изображена еще одна функция

$$u_3 = p(u_1^2 + u_2^2),$$

которая получается, если к схеме по рис. 6-76,*а* в каскад подключить схему по рис. 6-73,*а*. Из рис. 6-77,*б* видно, что результат подобен полученному с более простой схемой по рис. 6-59,*а*, причем здесь даже имеются сплошные поверхности. Преимущество последних схем состоит в том, что можно воздействовать на форму поверхности и добиваться требуемой точности, а в схемах, например, по рис. 6-59,*а* точность приближения к заданной функции зависит от характеристик диодов.

6-4-6. Прочие схемы

В дополнение к рассмотренным схемам с диодами на рис. 6-78 [Л. 121] показана схема, воспроизводящая произведение, отношение и среднее геометрическое значение двух входных величин при помощи варикапа. На входы схемы подаются два переменных напряжения одинаковой частоты ω, но противоположные по фазе, с переменными амплитудами u_1 и u_2. Между обоими входными

зажимами включен варикап $Д_1$. Точка соединения варикапа с добавочным резистором R имеет напряжение по отношению к земле, равное

$$u_0 = u_c - u_2 = \frac{u_1 - u_2\omega^2R^2C_д^2}{1+\omega^2R^2C_д^2} - j\frac{\omega RC_д(u_1+u_2)}{1+\omega^2R^2C_д^2}.$$

Емкость $C_д$ варикапа $Д_1$ может быть посредством напряжения смещения настолько уменьшена, что первый

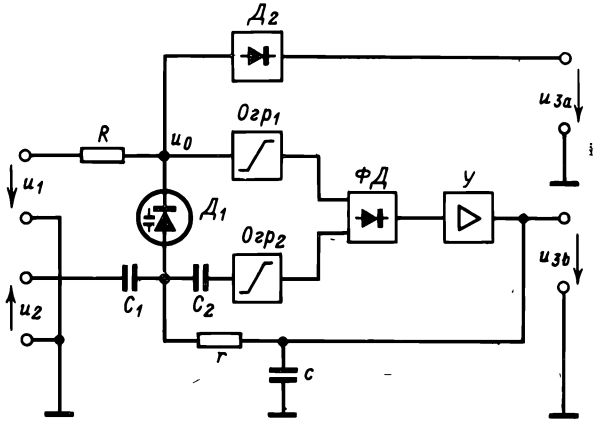


Рис 6-78 Схема для получения произведения, геометрического среднего значения и отношения двух переменных.

член правой части будет равен нулю. Поэтому должно быть справедливо равенство

$$\omega^2R^2C_д^2 = \frac{u_1}{u_2}. \qquad (126)$$

Тогда напряжение u_0 имеет только мнимую составляющую

$$u_0 = -j\frac{\sqrt{\frac{u_1}{u_2}}(u_1+u_2)}{1+\frac{u_1}{u_2}} = -j\sqrt{u_1u_2}, \qquad (127)$$

абсолютное значение которой, таким образом, равно среднему геометрическому значению обоих входных напряжений. Это напряжение при помощи квадратичного детектора $Д_2$ выпрямляется; последний дает выходное

напряжение

$$u_{зв} = k_1 |u_0|^2 = k_1 u_1 u_2, \qquad (128)$$

равное искомому произведению обоих входных напряжений.

Напряжение смещения — u, которое необходимо подать на варикап, чтобы выполнить равенство (126), можно определить из (4), если подставить в него $C_д$, тогда получим:

$$-u + \Phi = \frac{u_1}{u_2} \omega^2 R^2 C_{д0}^2 \Phi.$$

Так как значения ω, R, $C_{д0}$ в данном случае постоянны, то их произведение можно заменить коэффициентом k_2. Контактным потенциалом Φ в левой части уравнения можно пренебречь по сравнению с u, и тогда окончательно получим:

$$u_{зв} = |u| \approx k_2 \frac{u_2}{u_1}. \qquad (129)$$

Таким образом, напряжение смещения пропорционально обоим входным напряжениям и создается при помощи фазочувствительного детектора *ФД*. Последний получает от одного входа напряжение u_0, ограниченное ограничителем $Огр_1$, а от второго входа напряжение u_2, ограниченное ограничителем $Огр_2$. Выходное напряжение этого детектора усиливается усилителем постоянного напряжения *У* и затем подводится через цепочку C, r в качестве запирающего напряжения смещения к варикапу $Д_1$; конденсаторы C_1 и C_2 служат только для развязки от постоянного напряжения. Так как коэффициент усиления у усилителя *У* очень большой, то автоматически устанавливается такое большое напряжение смещения диода, что выходное напряжение фазочувствительного детектора приближается к нулю. В этом режиме напряжения u_0 и u_2 оказываются сдвинутыми по фазе по отношению друг к другу на 90°, как это и требуется по (127).

В этой схеме входные величины должны подводиться в виде переменных напряжений. При наличии только постоянных напряжений их нужно преобразовать в переменные при помощи инвертора.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

УСИЛИТЕЛИ

Классический диод с характеристикой по рис. 2-1 представляет собой сопротивление, которое можно изменять, воздействуя на положение рабочей точки, но оно всегда остается положительным. Поэтому диоды такого типа могут различным образом изменять сигнал, например, модулировать, ограничивать, выпрямлять и т. д.; при этом мощность сигнала всегда уменьшается и никогда не усиливается. Вместе с тем возможно выполнение усилительных схем с этими диодами. Правда принцип действия таких схем должен быть основан на использовании не положительного сопротивления диода, а другого его параметра. Хорошие возможности для создания усилительных схем имеют диоды с отрицательным сопротивлением, поэтому рассмотрим сначала их.

7-1. Усилители с туннельными диодами

В области отрицательного сопротивления туннельный диод ведет себя как активный двухполюсник. Схемы с туннельными диодами могут работать вплоть до диапазона СВЧ и имеют при этом очень малый коэффициент шума. Недостаток их заключается в том, что довольно трудно объединять в схему несколько усилительных каскадов такого рода.

7-1-1. Общие соотношения

На рис. 7-1 [Л. 129] показана принципиальная схема усилителя с туннельным диодом $Д$. В основном схема состоит из делителя напряжения, последовательную цепь которого образует сопротивление $R_{ист}$, а параллельная цепь представляет собой параллельное соединение сопротивлений диода — $R_д$ и нагрузки $R_н$. Если пренебречь малым по величине сопротивлением $R_н \| R_b$ источника питания или когда источник замкнут некоротко для напряжения сигнала конденсатором C, то для выходного напряжения этого делителя справедливо выражение

$$U_2 = U_1 \frac{R_д R_н}{R_д (R_{ист} + R_н) - R_{ист} R_н}.$$

Отсюда получим коэффициент усиления напряжения:

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_д R_н}{R_д (R_{ист} + R_н) - R_{ист} R_н},$$

и выходная мощность равна:

$$P_2 = \frac{U_2^2}{R_н} = U_1^2 \frac{R_д^2 R_н}{[R_д (R_{ист} + R_н) - R_{ист} R_н]^2}.$$

Из отношения выходной мощности к мощности, получаемой от источника сигнала $P_{ист}$, получим коэффициент усиления мощности:

$$K_p = \frac{P_2}{P_{ист}} = \frac{4 R_д R_{ист} R_н}{[R_д (R_{ист} + R_н) - R_{ист} R_н]^2}.$$

Это уравнение можно изобразить в более наглядной форме

$$K_p = \frac{4 G_д G_н}{(G_{ист} + G_н - G_д)^2}. \qquad (130)$$

Из (130) следует, что схема может быть заменена источником тока $I_{ист}$ с внутренней проводимостью $G_{ист}$,

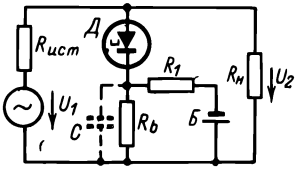


Рис. 7-1. Апериодический умножитель с туннельным диодом.

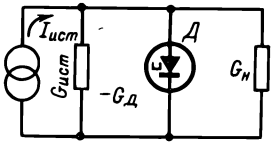


Рис. 7-2. Схема замещения усилителя с туннельным диодом.

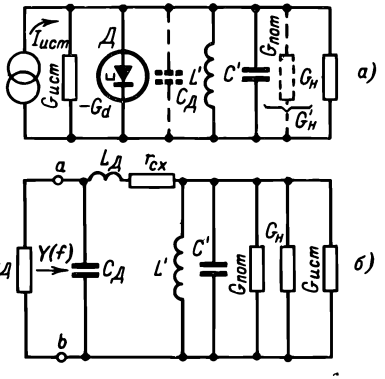


Рис. 7-3. Резонансный усилитель с туннельным диодом.

а — принципиальная схема; *б* — схема замещения.

который нагружен параллельно соединенными проводимостью диода $G_д$ и проводимостью нагрузки $G_н$ (рис. 7-2).

Кроме того, из (130) следует также, что при соответствующем согласовании проводимостей источника и

нагрузки с отрицательной проводимостью диода можно получить любое большое значение коэффициента усиления мощности.

Здесь, однако, не учитывается емкость $G_{сх}$ схемы, которая состоит из собственной емкости $C_д$ диода, а также из параллельно включенной паразитной емкости C' остальных частей схемы. При определенной частоте сигнала влияние этих емкостей можно компенсировать подключением индуктивности L' (рис. 7-3,*а*), вследствие чего вместо апериодической схемы получается резонансный усилитель с резонансной частотой, равной

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'(C_д + C')}} = \frac{1}{\sqrt{L'C_{сх}}}.$$

Тогда контур $L'—C_{сх}$ действует только как дополнительная проводимость потерь $G_{пот}$, которая увеличивает нагрузку на величину $G'_н$. При изменяющихся частотах сигнала ω_1 возникают реактивные составляющие контура $L'—C_{сх}$, и тогда уравнение (130) получает следующий вид:

$$K'_p = \frac{4G_{ист}G'_н}{(G_{ист} + G'_н - G_д)^2 + \omega_1^2 C_{сх}^2 \left(1 - \frac{\omega_0^2}{\omega_1^2}\right)^2}.$$

Отсюда можно найти частоты f_1 и f_2, при которых усиление снижается вдвое, и тогда получается ширина полосы, равная

$$\Delta f = f_2 - f_1 = \frac{G_{ист} + G'_н - G_д}{2\pi C_{сх}} = \frac{\sqrt{G_{ист}G'_н}}{\pi C_{сх}\sqrt{K_p}}.$$

Как видно из этого уравнения, ширина полосы уменьшается с ростом коэффициента усиления мощности и при бесконечно большом его значении усилитель превращается в генератор с шириной полосы равной нулю. Поэтому необходим компромис между усилением и шириной полосы.

7-1-2. Условия устойчивой работы

Если учесть собственную индуктивность $L_д$ и прямое сопротивление $R_д$ диода, то получается схема по рис. 7-3,*б*, в которой параллельно проводимости диода — $G_д$ подключены элементы схемы, охватывающие одно-

временно все остальные параметры диода $C_д$, $L_д$, $r_{сх}$. Полная проводимость этой схемы между точками a и b имеет частотнозависимые составляющие и равна:

$$Y(f)=G(f)+jB(f).$$

Избирательное усиление происходит только вблизи резонансной частоты, для которой справедливо равенство

$$B(f_1)=0.$$

Одновременно для устойчивой работы при этой частоте результирующая проводимость на зажимах

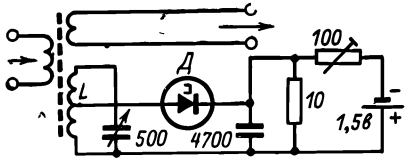


Рис. 7-4. Практическая схема резонансного усилителя параллельного типа.

a—b должна быть положительна. Отсюда получается соотношение

$$G(f_1)>G_э.$$

В некоторых случаях схему можно видоизменить, так что она совпадает со схемой замещения, приведенной на рис. 3-10, и тогда в качестве условия устойчивой работы усилителя может быть использовано уравнение (12). Так, например, схема на рис. 3-10 получается, если емкость C' пренебрежимо мала и когда проводимости $G_д$, $G_н$ и $G_{пот}$ можно заменить замещающим сопротивлением R, включенным последовательно индуктивности L'; тогда резистору $R'_{сх}=r_{сх}+R'$ в (12), соответствует резистор $R_{сх}$ и индуктивности $L_{сх}=L_д+L'$ — индуктивность L. Тогда для устойчивой работы справедливо выражение

$$R_д>R'_{сх}>\frac{L_{сх}}{R_д C_д}. \qquad (12')$$

На рис. 7-4 [Л. 34] показана практическая схема резонансного усилителя с туннельным диодом, который

подключен к отводу индуктивности L резонансного контура. Как вход, так и выход имеют собственную обмотку, вследствие чего возможно взаимное согласование полных сопротивлений.

Туннельный диод может быть также включен в последовательную цепь делителя напряжения схемы по рис. 7-1, как это показано на рис. 7-5, т. е. последова-

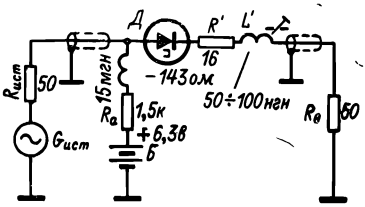


Рис. 7-5. Практическая схема резонансного усилителя последовательного типа.

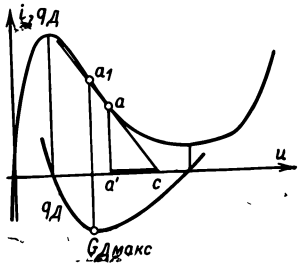


Рис. 7-6. Выбор рабочей точки туннельного диода.

тельно с выходом. Приведенная схема [Л. 123] пригодна, например, в качестве антенного усилителя в диапазоне до 100 *Мгц*. Сопротивления источника $R_{ист}$ и резистор нагрузки $R_н$ здесь одновременно включены в цепь питания, поэтому они должны быть выбраны такой величины, чтобы удовлетворялось условие (12). Соответствующим выбором резистора R' обеспечивают устойчивую работу усилителя.

7-1-3. Установка рабочей точки

Для того чтобы при усилении не возникало искажений, лучше всего устанавливать рабочую точку в той области характеристики (рис. 7-6), где проводимость диода $G_{д\,макс}$ в известных пределах остается постоянной, т. е. в точке перегиба a_i. Так как здесь при возрастании амплитуды сигнала абсолютное значение проводимости диода только убывает, то неустойчивый режим работы возникнуть не может. С точки зрения наименьшего коэффициента шума более целесообразной является другая рабочая точка. Можно показать [Л. 124], что при некоторых упрощениях для коэффициента шума справед-

либо соотношение

$$\frac{1}{U_0}\,\frac{I_{да}}{G_{да}},$$

где U_0 — потенциал, эквивалентный тепловой энергии носителей заряда; $I_{да}$ — ток, протекающий через диод, и $G_{да}$ — проводимость диода в рабочей точке a. Отношение $I_{да}/G_{да}$ в геометрическом смысле соответствует подкасательной $a'c$, поэтому рабочая точка a с наименьшей подкасательной наиболее выгодна. Обычно эта точка расположена немного ниже точки перегиба a_i.

7-1-4. Регулирование отрицательной проводимости диодов

Установка отрицательной проводимости чисто электрическими средствами, какие, например, необходимы для автоматического регулирования усиления (АРУ), не так уж проста. Проще это сделать смещением рабочей точки путем воздействия управляющего тока в точке x (рис. 7-7,$а$). Для этого нужен довольно большой управляющий ток, так как большая часть тока в схеме протекает через низкоомный резистор R_b. Результирующую отрицательную проводимость можно регулировать также при помощи параллельно подключенного точечного диода $Д_2$, который управляется током I_c (рис. 7-7,$а$).

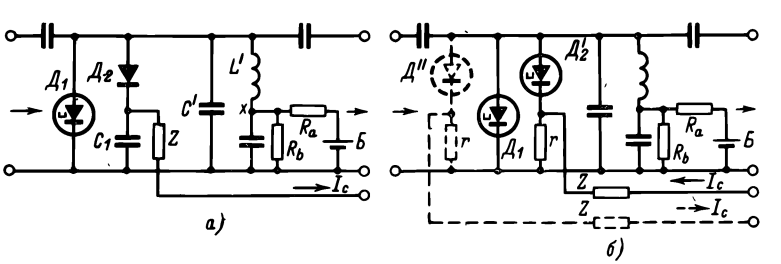


Рис 7-7. Регулирование отрицательной проводимости туннельного диода.

а — дополнительным диодом, *б* — дополнительным туннельным диодом

Другой способ регулирования отрицательной проводимости показан на рис. 7-7,$б$, где параллельно туннельному диоду $Д_1$ подключен еще один или два дополнительных туннельных диода с небольшими добавочными резисторами [Л. 125]. Результирующие харак-

теристики этой комбинации диодов для различных значений управляющего тока I_c имеют вид, показанный на рис. 7-8, причем крутизна их изменяется. При симметричном управлении (пунктир на рис. 7-7,*б*) еще немного повышается изменение крутизны, но получить симметричный управляющий ток довольно трудно.

7-1-5. Каскадное включение туннельных диодов

Так как туннельный диод представляет собой электрический двухполюсник, то каскадное включение таких нескольких усилителей представляет известные трудно-

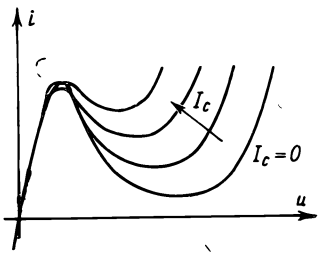


Рис. 7-8 Семейство характеристик схемы по рис. 7-7,*б*.

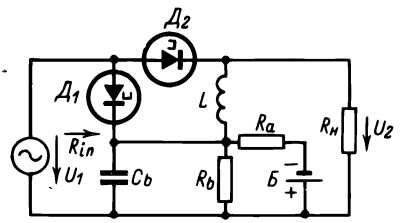


Рис 7-9 Усилительные ступени с туннельными диодами, пригодные для каскадного включения.

сти. На рис. 7-9 [Л. 126] показана одна из возможных схем. Принципиальная схема, приведенная на рис. 7-1, дополнена вторым туннельным диодом $Д_2$, который питается через высокочастотный дроссель. Если для упрощения учитывать только сопротивления диодов, $-R_{д1}$ и $-R_{д2}$, то получим следующее выражение для коэффициента усиления напряжения:

$$K_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_н}{R_н - R_{д2}}.$$

Входное сопротивление равно:

$$R_{вх} = [-R_{д1} \parallel (R_н - R_{д2})] = \frac{-R_{д1}(R_н - R_{д2})}{R_н - R_{д1} - R_{д2}}.$$

При соответствующем подборе сопротивления $R_{д1}$ можно получить входное сопротивление $R_{вх}$, равное сопротивлению нагрузки $R_н$, причем условием для этого будет равенство

$$R_{д1} = \frac{R_н(R_н - R_{д2})}{R_{д2}}.$$

В этом случае можно включить последовательно два или несколько таких каскадов, причем каждый каскад предварительно нагружен сопротивлением $R_н$, так что здесь не может возникнуть ни отражений, ни обратной связи.

В диапазоне сантиметровых волн каскадное включение успешно может быть выполнено при помощи циркуляторов [Л. 17].

7-2. Усилители с диодами лавинного типа

Диоды лавинного типа в настоящее время редко применяют для целей усиления, однако принципиально это вполне возможно. На рис. 7-10 изображена принципиальная схема апериодического усилителя на динисторе $Д$. Установка рабочей точки производится подачей напряжения от батареи $Б$ через добавочный резистор $R_{доб}$, величина которого должна быть значительно больше сопротивления диода. Цепь питания может быть подключена или параллельно диоду или одним полюсом заземлена, как это показано на схеме пунктиром. Схема

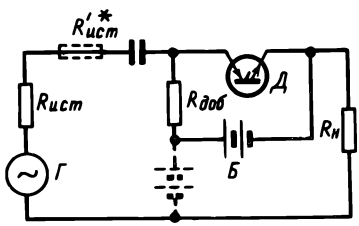


Рис. 7-10. Апериодический усилитель с диодом лавинного типа.

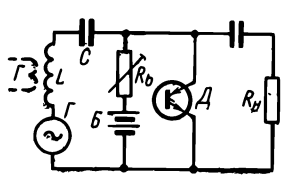


Рис. 7-11. Резонансный усилитель на динисторе.

работает устойчиво, когда результирующее сопротивление положительно, т. е. когда $R_д < R_{ист} + R_н$ (предполагается $R_{доб} \gg R_д$).

Это условие может быть выполнено изменением величины регулируемого резистора $R'_{ист}$.

В схеме усилителя, приведенной на рис. 7-11 [Л. 127], сигнал подается на резонансный контур LC либо кондуктивным, либо индуктивным способом. Условие устойчивой работы определяется следующим неравенством:

$$(-R_д \parallel R_н) + R_{нст} + R > 0,$$

где $R_к$ — сопротивление последовательного резонансного

контура. Коэффициент усиления тем больше, чем меньше значение левой части неравенства. Когда левая часть неравенства равна нулю, схема работает как генератор.

Аналогично работает схема с диодом с двойной базой (рис. 7-12), который одновременно используется в качестве индуктивности LC-контура. Диод с двойной базой имеет индуктивность от 1,5 до 8 *мгн,* которая благодаря наличию отрицательного сопротивления у диода уменьшает затухание, а коэффициенты добротности достигают 150 [Л. 128].

Хотя определение параметров диодов не является темой данной книги, здесь уместно сделать краткие

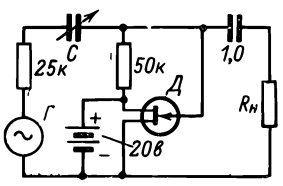


Рис. 7-12. Резонансный усилитель с диодом с двойной базой.

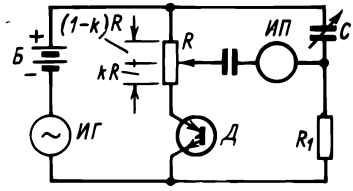


Рис. 7-13. Схема измерения индуктивности динистора.

указания по измерению индуктивности диода в области отрицательных сопротивлений. Эта индуктивность в паспорте диода не указывается; она также не может быть определена обычными методами измерения, так как измерительная схема, с одной стороны, не должна влиять на установку рабочей точки, а с другой стороны, не возбуждать колебаний у диода, работающего в области отрицательных сопротивлений. Простая и рациональная схема для этой цели изображена на рис. 7-13 [Л. 129]. Подлежащий измерению динистор питается через потенциометр R, сопротивление которого должно быть больше, чем у диода. Питающее напряжение имеет как постоянную составляющую от батареи *Б,* которой устанавливают рабочую точку, так и составляющую переменного напряжения от измерительного генератора *ИГ,* который может давать любую частоту в пределах от 0 до ω. Элементы C и R дополняют схему и образуют мост.

После установки рабочей точки мост постепенно уравновешивают при помощи потенциометра R и конденсатора C. При уравновешивании моста отрицатель-

ное сопротивление диода компенсируется частью сопротивления kR потенциометра и тогда

$$R'_д = kR.$$

Поэтому в нижней левой ветви моста остается только индуктивность диода $L'_д$. Второе условие равновесия моста

$$(1-k)R : j\omega L'_д = \frac{1}{j\omega C} : R.$$

Отсюда индуктивность диода

$$L'_д = (1-k)RR_1C.$$

Определенные таким образом величины $R'_д$ и $L'_д$ достоверны только при той частоте, при которой производилось измерение. Если произвести второе измерение при другой частоте, то тогда можно рассчитать параметры схемы замещения по рис. 3-12. Этим методом можно производить измерения у диода с двойной базой, если вспомогательную базу питать соответствующим образом.

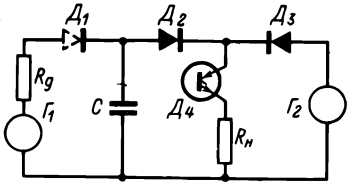


Рис. 7-14. Принципиальная схема простого усилителя на динисторе.

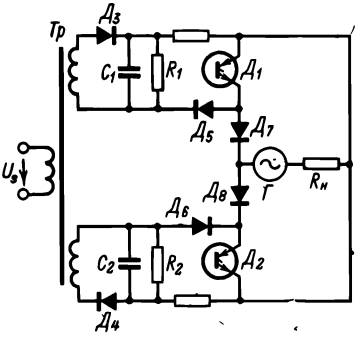


Рис. 7-15. Усилитель с динисторами для целей регулирования.

Помимо описанных, могут быть еще и другие варианты схем на динисторах. Типичная схема такого рода изображена на рис. 7-14. Так как источник сигнала $Г_1$ вырабатывает переменное напряжение, его необходимо выпрямлять диодом $Д_1$. Напряжение сигнала включает динистор, соединенный последовательно с потребителем $R_н$. Так как мощность сигнала недостаточна для постоянного питания потребителя, в схему включен второй источник $Г_2$, который имеет достаточную мощность при малом напряжении. Этот источник питает нагрузку только после включения диода $Д_4$ источником сигнала.

Таким образом, этот источник питает потребителя до тех пор, пока он не отключен другим процессом или пока его напряжение не пройдет через нуль. Полярность включения разделительных диодов выбрана так, что ток может протекать только в направлении динистора, при этом исключается взаимное влияние обоих источников.

На рис. 7-15 показана схема устройства, выполненная на том же принципе [Л. 103], в которой источник переменного тока $Г$ работает на нагрузку в течение одного полупериода при помощи диода $Д_1$ через цепь сигнала $Д_3$, C_1, R_1, а в течение другого полупериода при помощи диода $Д_2$ через цепь сигнала $Д_4$, C_2, R_2.

Недостаток этих схем состоит в том, что они работают с большим запаздыванием по времени и поэтому пригодны только для специальных целей, например для управления серводвигателями.

7-3. Усилители с накоплением неосновных носителей заряда

Другой тип усилительных схем основан на эффекте накопления неосновных носителей заряда, которое возникает при изменении полярности диода с прямого направления на обратное. В схеме, показанной на рис. 7-16,*а* [Л. 131], к диоду $Д$ подключен источник $Г_1$, который питает его напряжением сигнала в виде импульсов.

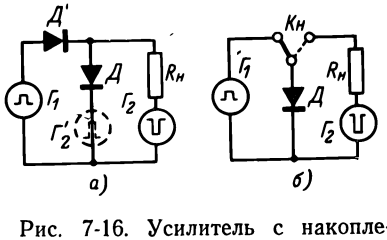


Рис. 7-16. Усилитель с накоплением неосновных носителей заряда.

а — принципиальная схема; *б* — электромеханическая схема замещения.

Для хорошего функционирования схемы длительность питающих импульсов должна быть равна времени восстановления обратного сопротивления, кроме того, паузы между питающими импульсами должны быть достаточно большими, только тогда возможно необходимое накопление заряда в диоде. Отсюда следует, что схема может быть применена только при малых частотах. Диод включен в прямом направлении, и поэтому через него проходит соответствующий сигнальный импульс. Другой источник импульсов $Г_2$ включен последовательно

с диодом и с потребителем $R_н$ и дает питающие импульсы в обратном направлении, которые подаются точно в момент окончания сигнального импульса. Вследствие накопления неосновных носителей заряда во время подачи сигнального импульса диод $Д$ остается открытым в течение нескольких микросекунд также после изменения полярности напряжения. Благодаря этому через диод и сопротивление нагрузки во время питающего импульса проходит импульс тока, амплитуда которого приблизительно пропорциональна сигнальному импульсу. Для сигнальных импульсов, действующих в прямом направлении, достаточны очень малые амплитуды; наоборот, питающие импульсы, полярность которых соответствует обратному направлению, должны иметь большую амплитуду и поэтому выходная мощность может значительно превышать входную. В этой схеме возможен только один импульсный режим, при этом выходные импульсы по отношению к входным сдвинуты. Вспомогательный диод $Д'$ необходим только для развязки выхода от источника сигнала и должен по возможности работать без накопления неосновных носителей заряда. Для этой цели пригодны быстродействующие переключающие диоды или вакуумные диоды.

Следует отметить, что совсем не обязательно, чтобы напряжение сигнала имело форму импульсов. В схеме, приведенной на рис. 7-17 [Л. 132], источник сигнала соединен последовательно с батареей $Б$ и результирующее напряжение на входе всегда действует на диоде $Д$ в прямом направлении и изменяется по монотонной кривой. Источник питания $Г_2$ дает импульсы в обратном направлении, амплитуда которых пропорциональна напряжению сигнала только в момент подачи питающего импульса. Выходное напряжение можно снимать или с зажимов a—b в виде серии импульсов (см. рис. 10-36) или после интегрирования цепочкой CLC с зажимов c—d в виде непрерывно изменяющегося напряжения.

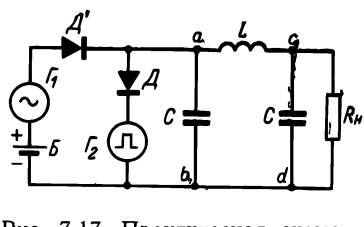


Рис. 7-17 Практическая схема усилителя с накоплением неосновных носителей заряда

Интересно отметить, что диоды работают аналогично транзисторам; разница в основном состоит только

в том, что транзистор для входных и выходных сигналов имеет отдельные электроды, тогда как диоды для обоих сигналов имеют один общий электрод, который поочередно, как в многоканальной системе с временным разделением каналов, выполняет обе эти функции [как бы выключателем $K_н$ (рис. 7-16,*б*) переключается из одной цепи в другую].

7-4. Параметрические усилители

Во всех рассмотренных до сих пор схемах, за исключением приведенной на рис. 7-3, необходимая для них энергия подавалась от источника постоянного тока. В параметрических усилителях энергия источника переменного тока преобразуется в энергию другой частоты.

Принципиальная схема такого усилителя показана на рис. 7-18, в которой последовательный резонансный контур LC включен последовательно с источником сигнала $Г$. Напряжение источника изменяется так, что че-

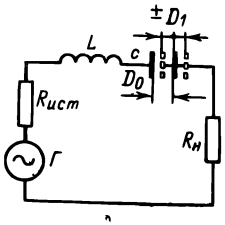


Рис. 7-18. Электромеханический параметрический усилитель.

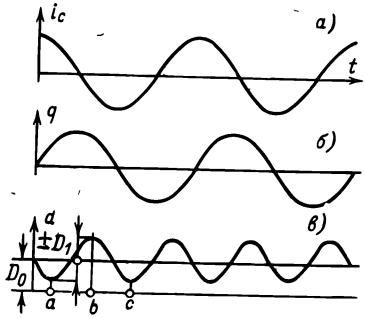


Рис 7-19. Рабочие соотношения усилителя по рис. 7-18

а — изменение тока, *б* — изменение заряда конденсатора, *в* — изменение расстояния между обкладками конденсатора

рез конденсатор C (рис. 7-19,*а*) протекает ток, равный

$$i_C = \frac{dq}{dt} = I_s \cos \omega t, \qquad (131)$$

где I_s — амплитуда тока источника сигнала.

Правая обкладка конденсатора может совершать колебания (при помощи механического привода) по отношению к своему среднему положению, расположенно-

му на расстоянии D_0, с амплитудой A, частотой ω_l и со сдвигом фаз φ по отношению к частоте сигнала ω. Поэтому расстояние между обеими обкладками конденсатора определяется из уравнения

$$d = D_0 + A_1 \cos(\omega_l t + \varphi). \tag{132}$$

Если использовать теперь общеизвестную формулу для емкости плоского конденсатора

$$C = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon S}{d},$$

где ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума, ε — относительная диэлектрическая проницаемость и S — площадь обкладок, и подставить в нее значение d из (132), то получим:

$$\frac{1}{C} = \frac{D_0}{\varepsilon_0 \varepsilon S} + \frac{A_1}{\varepsilon_0 \varepsilon S} \cos(\omega_l t + \varphi) =$$

$$= \frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_1} \cos(\omega_l t + \varphi). \tag{133}$$

При этом C_0 — емкость конденсатора, когда обкладка находится в среднем положении и $1/C_1$ — амплитуда изменений значений емкости. Напряжение на зажимах емкости, изменяющейся во времени, но не зависящей от напряжения, определяется соотношением

$$u_C = \frac{q}{C}. \tag{134}$$

После подстановки значения q из (131) в (134) получим:

$$u_C = \frac{I_s}{\omega C_0} \sin \omega t - \frac{I_s}{2\omega C_1} \sin[(\omega_l + \omega) t + \varphi] -$$

$$- \frac{I_s}{2\omega C_1} \sin[(\omega_l - \omega) t + \varphi]. \tag{135}$$

Таким образом, напряжение на зажимах конденсатора имеет составляющие с частотами ω, $\omega_l + \omega$ и $\omega_l - \omega$. Если выбрать частоту колебаний обкладки $\omega_l = 2\omega$ и сдвиг фаз $\varphi = \pi/2$ (рис. 7-19,*в*) и не учитывать составляющую с частотой $\omega_l + \omega$, так как она только искажает форму кривой третьей гармонической составляющей и не оказывает никакого влияния на соотношение мощностей, то получим:

$$u_C = \frac{I_s}{\omega C_0} \sin \omega t - \frac{I_s}{2\omega C_1} \cos \omega t. \tag{136}$$

Сравнение с (131) показывает, что первый член этого уравнения представляет собой падение напряжения, создаваемое током I_s при протекании через конденсатор емкостью C_0, а второй член — падение напряжения на отрицательном сопротивлении $-1/(2\omega C_1)$.

Таким образом, у конденсатора вследствие перемещения обкладки появляется отрицательное сопротивление, которое уменьшает активное сопротивление контура, равное $R_s = R_{ист} + R_н$. Благодаря этому при настройке контура LC_0 на частоту ω ток I_s протекает уже при напряжении источника

$$U_{ист} = I_s \left(R_s - \frac{1}{2\omega C_1} \right). \qquad (137)$$

Без перемещения обкладки конденсатора для протекания того же тока нужно было бы большее напряжение, равное $I_s R_s$. Отсюда следует, что коэффициент усиления мощности у такого усилителя

$$K_p = \frac{R_s^2}{\left(R_s - \frac{1}{2\omega C_1} \right)^2}.$$

Для случая, когда $R_н = R_{ист} = R_s/2$, получим известное выражение для коэффициента усиления мощности:

$$K_p = \frac{4R_{ист}R_н}{\left(R_{ист} + R_н - \frac{1}{2\omega C_1} \right)^2}. \qquad (138)$$

Усиление мощности получается за счет механической энергии, получаемой от привода обкладки конденсатора. При перемещении обкладки по направлению a—b (рис. 7-19,*в*) привод должен преодолевать усилие, возникающее от взаимного притяжения обкладок заряженного конденсатора; при перемещении обкладки обратно по направлению b—c энергия не возвращается приводу, так как заряд конденсатора в течение этого времени изменяется вблизи нуля. Таким образом, здесь усиление возникает благодаря изменению емкости, т. е. параметра реактанца и поэтому такой усилитель называют реактантным или параметрическим. Тот же результат можно получить также с изменяющейся индуктивностью.

При возрастании амплитуды колебаний до значения

$$A_1 = 2\varepsilon_0 \varepsilon S \omega R_s \qquad (139)$$

усиление бесконечно велико и усилитель переходит в режим генератора.

Усиление или самовозбуждение колебаний возникают только тогда, когда фаза колебаний подвижной обкладки такова, что при максимальном заряде q (рис. 7-19,*б*) электроды удаляются друг от друга, а при минимальном заряде — сближаются. При противоположной фазе колебаний обкладки конденсатора это приводило бы к повышению активного сопротивления и тем самым к потреблению электрической энергии механическим приводом.

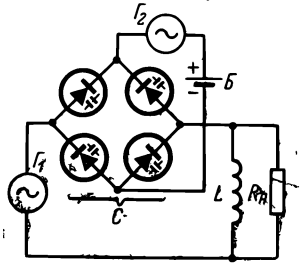


Рис. 7-20 Параметрический усилитель с варикапами, включенными по мостовой схеме

При рассмотрении описанной схемы предполагалось, что периодическое изменение емкости производилось при помощи механического привода. Хотя такой усилитель для низких частот принципиально возможен, обычно для этой цели применяют варикапы, емкости которых управляются при помощи напряжения накачки и расстояние между обкладками, т. е. толщина граничной зоны изменяется электрически. На рис. 7-20 показана схема, которая отличается от приведенной на рис. 7-18 только выполнением изменяющейся емкости. Емкость здесь образуется мостовой схемой, к одной диагонали которой подключены батарея *Б,* включенная в обратном направлении, и источник накачки $Г_2$. Мостовая схема дает возможность осуществлять управление результирующей емкостью без появления напряжения накачки в основной цепи. Так как амплитуда напряжения накачки значительно больше напряжения сигнала, то практически только она оказывает влияние на емкость диода.

На практике трудно выполнимы требования, чтобы частота накачки точно равнялась удвоенной частоте сигнала и поддерживался определенный сдвиг фаз. Однако параметрический усилитель может работать и без выполнения этих условий, когда частота накачки немного отличается от удвоенной частоты сигнала, а фаза обоих напряжений постепенно изменяется между оптимумом, при котором сигнал усиливается, и противоположным

режимом, при котором сигнал затухает. Тем самым возникают биения. Так как сигнал при усилении может быть во много раз больше, чем на входе, а при затухании приближается к нулю, то в среднем, в конечном итоге, получается усиление, т. е. схема в данном случае работает как усилитель.

Возникновение биений свидетельствует о том, что вследствие изменения емкости в схеме возникла «зеркальная частота» $\omega_з = \omega_1 - \omega$ (ее называют еще вспомогательной частотой), которая отличается от частоты сигнала. В зависимости от величины разности между этими частотами можно различать три случая. Это первоначально рассмотренный нами случай, когда частота накачки точно равнялась удвоенной частоте сигнала, а сдвиг фаз был оптимальным. Такой усилитель называют «фазо-когерентным параметрическим». Если частота накачки отличается от удвоенной частоты сигнала столь мало, что как для вспомогательной частоты, так и для частоты сигнала может быть применен один и тот же резонансный контур, то тогда получается «вырожденный параметрический усилитель».

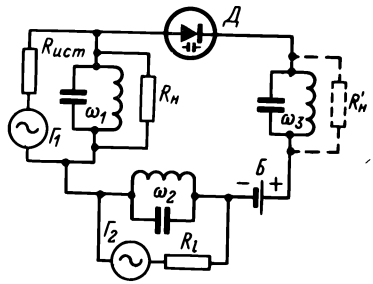


Рис. 7-21 Параметрический усилитель с последовательно включенными контурами.

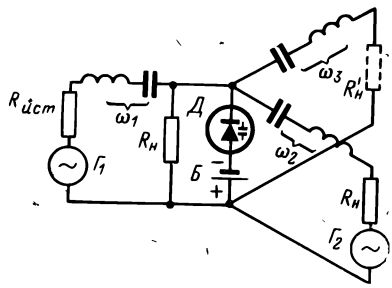


Рис 7-22. Параметрический усилитель с параллельно включенными контурами

При бо́льших отклонениях вспомогательной частоты от частоты сигнала в схеме должен быть предусмотрен резонансный контур, настроенный на эту вспомогательную частоту. Тогда получаются схемы, показанные на рис. 7-21 и 7-22 [Л. 134], в которых контуры включены последовательно или параллельно, их называют просто параметрическими усилителями.

Если потребитель $R'_н$ включен во вспомогательный контур, как это пунктиром показано на рис. 7-21 и 7-22, то тогда схема работает как преобразователь частоты, который подробно рассмотрен в § 10.

В самом общем случае можно обойтись без третьего контура (рис. 7-23) [Л. 135]. При этом источник накачки индуктивно связан с контуром $L_m C_m$, настроенным на

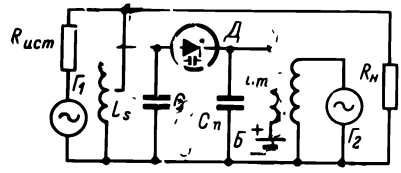


Рис. 7-23. Параметрический усилитель с двумя настроенными контурами.

вспомогательную частоту, и тогда трансформируется только небольшая часть напряжения накачки. Так как напряжение накачки имеет достаточную амплитуду, то плохой к. п. д. здесь не имеет никакого значения.

Во всех приведенных выше схемах применялись элементы с сосредоточенными постоянными. В действительности параметрические схемы применяются главным образом в диапазоне сантиметровых волн, где элементами схем являются объемные резонаторы, волноводы и т. д.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ГЕНЕРАТОРЫ СИНУСОИДАЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ

Обычно усилитель начинает работать в режиме генератора, когда выход посредством сильной положительной обратной связи соединен с входом.

Однако это может произойти только в схемах, представляющих собой четырехполюсник, например у усилителя на диодах с накоплением неосновных носителей заряда, где возникает связь между входом и выходом. Здесь обратная связь заложена в физическом механизме диода и выражается в возникновении отрицательного сопротивления. Поэтому для превращения такого усилителя в генератор нет необходимости в особых мер-

приятиях, а просто достаточно соответствующего согласования условий работы, например положения рабочей точки диода, коэффициента добротности резонансного контура или величины напряжения накачки.

8-1. Генераторы с туннельными диодами

Наиболее выгодной областью применения туннельных диодов являются несомненно схемы генераторов. В туннельных диодах могут возникать колебания при таких частотах, которые недоступны даже специальным типам транзисторов. Так как напряжение и температура мало влияют на работу туннельных диодов, то соответствующие схемы генераторов с использованием этих диодов дают довольно стабильную частоту.

По сравнению с электронными лампами или транзисторами туннельные диоды представляют собой более низкоомные элементы. Поэтому резонансный контур должен иметь большее отношение C/L, что облегчает его изготовление. Что касается мощности питания, то туннельный диод создает очень малую нагрузку. Частоту генератора можно легко стабилизировать при помощи кварцевого стабилизатора или более простых устройств, в которых модулируется амплитуда или частота (см. § 14).

Единственный их недостаток состоит в том, что выходная мощность ограничивается диапазоном $U_v—U_p$ и $I_p—I_v$ отрицательного сопротивления. Наибольшее значение выходной мощности может быть равно:

$$P_1 = \frac{(U_v - U_p)(I_p - I_v)}{8}. \qquad (140)$$

У германиевых диодов значение $U_v—U_p$ приблизительно равно 0,35 *в*, а $I_p—I_v$ примерно $0{,}8I_p$, так что приведенное соотношение для них может быть написано в более простой форме

$$P \approx \frac{0{,}35 \cdot 0{,}8 I_p}{8} \approx \frac{I_p}{28}. \qquad (141)$$

Диоды из арсенида галлия имеют большую разность напряжений $U_v—U_p$, но у них мощности не превышают нескольких сот милливатт. Поэтому туннельные диоды пригодны только для тех устройств, где нет необходи-

мости в больших мощностях, например для миниатюрных передатчиков, измерительных генераторов и самовозбуждающихся преобразователей частоты УКВ-приемников.

На рис. 8-1,*а* [Л. 136] показана принципиальная схема такого генератора, которая по существу аналогична схеме усилителя, приведенной на рис. 7-4. Общая емкость $C_к$ резонансного контура состоит из собственной емкости диода $C_д$ и внешней емкости C', которая мо-

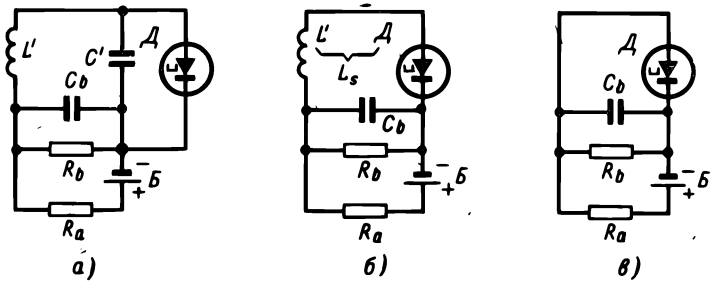


Рис 8-1. Принципиальные схемы генераторов с туннельными диодами.

а — с внешним *LC*-контуром, *б* — с внешней индуктивностью, *в* — без внешних элементов

жет быть подключена параллельно или катушке L', или диоду *Д*. В последнем случае сопротивление цепи питания R_b должно быть шунтировано конденсатором C_b достаточно большой емкости. В контуре $L'C_к$ возникают колебания с резонансной частотой, при этом, однако, ее величина зависит также от реактивных составляющих диода. Поскольку собственная индуктивность диода по сравнению с внешней индуктивностью пренебрежимо мала, то для резонансной частоты справедливо следующее выражение:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L'(C_д + C')}}; \qquad (142)$$

К моменту возникновения колебаний проводимость диода $G_д$ в точке покоя должна быть больше внешней проводимости, которая складывается из проводимости потерь $G_{пот}$ резонансного контура и проводимости $G_н$ возможного потребителя, тогда

$$C_д > G_{пот} + G_н.$$

Уменьшение внешней емкости приводит к повышению частоты колебаний, и схема в конечном итоге имеет вид, показанный на рис. 8-1,*б*. Тогда для частоты аналогично уравнению (17) получим:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_к C_д} - \frac{G_д^2}{C_д^2}}.$$

Так как рабочий режим должен соответствовать области B—A_1 диаграммы устойчивости (рис. 3-11), то должно соблюдаться условие (12)

$$\frac{L_к}{C_д} \geqslant \frac{R_к}{G_д}.$$

В том случае, когда знаки одинаковы, критерием устойчивости служит кривая Z' на рис. 3-16. При этом, так как резонансная частота всей схемы равна предельной частоте, то колебания возбуждаются с меньшей постоянной амплитудой.

Когда рабочая точка в плоскости N—Q (рис. 3-11) расположена ниже ветви B, амплитуда колебаний возрастает. Вследствие этого уменьшается проводимость диода до тех пор, пока в конечном итоге не наступает состояние равновесия. При приближении к ветви A_1 амплитуда колебаний еще больше возрастает, пока не достигнет этой ветви, а затем схема начинает работать как неустойчивый мультивибратор с несинусоидальными колебаниями (см. § 9-1-1).

Дальнейшее повышение частоты колебаний возможно путем уменьшения индуктивности. В предельном случае получается короткое замыкание, как это показано на рис. 8-1,*в*. При котором остается только собственно диод с его параметрами $C_д$, $L_д$, $r_к$ и $-C_д$. Если собственная частота по (17) меньше предельной по (16), то колебания возникают. Колебания выше предельной частоты невозможны.

Так как уравнение (16) получено при помощи упрощенной схемы замещения, то оно не всегда дает истинное значение предельной частоты. В специальной литературе неоднократно упоминались случаи, когда туннельный диод возбуждал колебания с частотой, большей чем по уравнению (16). Поэтому в последнее время предложено действительно предельной считать такую

частоту, при которой активная составляющая полного сопротивления диода равна нулю.

Полученные результаты хорошо согласуются с практикой. Все туннельные диоды могут создавать колебания при соответствующей установке рабочей точки, также и без внешней емкости; некоторые создают колебания даже и в короткозамкнутом состоянии по рис. 8-1,*в*. По существу здесь как у усилителя рабочие условия могут быть выражены следующим образом:

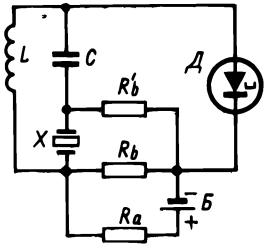


Рис 8-2. Генератор с туннельным диодом и с кварцевой стабилизацией.

$$B(f_0)=0;\ G(f_0)<G_д;$$

при этом $B(f_0)$ и $G(f_0)$ — соответственно реактивная и активная составляющие полной проводимости всей схемы, включая параметры $L_д$, $r_к$, $C_д$ туннельного диода при частоте f_0.

Как амплитуда, так и частота колебаний в известной степени зависят от проводимости $G_д$ и емкости $C_д$ диода, при этом указанные величины изменяются в зависимости от установки рабочей точки. Поэтому для обеспечения надежной работы схемы необходима стабилизация напряжения питания, например, при помощи одной из упомянутых выше схем, посредством которой может быть скомпенсирована также и зависимость от температуры. В случае необходимости эту зависимость от напряжения можно использовать для модуляции амплитуды или частоты. Этот режим работы будет подробно рассмотрен в гл. 14.

Частота генераторов с туннельными диодами может быть стабилизирована при помощи кварцевого резонатора. На рис. 8-2 в качестве примера показана схема, где резистор в цепи питания R_b не шунтирован обычным конденсатором [Л. 123], а шунтирован кварцевым резонатором, соединенным последовательно с другим резистором R'_b, который при его резонансе соединяет параллельно оба резистора по переменному току. Сопротивление резистора R_b выбрано столь большим, что в схеме только с ним одним колебания возбуждаться не могут и условие их возникновения может быть удовлетворено только при параллельном соединении обоих резисторов.

8-2. Генераторы с диодами лавинного типа

На рис. 8-3,*а* изображена принципиальная схема генератора на динисторе *Д*, которая по существу соответствует схеме усилителя по рис. 7-11. Колебания здесь возникают с собственной частотой резонансного контура $L'C'$, в который входит также реактивная составляющая полного сопротивления диода. В связи с тем что емкостью диода, по сравнению с внешней емкостью,

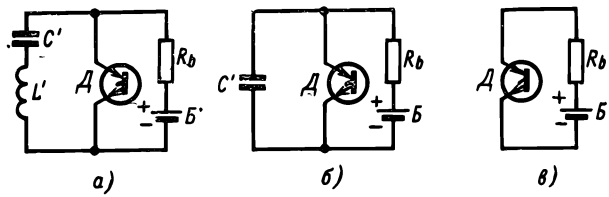


Рис. 8-3. Принципиальные схемы генераторов с диодами лавинного типа.
а — с наружным *LC*-контуром, *б* — с наружным конденсатором; *в* — без наружных элементов.

можно пренебречь, частота равна:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{(L' + L_д) C'}}. \qquad (143)$$

К моменту возникновения колебаний значение сопротивления в точке покоя должно быть больше суммы резонансного сопротивления $R_{к\,р}$, контура и сопротивления $R_{н\,р}$ потребителя, включенного последовательно, тогда

$$R_д > R_{к\ р} + R_{н.\ р}.$$

Уменьшая внешнюю индуктивность, можно повысить частоту колебаний. Когда внешней индуктивности в схеме нет, как это показано на рис. 8-3,*б*, получим соотношение, аналогичное уравнению (12):

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_д C'} \frac{R_д^2}{L_д^2}}.$$

Одновременно диод должен работать в области $B—A_2$ диаграммы устойчивости (рис. 3-13). Отсюда

следует:

$$\frac{L_д}{C'} \leqslant R_к R_д,$$

при этом $R_к = (R_b \| r_p)$. Когда знаки одинаковы, то это соответствует случаю кривой Y' на рис. 3-16. Так как тогда резонансная частота равна предельной, то колебания возбуждаются в схеме с меньшей амплитудой.

Когда рабочая точка расположена в плоскости N—Q справа от ветви B, то амплитуда колебаний возрастает до тех пор, пока схема при достижении ветви A не начинает работать как генератор пилообразного напряжения (см. § 9-2-1).

Дальнейшее повышение частоты колебаний возможно путем уменьшения внешней емкости. Если эту емкость совсем изъять из схемы, то в конечном итоге останется только диод с его параметрами $C_д$, $L_д$, r_p, $R_д$. Тогда диод возбуждает колебания с собственной частотой по (19), если она меньше предельной частоты по (18).

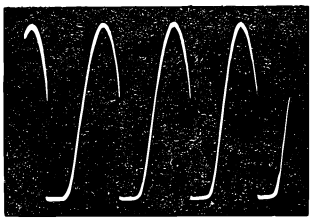


Рис. 8-4. Осциллограмма выходного напряжения генератора на динисторе.

Экспериментальные исследования показали, что диоды с двойной базой могут создавать колебания также без внешней индуктивности. С динистором при отключении внешней индуктивности обычно возникают колебания промежуточной формы между синусоидой и пилой (рис. 8-4). У диодов обоих типов уменьшение внешней емкости ниже известного значения приводит к срыву колебаний, что свидетельствует об увеличении собственной частоты выше предельной и подтверждается изменением полной проводимости Y (рис. 3-16). Таким образом, с имеющимися в настоящее время диодами с двойной базой или динисторами схема генератора по рис. 8-3,*в* не может быть реализована.

Схема с туннельными диодами по рис. 8-1 работает с параллельным резонансным контуром, а в схемах по рис. 8-3 с диодами лавинного типа применен последовательный резонансный контур. Это объясняется тем, что резонансный контур туннельного диода должен замыкать цепь питания, тогда как с диодом лавинного

типа резонансный контур не должен закорачивать цепь питания.

Когда у схемы генератора с туннельным диодом и параллельным резонансным контуром величина отрицательной проводимости диода больше суммы остальных положительных проводимостей, то преобладает отрицательная проводимость и амплитуда колебаний возрастает. Однако изменение проводимости диода $G_д$ таково (рис. 8-5,*а*), что ее среднее значение при возрастании амплитуды уменьшается и устанавливается равновесие,

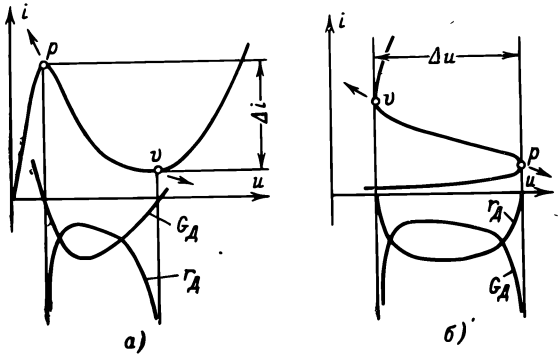


Рис. 8-5. Изменение отрицательной проводимости и отрицательного сопротивления
а — у туннельного диода, *б* — у диода лавинного типа

а тем самым и стабильная амплитуда. Аналогичная картина, когда в схеме с диодом лавинного типа и последовательным резонансным контуром преобладает отрицательное сопротивление. Здесь также возникает увеличение амплитуды и уменьшение среднего значения отрицательного сопротивления $r_д$ до тех пор, пока не достигается равновесие, благодаря чему рост амплитуды прекращается.

Представляет интерес проследить поведение схемы, если туннельный диод выполнен с последовательным резонансным контуром, учитывая вместе с тем, что это связано с трудностями питания схемы. В этом случае возникли бы колебания, при которых среднее значение отрицательного сопротивления диода $r_д$ возрастает. Это привело бы к еще большему преобладанию отрицательного сопротивления и тем самым к дальнейшему возрастанию амплитуды колебаний. В конечном итоге ам-

плитуда тока достигла бы точки p или v характеристики. Однако дальнейшее возрастание невозможно, так как вблизи точки p нет области с большим током, а вблизи точки v нет области с меньшим током. Это привело бы к мгновенному ограничению амплитуды и к скачку с противоположной части характеристики, где диод имеет положительное сопротивление и колебания прекращаются. Таким образом, эта схема работала бы как релаксационный генератор.

Описанное превышение области Δi может возникнуть также при параллельном резонансном контуре, но это не приводит к срыву колебаний, так как излишний ток ответвляется в подключенный параллельный конденсатор. При последовательном резонансном контуре все элементы схемы соединены последовательно и ток контура должен протекать через диод.

Аналогично если бы диод лавинного типа работал с параллельным резонансным контуром, то это привело бы к скачку из зоны Δu и к мгновенному ограничению амплитуды и срыву колебаний. Отсюда следует, что туннельные диоды могут создавать колебания только с параллельным резонансным контуром, а диоды лавинного типа — только с последовательным резонансным контуром.

8-3. Параметрические генераторы

Ранее уже было отмечено, что для параметрического усилителя достаточно увеличения напряжения накачки, чтобы он перешел в режим генератора. Так как для питания такого усилителя необходимо переменное напряжение другой частоты, то правильней считать такие схемы преобразователями частоты.

Особый интерес представляют две возможности применения параметрических генераторов. Одна из возможностей — это суперрегенеративные схемы. Если напряжение накачки установлено так, что схема работает как раз на пределе самовозбуждения, тогда скорость нарастания амплитуды очень чувствительна к наличию напряжения сигнала. При этом получаются очень большие усиления сигналов. Возникающие колебания должны периодически прерываться ультразвуковой частотой, что проще всего достигается тем, что варикап работает без внешнего напряжения смещения в схеме, отключаемой

по постоянному току. Тогда вследствие вентильного действия диода возникает необходимое напряжение в обратном направлении, которое при возникновении колебаний возрастает. Благодаря этому емкость диода уменьшается, настройка схемы нарушается и колебания прекращаются. Колебания возобновляются только тогда, когда напряжение смещения уменьшается до первоначального значения. Этот процесс повторяется периодически. Согласно уравнениям (138) и (139) благодаря такой суперрегенерации можно получить усиление мощности до 30 *дб*.

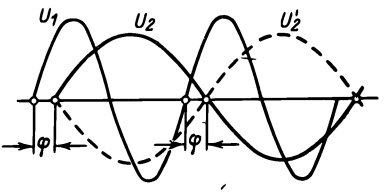


Рис. 8-6. Две возможных фазы у выходного напряжения параметрического генератора.

Вторая область применения параметрических генераторов относится к цифровым вычислительным машинам. Если контур параметрического усилителя настроить точно на половину частоты накачки, то при достаточной величине напряжения накачки в контуре возникают колебания со своей собственной частотой. Эти колебания могут быть, с одинаковой вероятностью, сдвинуты по фазе или на угол φ по отношению к напряжению накачки U_l (кривая U_2 на рис. 8-6), или на тот же угол φ по отношению к ближайшему периоду напряжения накачки (кривая U'_2). В действительности на этот сдвиг фаз можно воздействовать небольшим импульсом сигнала. В [Л. 140] предложено это свойство использовать для необычайно быстродействующих логических схем, у которых один сдвиг фаз соответствует нулю, а второй — единице. Это предложение пока практически не реализовано, но известна аналогично работающая машина «Параметрон», где вместо варикапов применены ферритовые сердечники.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Помимо синусоидальных напряжений или токов при помощи диодов можно получать и несинусоидальные прежде всего пилообразные, а также в виде им-

пульсов. Некоторые пассивные схемы такого рода были уже рассмотрены в § 5; здесь же приведены только активные схемы.

9-1. Релаксационные генераторы с туннельными диодами

9-1-1. Неустойчивые схемы

На рис. 9-1 [Л. 141] показана неустойчивая схема с туннельным диодом, который через индуктивность L может быть подключен к источнику постоянного напря-

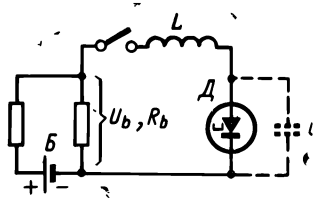


Рис. 9-1. Неустойчивый мультивибратор с одним туннельным диодом.

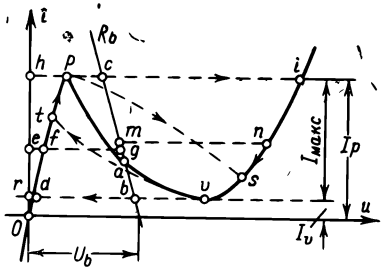


Рис. 9-2. Рабочие соотношения мультивибратора по рис. 9-1.

жения *Б*. Внутреннее сопротивление этого источника настолько мало, что нагрузочная прямая R_b (рис. 9-2) пересекает характеристику диода только в одной точке *a*, которая расположена в области отрицательных сопротивлений.

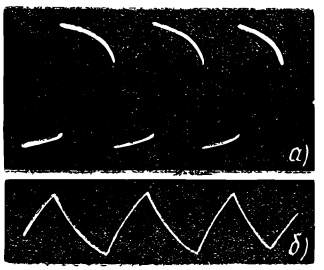


Рис. 9-3. Осциллограмма к схеме по рис. 9-1.
а — изменение напряжения, *б* — изменение тока

При включении питающего напряжения ток вследствие наличия индуктивности в цепи возрастает постепенно и рабочая точка мгновенно проходит ветвь *o—p*. При этом на диоде возникает только небольшое падение напряжения, например *ef*, так что ток на участке характеристики *op* возрастает приблизительно экспоненциально. Как только рабочая точка достигнет точ-

ки p, то, как было рассмотрено в § 6-3-1, возникает очень быстрый скачок в точку i, при этом ток, протекающий через индуктивность L, остается той же величины. В точке i напряжение на зажимах диода равно ih, которое больше напряжения питания hc. Напряжение на зажимах катушки, равное разности напряжений ih и hc, обусловливает постепенное снижение тока, вследствие чего рабочая точка характеристики перемещается из i в v и затем скачкообразно переходит в точку d. Из точки d рабочая точка перемещается в точку p, и весь процесс аналогичным образом повторяется. На рис. 9-3,*б* показано изменение тока, а на рис. 9-3,*а* — соответствующее изменение напряжения. Скачки из p в i и из v в d происходят так быстро, что они на осциллограмме не фиксируются.

Частоту изменения напряжения можно определить следующим образом. Во время возрастания тока на участке d—p на зажимах индуктивности действует среднее значение напряжения $U_1 = fg$ и время возрастания тока до максимального значения $I_{\text{макс}} = I_p - I_v$ равно:

$$t_1 = LI_{\text{макс}} \frac{1}{U_1}.$$

Во время убывания тока на участке i—v на зажимах индуктивности действует среднее напряжение $U_2 = mn$ и тогда для его снижения необходимо время

$$t_2 = LI_{\text{макс}} \frac{1}{U_2}.$$

Так как скачки происходят в пренебрежимо малый промежуток времени, то частота изменения напряжения будет приблизительно равна:

$$f \approx \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{LI_{\text{макс}}} \frac{U_1 U_2}{U_1 + U_2}. \qquad (144)$$

Более точное значение частоты можно получить, если для определения t_1 и t_2 применить следующие формулы:

$$t_1 = \frac{L}{R_b + R_{d1}} \ln \frac{u_{db}}{u_{pc}};$$

$$t_2 = \frac{L}{R_b + R_{d2}} \ln \frac{u_{ct}}{u_{bv}},$$

где R_{d1} и R_{d2} — средние значения сопротивлений соответственно на участках d—p и i—v. Значения напряжений от u_{db} до u_{bv} видны из рис. 9-2.

Можно показать, что свойства этой схемы соответствуют условиям диаграммы устойчивости, приведенной на рис. 3-11. Так как было выбрано $R_k/R_d<1$, то это соответствует режиму работы в нижней части диаграммы.

Без внешней индуктивности только с собственной индуктивностью диода и подводящих проводов коэффициент добротности $Q=R_d\sqrt{C_d/L}$ получается настолько большим, что рабочая точка оказывается в устойчивой области A_2—N. При подключении внешней индуктивности коэффициент добротности очень сильно снижается и рабочая точка попадает в область N—A_1, соответствующую режиму релаксационного генератора. Между двумя указанными областями есть еще область колебаний A_1—A_2, в которой схема может работать так же, как резонансный усилитель или как генератор синусоидального напряжения. Режим генератора синусоидального напряжения возможен, очевидно, только тогда, когда индуктивность настолько мала, что она при скачкообразном изменении тока не может оставаться постоянной и скачки из p в s и из v в t происходят там, где она остается главным образом в области отрицательных сопротивлений. Предельный случай между генератором синусоидального напряжения и релаксационным генератором соответствует ветви A_1, для которой справедливо уравнение (10):

$$Q=\frac{R_d\left(1-\sqrt{1-\frac{R_k}{R_d}}\right)}{R_k}.$$

Отсюда получается следующее выражение для индуктивности релаксационного генератора:

$$L_к\geqslant\frac{R_k^2C_d}{\left(1-\sqrt{1-\frac{R_k}{R_d}}\right)^2}, \qquad (145)$$

при этом в сопротивление R_k входят: прямое сопротивление диода $r_{пр}$, сопротивление источника R_b и активное сопротивление катушки, а $L_к$ — сумма индуктивностей диода и катушки.

Неустойчивый мультивибратор можно легко синхронизировать внешними импульсами. На рис. 9-4 показана схема импульсного делителя, который служит для при-

вода синхронных часов [Л. 142]. Диод $Д_1$ работает в качестве генератора, выполненного с кварцевой стабилизацией частоты, равной 100 *кгц*. Скачки анодного напряжения дифференцируются *RC*-цепочкой 100 *пф*—10 *ком*, и положительные импульсы подводятся через диод 1N99 к аноду туннельного диода $Д_2$, который с индуктивностью L_2 работает в качестве неустойчивого

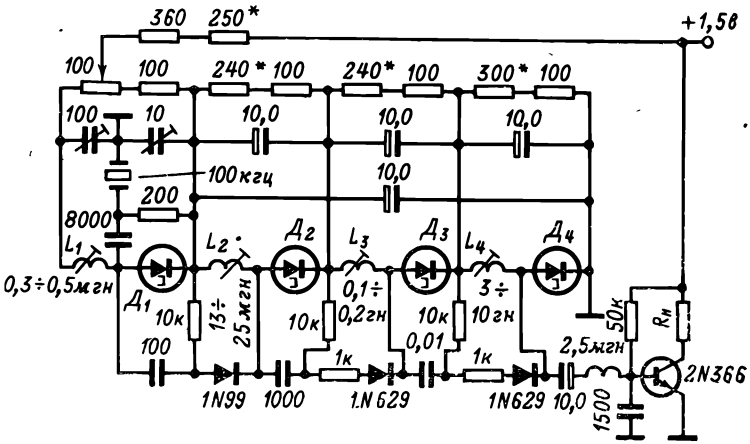


Рис. 9-4. Мультивибратор с кварцевой стабилизацией и с трехкаскадным делителем частоты.

мультивибратора, синхронизируемого этими импульсами с частотой 10 *кгц*. Этот процесс повторяется дважды, и частота колебаний в цепях туннельных диодов оказывается равной у $Д_3$ — 1 *кгц* и $Д_4$ — 50 *гц*. Напряжение на аноде диода $Д_4$ затем усиливается транзистором 2N366 и подводится к синхронному двигателю $R_н$. Всю схему через делитель напряжения питает только один гальванический элемент. Точность работы описанного устройства 5 *сек/год*.

9-1-2. Схемы с одним и двумя устойчивыми положениями рабочей точки

Если напряжение и сопротивление источника питания выбрать так, что нагрузочная прямая (R'_b) располагается, как показано на рис. 9-5, то рабочая точка оказывается в точке f и колебания в схеме не возникают. Только когда анод диода получает положительный

отпирающий импульс P, рабочая точка скачкообразно переходит через максимум на противоположную ветвь характеристики и затем возвращается обратно (рис. 9-2), проходя последовательно точки $i—v—d$ или $s—v—d$. При этом на выходе возникают импульсы, длительность которых зависит главным образом от индуктивности, а не от длительности входного импульса, так что схема работает как мультивибратор с одним устойчивым положением. Тот же результат может быть получен также и с отрицательным отпирающим импульсом, если сопротивление цепи соответствует прямой R''_b (рис. 9-5).

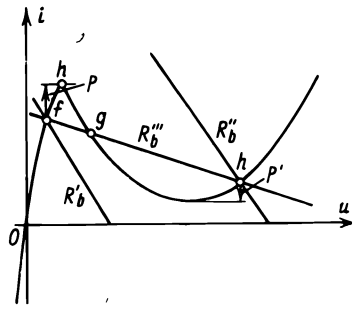


Рис. 9-5. Рабочие соотношения схем мультивибраторов с туннельными диодами.

Если сопротивлению цепи будет соответствовать прямая R'''_b, а индуктивность отключить, то получается схема с двумя устойчивыми положениями в точках f и h и с одним неустойчивым положением в точке g. Подачей положительного импульса P на анод можно рабочую точку сместить из точки f в h, при этом возврат в точку f может быть осуществлен или посредством отрицательного импульса, или кратковременным моментальным отключением напряжения питания.

Вариант этой схемы применяют для деления частоты следования импульсов. На рис. 9-6,*а* [Л. 143] показан туннельный диод $Д$, который соединен последовательно с резистором R_b и дросселем L и подключен к источнику питания U_b. К точке s схемы подводятся биполярные отпирающие (спусковые) импульсы, положительные амплитуды которых меньше отрицательных.

Если в начальном положении рабочая точка находится в точке *1* (рис. 9-6,*б*), то отрицательный импульс вызывает только мгновенное уменьшение тока; последующий положительный импульс смещает рабочую точку в точку *2*, которая затем перемещается в точку *3*. Следующий после этого ближайший отрицательный импульс опрокидывает схему в точку *4*, которая распо-

ложена так низко, что последующий положительный импульс недостаточен, чтобы преодолеть максимум характеристики. Только когда опять будет достигнута точка *1*, сможет быть эффективна ближайшая пара импульсов и описанный выше процесс повторится. Таким образом, частота следования входных импульсов уменьшается вдвое, при этом должно быть $t<L/R_b<T$.

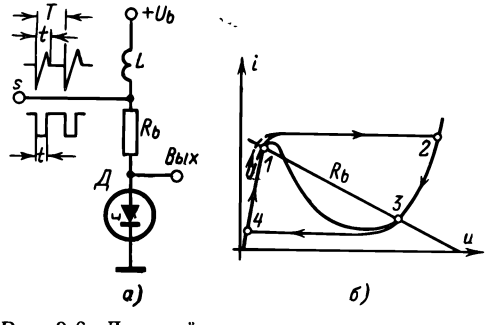


Рис. 9-6. Двочный делитель частоты следования импульсов.
а — принципиальная схема, *б* — график условий работы

При соответствующем выборе начальной точки и длительности импульсов для функционирования описанной схемы достаточны импульсы только одной полярности. Если, например, этот импульс отрицательный, тогда таким же образом происходит опрокидывание схемы из точки *3* в *4*, как и ранее. В точке *1* ближайший отрицательный импульс вызывает только проходящее уменьшение тока (пунктир на рис. 9-6,*б*). Теперь если постоянная времени L/R_b сравнима с длительностью t импульсов, тогда в это время возрастает ток в индуктивности. Так как этот ток после окончания импульса должен протекать через диод, то скачок происходит в точку *2*. Таким образом, по существу здесь опрокидывание происходит не от импульса, а от вызванного им процесса переключения.

На рис. 9-7,*а* [Л. 144] показана другая схема делителя частоты, который работает без индуктивности. Нагрузочную прямую (R_b+r) опять располагают так, что схема работает с двумя устойчивыми положениями.

Когда рабочая точка в начальном состоянии находится ниже максимума характеристики, тогда к диоду

$Д_1$ и к диоду $Д_2$ оказывается приложенным очень небольшое напряжение. Вследствие этого диод $Д_2$ остается еще запертым и имеет довольно большое сопротивление. Положительный входной импульс, который попадает в точку *a* через резистор *R*, действует вследствие этого сильнее, чем в точке *b*, и опрокидывает туннельный диод во второе устойчивое положение, где между точ-

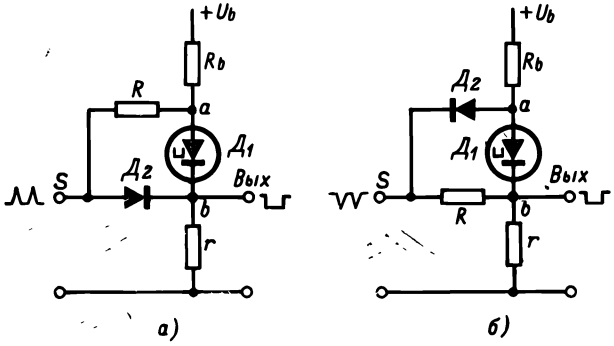


Рис. 9-7. Двоичный делитель частоты следования импульсов.

а — для положительного импульса на входе, *б* — для отрицательного импульса на входе.

ками *a* и *b* получается большее падение напряжения. Благодаря этому диод $Д_2$ отпирается и ближайший входной импульс поступает в точку *b* с большей амплитудой, чем в точку *a*, и туннельный диод опрокидывается в начальное положение. Тем самым эта схема также делит входную частоту пополам.

Если диод $Д_2$ и резистор *R* поменять местами (рис. 9-7,*б*), тогда схемой можно таким же образом управлять отрицательными импульсами.

Схемы с двумя туннельными диодами

Когда два туннельных диода соединены последовательно и согласно (рис. 9-8), то они взаимно нагружают друг друга и их рабочая диаграмма имеет вид, показанный на рис. 9-9. Напряжение питания U_b имеет форму импульсов и выбрано так, что только диод с большим напряжением может иметь необходимую рабочую точку, тогда как второй диод находится в точке с очень малым напряжением. Если диоды неодинаковы, то при

подаче питающего импульса раньше опрокидывается диод с меньшим максимальным током и поэтому он всегда занимает на характеристике точку с бóльшим напряжением; в том случае, когда оба диода имеют приблизительно одинаковые максимальные токи, вероятность опрокидывания у них одинаковая. Тогда небольшим импульсом P_s, который подводится одновременно

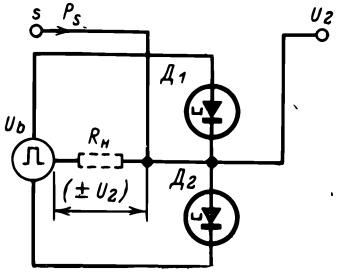


Рис. 9-8. Принципиальная схема с двумя устойчивыми положениями и парой туннельных диодов.

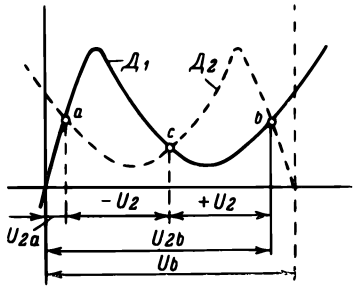


Рис. 9-9. График работы двух туннельных диодов, соединенных последовательно и согласно.

с питающим импульсом к точке соединения двух диодов, можно предрешить это опрокидывание в пользу одного или другого диода.

В зависимости от полярности этого импульса P_s выходное напряжение будет U_{2a} или U_{2b} либо также $\pm U_2$, если оно снимается по отношению к средней точке симметричного источника питания. Положение обоих диодов можно изменить также и после подачи питающего импульса, но для этого нужен значительно больший импульс [Л. 145].

На рис. 9-10 изображена схема делителя частоты [Л. 146], в которой применена такая пара диодов, где между точкой их соединения b и средней точкой c делителя напряжения r_1—r'_1 включен дроссель L. Предположим, например, что диод $Д_2$ к началу работы схемы находится в опрокинутом положении и через него протекает меньший ток, чем через диод $Д_1$, а через дроссель протекает разность токов по направлению к точке c. При этом выходной зажим имеет напряжение U_{2b} (рис. 9-9). Положительный импульс P_s, подаваемый в точку a, способствует опрокидыванию диода $Д_1$, вследствие чего его ток, а тем самым и ток в дросселе, умень-

шается. Возникающий вследствие этого у дросселя в точке b отрицательный импульс напряжения опрокидывает диод $Д_2$ в точку характеристики с меньшим напряжением, отчего уменьшается выходное напряжение и теперь диоды обмениваются своими рабочими состояниями. Ближайший входной импульс опрокидывает аналогичным образом диод $Д_2$ в точку характеристики с бо́льшим напряжением, что затем периодически повто-

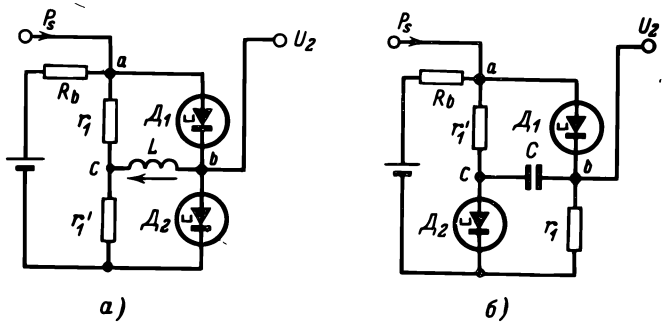


Рис. 9-10. Релаксационные схемы с двумя туннельными диодами.
а — с индуктивной связью, *б* — с емкостной связью

ряется. Таким образом, описанная схема уменьшает вдвое частоту следования импульсов, подаваемых на вход.

Аналогично работающая схема изображена на рис. 9-10,*б*, где диоды по постоянному току включены параллельно, а между точками b—c подключен конденсатор C. Когда, например, $Д_1$ к началу работы схемы находится в точке характеристики с меньшим напряжением, то первый положительный импульс на входе способствует опрокидыванию этого диода в точку характеристики с бо́льшим напряжением. Так как от этого уменьшается потенциал точки b, то через конденсатор к точке c передается отрицательный импульс, который приводит к опрокидыванию диода $Д_2$ и диоды обмениваются своими рабочими состояниями. Затем ближайший входной импульс аналогичным образом восстанавливает первоначальное положение. Здесь также частота следования импульсов на входе делится пополам.

Введением в схему двух дросселей L (рис. 9-11,*а*) ее можно преобразовать в мультивибратор с неустойчивым положением. При этом здесь сопротивления резисторов R_b выбраны так, что нагрузочные прямые располагаются так, как это показано на рис. 9-11,*б*, что соответствует функционированию схемы мультивибратора с одним устойчивым положением. Положительный стартовый импульс в точке s не изменяет положения диода $Д_2$,

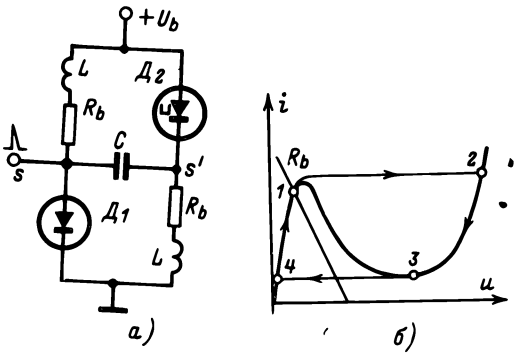


Рис 9-11. Схема мультивибратора (схема запускается одним стартовым импульсом).

но опрокидывает диод $Д_1$ в точку характеристики с бóльшим напряжением и его рабочая точка переходит сначала в точку *2*, а затем через точки *3—4* в начальное положение *1*. При обратном скачке из точки *3* в точку *4* через конденсатор C в точку s' передается отрицательный импульс и теперь аналогичным образом опрокидывается диод $Д_2$ в точки *2—3—4* и во время обратного скачка из *3* и *4* опять приводит к опрокидыванию диод $Д_1$. Таким образом, в схеме продолжаются колебания и без дальнейшей подачи входных импульсов и прекратить колебания можно путем замыкания накоротко одного из диодов в течение времени, равного не менее одного периода.

9-1-3. Схемы с многими устойчивыми положениями рабочей точки

На рис. 9-12,*а* [Л. 148] изображена схема генератора напряжения ступенчатой формы, которая состоит из k последовательно и согласно соединенных туннельных

диодов, питаемых от источника U_b через высокоомный резистор R_b. Эта схема имеет характеристику с 0, 1, 2, ..., k устойчивыми точками (рис. 9-12,*б*). В начальном состоянии схемы рабочая точка находится в точке O и выходное напряжение в точке a равно небольшому значению U_{20}. Каждый положительный импульс, подаваемый на вход, опрокидывает схему в ближайшую

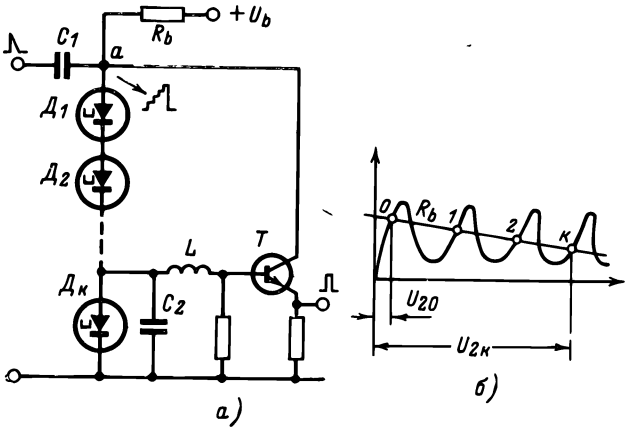


Рис. 9-12. Делитель частоты следования импульсов с несколькими диодами.
а — принципиальная схема, *б* — график условий работы

устойчивую точку. Вследствие этого выходное напряжение после каждого импульса растет примерно на 0,4 *в*. Самый нижний диод $Д_k$ выбран с наибольшим максимальным током, поэтому он опрокидывается последним, открывая при этом через элемент задержки C_2L транзистор T, который разряжает конденсатор C_1 и восстанавливает исходное состояние схемы. Так как разрядный ток создает на сопротивлении эмиттера транзистора импульс, который повторяется после k входных импульсов, то схема может служить также в качестве делителя частоты. Аналогично работающая схема описана в [Л. 149].

На рис. 9-13 показана схема другого делителя частоты, в которой диоды от $Д_1$ до $Д_k$ питаются параллельно. Питание, обеспечивающее два устойчивых положения, подается по общему проводу A через резистор

R_b, а по проводу S одновременно подаются входные импульсы. Сопротивление цепи диода $Д_1$ немного меньше остальных сопротивлений, и поэтому его рабочая точка располагается немного ниже максимума характеристики.

К началу работы схемы все диоды находятся в точке характеристики с меньшим напряжением. Резисторы R_s ограничивают величину входных импульсов, и первый

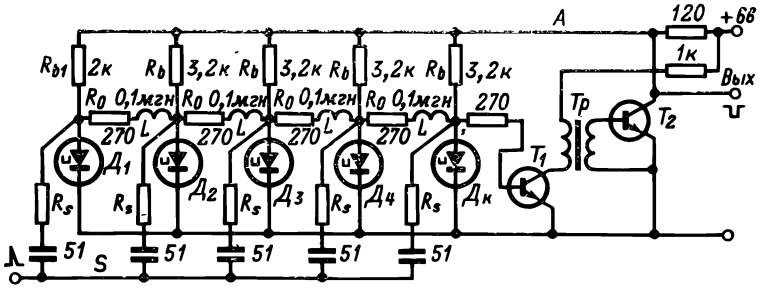


Рис. 9-13. Счетчик импульсов с туннельными диодами.

импульс опрокидывает только диод $Д_1$ и не оказывает никакого влияния на остальные диоды. Вследствие этого на аноде диода $Д_1$ возрастает напряжение, которое с некоторой выдержкой времени попадает через цепочку R_0—L на второй диод и его рабочая точка от этого смещается ближе к максимуму характеристики, а именно туда, где рабочая точка первого диода располагалась в начале работы схемы. Ближайший следующий импульс опрокидывает второй диод, тогда как состояние остальных диодов не изменяется.

Благодаря этому опять смещается точка покоя третьего диода и он опрокидывается третьим импульсом и т. д. до последнего диода, который отпирает транзистор T_1, а тем самым и T_2. Получающееся уменьшение напряжения в цепи питания способствует возникновению отрицательного импульса на выходе и приводит все диоды в начальное состояние. По принципу действия данная схема подобна описанной ниже схеме кольцевого счетчика, но она не имеет замкнутой цепи и восстанавливается после окончания цикла при помощи двух транзисторов.

9-1-4. Схемы импульсных делителей и счетчиков импульсов

Из приведенных выше примеров можно составить себе представление о свойствах отдельных схем. Схемы с двумя устойчивыми положениями по рис. 9-6, 9-7 и 9-10 очень надежны, но могут делить частоту только пополам, и в случае необходимости деления частоты в большем соотношении нужно применять несколько таких делителей. Схемы с многими устойчивыми положениями по рис. 9-12 и 9-13, наоборот, могут делить частоту в любом соотношении, и здесь можно обойтись меньшим числом каскадов, но для них необходимо большее число диодов. Аналогично работают также кольцевые счетчики, которые по существу не производят никакого деления частоты, но у них опрокидывание происходит во всей цепи от одного импульса. Схемы такого рода очень надежны, но требуют большого числа диодов.

Другие схемы — синхронизированные мультивибраторы с неустойчивым положением, приведенные на рис. 9-1 и 9-4, могут делить частоту в широком диапазоне, причем только одним диодом. Недостаток этих схем состоит в том, что соотношение деления зависит от точности и стабильности элементов схемы и при исчезновении управляющего напряжения они могут давать несинхронизированные выходные импульсы. Здесь простота схемы достигается за счет ее надежности.

9-2. Релаксационные генераторы с диодами лавинного типа

9-2-1. Схемы с неустойчивым положением рабочей точки

Принцип действия схем с неустойчивым положением можно уяснить из рис. 9-14 [Л. 151], где динистор $Д$ с параллельно включенным конденсатором C подключен через резистор R_b к питающему напряжению. Напряжение и резистор выбраны так, что нагрузочная прямая R_b имеет положение, показанное на рис. 9-15. После подключения напряжения конденсатор начинает заряжаться. Напряжение на его зажимах возрастает примерно по экспоненциальному закону до точки p, где диод переключается и мгновенно скачком переходит че-

рез впадину характеристики $p—v—h$ на ее верхнюю ветвь. При достаточно большой емкости и неограниченном зарядном токе рабочая точка должна скачкообразно перемещаться в точку g. Так как ветвь характеристики, соответствующая прямому направлению, имеет большую крутизну, то возможно протекание очень большого тока, который может вывести диод из строя. Поэтому обычно или выбирают конденсатор небольшой емкости или ограничивают разрядный ток добавочным сопротивлением и тогда рабочая точка перемещается только по отрезку кривой $p—h$. Во время процесса скачка общее напряжение распределяется, например, в точке p на часть kj, падающую на сопротивлении диода, и на часть ij, которая возникает на собственной индуктивности диода $L_д$ и является причиной возрастания тока от p к h. Измерить это распределение напряжения не представляется возможным, так как оно существует только внутри диода.

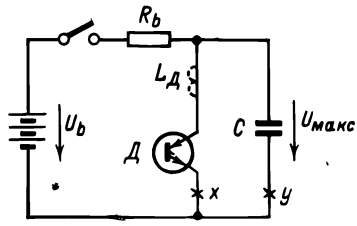


Рис. 9-14 Неустойчивый мультивибратор с динистором.

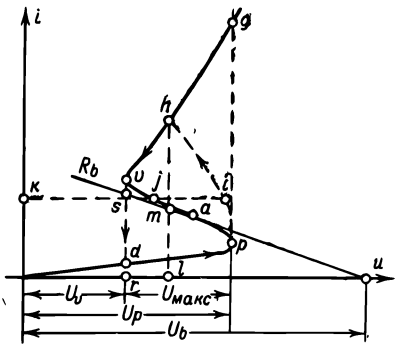


Рис. 9-15. Рабочие соотношения мультивибратора по схеме на рис. 9-14.

Ток, протекающий через диод, измеряется отрезком hl, а ток, протекающий через резистор R_b, — отрезком ml.

Конденсатор C разряжается с разностью указанных токов (отрезок mh), и напряжение соответственно ходу процесса снижается с точки h в точку v, где рабочая точка опять скачкообразно проходит часть характеристики $v—p—d$ в точку d. При этом напряжение на сопротивлении диода больше, чем напряжение на конденсаторе. Получающаяся разность напряжений действует на индуктивность диода $L_д$ и является причиной протекания тока в противоположном направлении.

Таким образом, процесс разряда конденсатора протекает в три этапа: включение от точки p до h, собственно разряд — между точками h и v и отключение от точки v до d. Время включения и отключения зависит только от свойств диода и имеет порядок 10^{-5}—10^{-8} *сек;* время разряда зависит от величины емкости. Однако так как разрядный ток велик, то это время также сравнительно мало. На рис. 9-16 показана осциллограмма всего процесса разряда в виде одного единственного скачка, на которой нельзя различить отдельные перечисленные выше этапы.

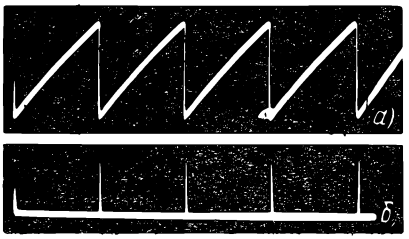


Рис. 9-16. Осциллограммы к схеме по рис. 9-14.
а — изменение напряжения; *б* — изменение тока

После разряда через резистор R_b через конденсатор протекает ток sr, который больше тока dr, протекающего через диод. Этой разностью токов sd конденсатор опять подзаряжается до точки p, где снова происходит включение, и весь процесс повторяется. Напряжение на зажимах конденсатора имеет пилообразную форму (рис. 9-16,*а*), а ток диода — форму импульсов (рис. 9-16,*б*). Частота изменения указанных напряжения и тока может быть определена из следующих соображений.

Когда напряжение питания U_b значительно больше напряжения переключения диода, то во время заряда конденсатора оно почти полностью приложено к резистору R_b и тогда в цепи протекает ток

$$I \approx \frac{U_b}{R_b}.$$

Если пренебречь током, протекающим через диод до процесса переключения, то весь ток I заряжает конденсатор и время заряда t до амплитуды пилообразного напряжения $U_{макс}$ равно:

$$t = U_{макс} C \frac{R_b}{U_b}.$$

Так как время разряда пренебрежимо мало, то частота определится из выражения

$$f \approx \frac{1}{T} = \frac{1}{R_b C} \frac{U_b}{U_{\text{макс}}}. \qquad (146)$$

Более точная формула, учитывающая непостоянство зарядного тока, имеет следующий вид:

$$T = \frac{1}{f} = R_b C \ln \frac{U_b - U_v}{U_b - U_p} \approx R_b C \ln \frac{U_b}{U_b - U_{\text{макс}}}, \qquad (147)$$

а с учетом также сопротивления $R_{д1}$ отключенного диода в области d—p получается следующая формула:

$$T = \frac{1}{f} = (R_b \parallel R_{д1}) C \ln \frac{\dfrac{U_b}{(1 + R_b/R_{д1})} - U_v}{\dfrac{U_b}{(1 + R_b/R_{д1})} - U_p}. \qquad (148)$$

При практическом выполнении схемы следует еще учитывать, что напряжения переключения у динисторов могут достигать нескольких сот вольт и пилообразные напряжения получаются такого же порядка. Поэтому можно обойтись без усиления. При достаточно большой величине напряжения питания может быть также очень хорошей и линейность возрастания напряжения.

Анализ этой схемы может быть произведен также при помощи диаграммы устойчивости, приведенной на рис. 3-13. Так как было выбрано значение $R_s/R_д > 1$, то это соответствует работе в верхней части диаграммы. Если схема работает без внешней емкости, а только с небольшой емкостью диода, то значение коэффициента добротности $Q = R_д \sqrt{CL_д}$ было бы очень малым. Рабочая точка лежала бы в плоскости N—Q в левой части диаграммы N—A_1, которой соответствует устойчивая работа. При подключении конденсатора C коэффициент добротности увеличивается и рабочая точка переходит в правую часть A_2—N диаграммы, которой соответствует режим релаксационного генератора. Между этими двумя режимами лежит еще область колебаний A_1—A_2, которая подтверждает, что эта схема может работать также в качестве резонансного усилителя или генератора. Границей между синусоидальными и несинусои-

дальными колебаниями является ветвь A_2, для которой согласно (14)

$$Q = 1 + \sqrt{1 - \frac{R_д}{R_s}};$$

Отсюда можно получить выражение для емкости, необходимой для релаксационного генератора:

$$C \geqslant \frac{L_д \left(1 + \sqrt{1 - \frac{R_д}{R_s}}\right)^2}{R_д^2}. \qquad (149)$$

На рис. 9-17 [Л. 152] показана схема генератора пилообразного напряжения с диодом с двойной базой $Д$, которая отличается от схемы по рис. 9-14 только наличием питания вспомогательной базы. На рис. 9-18 изображены осциллограммы изменений соответствующих напряжения и тока. Из рис. 9-18 видно, что здесь процесс разряда происходит значительно медленнее, чем с четырехслойным диодом, и разрядный импульс значи-

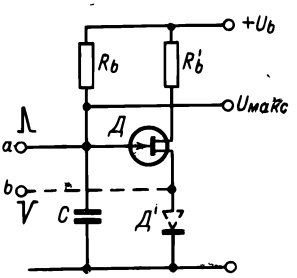


Рис. 9-17. Неустойчивый мультивибратор с одним диодом с двойной базой.

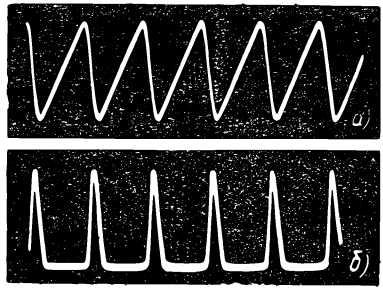


Рис. 9-18. Осциллограммы к схеме по рис. 9-17.
а — изменение напряжения, *б* — изменение тока.

тельно меньше, что обусловлено как формой характеристики диода с двойной базой, так и меньшим рабочим напряжением у него. Колебания в обеих последних схемах могут синхронизироваться положительными импульсами на аноде или на эмиттере или также отрицательными импульсами на катоде диода, который тогда должен быть включен с разделительным диодом $Д'$.

Приведенная на рис. 9-19 [Л. 153] схема может быть преобразована в генератор напряжения треугольной формы. Для этого параллельно конденсатору C подключают разрядный резистор R и полученную RC-цепочку отделяют от остальной схемы диодом $Д_1$. Разряд-

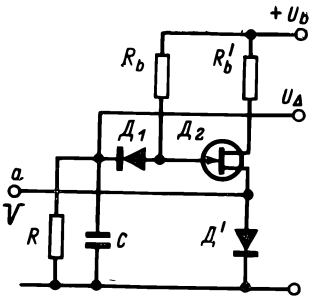


Рис 9-19. Генератор напряжения треугольной формы с диодом с двойной базой.

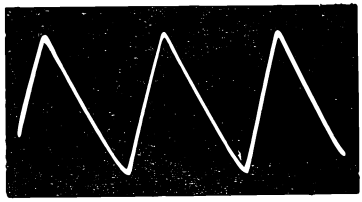


Рис. 9-20. Осциллограммы выходного напряжения схемы по рис. 9-19.

ный ток протекает в прямом направлении этого диода, и разряд конденсатора происходит таким же образом, как и ранее, только с той разницей, что максимальное напряжение в конце разряда может быть равно только $U_b R/(R+R_b)$. После включения диода $Д_2$ напряжение на его эмиттере снижается до минимума. Благодаря этому диод запирается и конденсатор C разряжается только через резистор R. Когда напряжение на зажимах конденсатора станет меньше удерживающего напряжения, диод опять отпирается и конденсатор вновь заряжается, так что весь процесс периодически повторяется.

На рис. 9-20 показано изменение напряжения на зажимах конденсатора.

9-2-2. Схемы с одним и двумя устойчивыми положениями

В приведенных выше схемах нагрузочная прямая должна пересекать характеристику диода в области отрицательного сопротивления. Если эту прямую R'_b расположить так, как это показано на рис. 9-21, то она пересекает характеристику в точке k и тогда в схеме

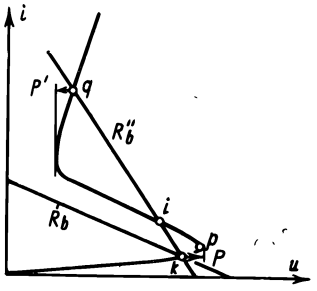


Рис. 9-21. Рабочие соотношения схем мультивибраторов с динисторами.

колебания не возникают. Только когда на анод диода подается положительный отпирающий импульс P, то рабочка точка скачкообразно переходит через максимум p и затем возвращается обратно по кривой $h—v—d$ (рис. 9-15) в начальное положение, где и остается до ближайшего отпирающего импульса. Такой же эффект может быть получен с отрицательным отпирающим импульсом, если его подать на катод диода (как на рис. 9-17 и 9-19), при этом, однако, должен быть применен разделительный диод $Д'$. Тогда схема работает как мультивибратор с одним устойчивым положением, который создает отрицательные импульсы на выходе, форма которых зависит от длительности импульсов на входе.

Схемы импульсных усилителей

Схемы с одним устойчивым положением могут быть применены также для усиления и регенерации импульсов. Схема по рис. 9-22,*а* отпирается положительным импульсом, подаваемым на анод, и дает на выходе, если не учитывать небольшую положительную составляю-

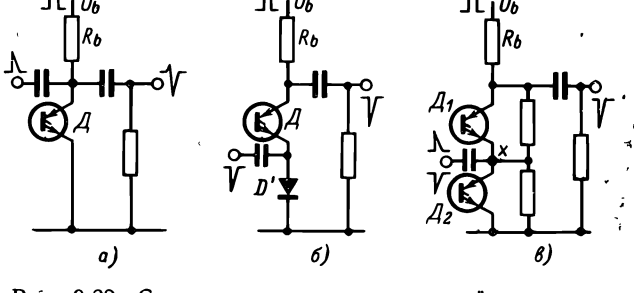


Рис. 9-22. Схемы импульсных усилителей с динисторами.

а — вход у анода динистора, *б* — вход у катода динистора; *в* — вход в точке соединения обоих динисторов

щую, которая возникает вследствие передачи входного импульса, отрицательный импульс. Схема, приведенная на рис. 9-22,*б*, отпирается отрицательным импульсом, который подается на катод и дает также отрицательный импульс на выходе. На рис. 9-22,*в* показаны два последовательно соединенных диода $Д_1$ и $Д_2$, которые питаются напряжением, равным напряжению переключения только одного диода. Импульсы любой полярности подаются на узловую точку x и могут отпирать схему. Например, при положительных импульсах первый импульс переключает диод $Д_2$ и тогда на диоде $Д_1$ оказывается примерно полное напряжение питания и поэтому он также переключается, но с известной выдержкой времени. Такой же процесс происходит также при отрицательных импульсах, только переключение диодов осуществляется в обратной последовательности.

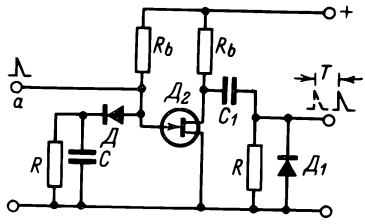


Рис. 9-23. Генератор импульсов с выдержкой времени с диодом с двойной базой.

На рис. 9-23 [Л. 153] изображена схема для получения импульсов с выдержкой времени. Здесь также применен диод с двойной базой $Д_2$ и схема в значительной степени схожа со схемой, приведенной на рис. 9-19, только параметры ее должны быть выбраны так, чтобы получился режим с одним устойчивым положением. Каждый положительный импульс на входе включает диод $Д_2$, вследствие чего напряжение на его вспомогательной базе мгновенно падает. Это изменение напряжения дифференцируется R_1C_1-цепочкой, а отрицательные пики срезаются диодом $Д_1$, так что остаются только положительные импульсы, которые по отношению к входным импульсам имеют выдержку времени t, зависящую от постоянной времени RC.

Если в схеме по рис. 9-21 положение нагрузочной прямой R''_b выбрать так, чтобы она пересекала характеристику диода в трех точках k, i и q, а конденсатор убрать, то получается схема с двумя устойчивыми положениями, которая посредством входных импульсов P и P' может опрокидываться из одной устойчивой точки k в другую q и наоборот.

9-2-3. Генераторы импульсов

На резисторе небольшой величины, который у любого генератора пилообразного напряжения подключается последовательно с конденсатором или диодом (в точке y или x на рис. 9-14), вследствие разрядного тока получаются короткие импульсы, и схема работает как генератор импульсов.

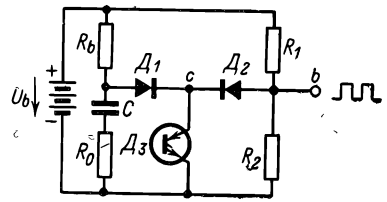


Рис. 9-24. Генератор прямоугольных импульсов на динисторе.

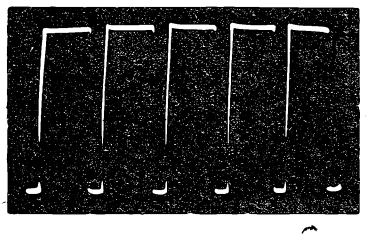


Рис. 9-25. Осциллограмма выходного напряжения схемы по рис. 9-24.

На рис. 9-24 [Л. 154] показана другая схема, которая создает на выходе импульсы прямоугольной формы. Анод динистора $Д_3$ с одной стороны питается через резистор R_b и диод $Д_1$, а с другой от делителя напряжения R_1—R_2 через диод $Д_2$. При этом сопротивления резисторов R_1 и R_2 выбраны так, что нагрузочная прямая $R_1 \| R_2$ имеет положение, соответствующее работе схемы с одним устойчивым положением. Одновременно анод соединен через диод $Д_1$ с конденсатором C, который заряжается через резисторы R_b и R_0. До тех пор пока напряжение на зажимах конденсатора меньше, чем в точке b, диод $Д_1$ остается запертым и процесс заряда конденсатора не оказывает влияния на выходное напряжение. Как только напряжение на конденсаторе станет равным напряжению в точке b, диод $Д_2$ запирается, а $Д_1$ — отпирается и анод диода $Д_3$ подключается к конденсатору. При достижении напряжения переключения диод $Д_3$ переключается и конденсатор разряжается через резистор R_0. Во время процесса разряда потенциал точки c снижается до величины удерживающего напряжения. Этот режим передается через диод $Д_2$ на выходные зажимы. Только когда конденсатор разрядится ниже удерживающего напряжения, диод $Д_3$ отключается и

весь процесс повторяется. На рис. 9-25 показано получающееся при этом на выходе напряжение.

Схема, изображенная на рис. 9-26 [Л. 15], отличается от схемы, приведенной на рис. 9-17, только тем, что левая обкладка конденсатора C вместо корпуса подключена к узловой точке между вспомогательным диодом $Д_2$ и резистором R_0. До тех пор пока диод $Д_1$ отключен, через диод $Д_2$ протекает тот же ток, что и через резистор R_0, точка a имеет очень небольшой потенциал по отношению к корпусу и конденсатор C заряжается через резистор R_b. Когда напряжение на зажимах конденсатора достигнет значения напряжения включения диода $Д_1$, последний соединяет правую обкладку конденсатора с землей, вследствие чего точка a получает отрицательный потенциал. Благодаря наличию диода $Д_2$ конденсатор может разряжаться только сравнительно медленно через цепь R_0—R'_b. Только когда конденсатор разрядится настолько, что точка a получает положительный потенциал, диод $Д_2$ опять отпирается и процесс вновь повторяется. Изменение напряжений точек a, b и e по отношению к корпусу показано на рис. 9-27. Время продолжения заряда конденсатора от напряжения U_v до U_p равно:

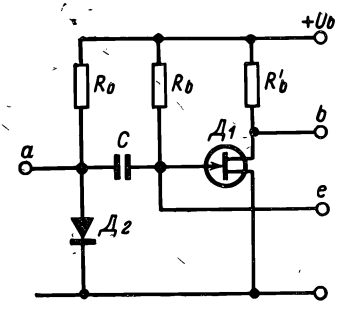


Рис. 9-26. Генератор импульсов с диодом с двойной базой.

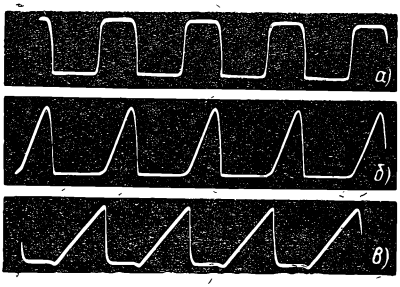


Рис. 9-27. Осциллограммы к схеме по рис. 9-26.

а — напряжение на диоде $Д_2$, *б* — напряжение на вспомогательной базе диода $Д_1$, *в* — напряжение на эмиттере диода $Д_1$

$$T = R_b C \ln \frac{U_b - U_v}{U_b - U_p},$$

разряд протекает в течение времени

$$T = R_0 C \ln \frac{U_b + U_p - U_v}{U_b},$$

тогда частота следования импульсов

$$f = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{C\left(R_b \ln \frac{U_b - U_v}{U_b - U_p} + R_0 \ln \frac{U_b + U_p - U_v}{U_b}\right)}. \quad (150)$$

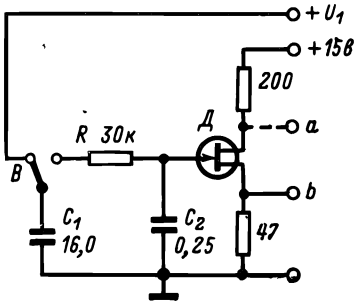


Рис. 9-28. Генератор группы импульсов с диодом с двойной базой.

На рис. 9-28 [Л. 155] показана схема для генерирования группы импульсов.

Конденсатор C_1 подключается переключателем B через резистор R к конденсатору C_2 и диоду $Д$. Теперь конденсатор C_2 периодически разряжается через диод $Д$ и на зажимах a и b возникают импульсы, как в схеме по рис. 9-17, причем они существуют только до тех пор, пока напряжение на конденсаторе C_1 не снизится до значения, меньшего $U_p + I_p R$. Поэтому число импульсов в группе равно:

$$N = \frac{U_1 - U_p - I_p R}{U_p + I_p R - U_v}. \quad (151)$$

Недостаток этой схемы состоит в том, что с уменьшением напряжения на зажимах конденсатора интервалы между импульсами становятся больше.

9-2-4. Генераторы напряжения ступенчатой формы

Схема для получения напряжения ступенчатой формы показана на рис. 9-29 [Л. 15]. Левый диод генерирует импульсы благодаря разряду конденсатора емкостью 0,1 *мкф* на резистор 50 *ом* и на базе транзистора импульсы имеют отрицательную полярность. На время действия импульса транзистор T отпирается. Его ток увеличивает заряд конденсатора емкостью 0,2 *мкф*, и напряжение возрастает на одну ступень. Это продолжается до тех пор, пока не включится второй диод $Д_2$ и конденсатор емкостью 0,2 *мкф* разряжается. Резисто-

ром 0,1 *Мом* можно устанавливать частоту следования импульсов, а резистором 50 *ом* — их амплитуду. В противоположность схемам, приведенным на рис. 9-12 и 9-13, здесь можно получать группы, которые содер-

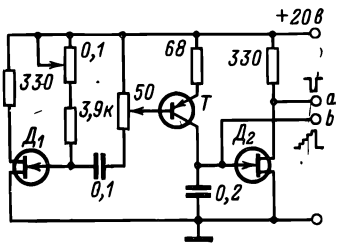


Рис 9-29 Генератор напряжения ступенчатой формы с двумя диодами с двойной базой

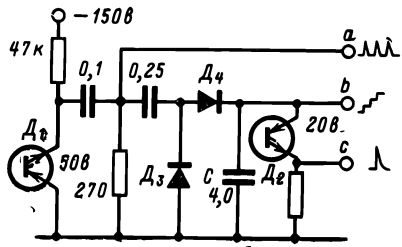


Рис. 9-30. Генератор напряжения ступенчатой формы с двумя динисторами.

жат даже несколько сот импульсов. На резисторе 330 *ом* получаются импульсы с частотой группы, поэтому данная схема может быть применена также в качестве делителя частоты.

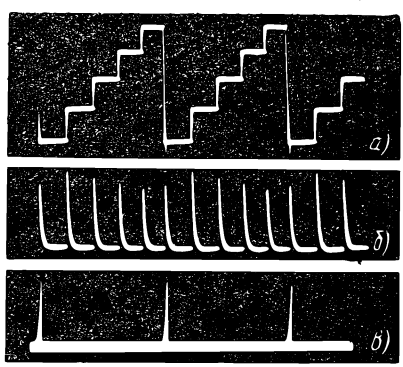


Рис. 9-31. Осциллограммы к схеме по рис. 9-30.

а — напряжение ступенчатой формы на аноде диода $Д_2$; *б* — импульсы напряжения на катоде диода $Д_1$; *в* — импульсы напряжения на катоде диода $Д_2$.

На рис. 9-30 [Л. 156] показана аналогичная схема на динисторах $Д_1$ и $Д_2$. Здесь напряжение ступенчатой формы создается не транзистором, а при помощи дио-

дов $Д_3$ и $Д_4$ и получается на конденсаторе C, который разряжается через второй диод $Д_2$. Изменение напряжений в точках a, b и c по отношению к корпусу изображено на рис. 9-31.

9-2-5. Схемы импульсных делителей и счетчиков

Мультивибратор с неустойчивым положением может синхронизировать другой мультивибратор с меньшей частотой колебаний и тем самым делить частоту в до-

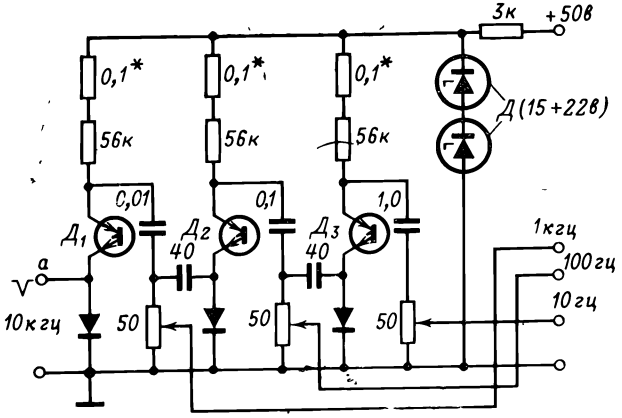


Рис. 9-32. Делитель частоты следования импульсов, состоящий из каскада из трех синхронизированных генераторов пилообразного напряжения.

вольно большом соотношении, например 10 : 1. В качестве примера на рис. 9-32 [Л. 55] приведена схема, в которой применен трехступенчатый каскад. Собственная частота первой ступени каскада $Д_1$ при помощи резисторов (0,1 *Мом*+56 *ком*) и емкости 10 000 *пф* установлена немного меньше 1 *кгц* и с каждым десятым входным импульсом точно поддерживается равной 1 *кгц*. Аналогичным образом синхронизируют выходные импульсы на резисторе 50 *ом* второй ступени каскада, собственная частота которого установлена немного меньше 100 *гц*. Затем тот же процесс еще раз повторяется и с выходных зажимов можно получить импульсы напряжений с частотами 1 *кгц*, 100 и 10 *гц*. Недостаток этой схемы состоит в том, что при выпадении синхронизации она дает несинхронизированные импульсы.

На рис. 9-33 [Л. 195] изображена система каскадов с двумя устойчивыми положениями с диодами с двойной базой $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$, которые при помощи конденсаторов связи C_1, C_2, C_3 и C_4 соединены в замкнутую цепь. Входные импульсы, усиленные транзистором T, одновременно подводятся к проводу A через резисторы R_1, R_2, R_3 и R_4 и диоды $Д_5$, $Д_6$, $Д_7$ и $Д_8$ ко всем диодам $Д_1$, $Д_2$, $Д_3$ и $Д_4$. В состоянии покоя, когда транзистор T открыт,

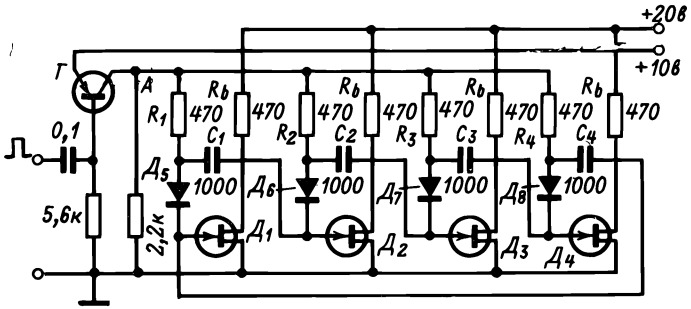


Рис. 9-33. Кольцевая счетная схема с диодами с двойной базой.

напряжение в точке A меньше максимального напряжения диода и равно около 10 *в*.

Если предположить, что диод $Д_1$ был открыт, тогда напряжение на его эмиттере минимальное порядка +3 *в*, а на остальных эмиттерах оно примерно +10 *в*. Этой разностью напряжений, равной 7 *в*, заряжаются конденсаторы C_1—C_4. Входной импульс запирает транзистор и напряжение в точке A снижается до нуля и диод $Д_1$ запирается. Во время подачи импульса конденсатор C_4 разряжается через цепочку R_4—R_1—$Д_5$, а конденсатор C_1 сохраняет свое напряжение 7 *в*, так как диод $Д_6$ препятствует его разряду. Как только после окончания импульса в точке A восстанавливается напряжение +10 *в*, то так как конденсатор C_1 заряжен, эмиттер диода $Д_2$ получает напряжение +17 *в* и диод $Д_2$ включается. Благодаря этому начальное положение смещается вправо на один разряд. Аналогичным образом получается смещение на один разряд с каждым последующим импульсом, пока после полного оборота на диоде $Д_1$ опять

не восстанавливается начальное положение. Частота, поделенная числом каскадов, может быть получена с какой-нибудь вспомогательной базы. Аналогичная схема с динисторами описана в [Л. 151].

9-2-6. Схемы с двумя диодами лавинного типа

На рис. 9-34 приведена схема мультивибратора, выполненная на двух динисторах $Д_1$ и $Д_2$. Чтобы получить неустойчивый режим, напряжение питания должно быть больше напряжения переключения обоих диодов; кроме того, нагрузочные прямые должны пересекать характеристики диодов в пропускной области. Так как характеристики диодов неодинаковы, то один из них, например $Д_1$, после включения напряжения питания переключается немного раньше. Возникающее вследствие этого снижение напряжения на его аноде передается через конденсатор C в виде отрицательного импульса на анод второго диода $Д_2$, который препятствует его переключению. Теперь конденсатор C заряжается через резистор R_2 до момента времени *2* (рис. 9-35), где напряжение в точке b достигает величины напряжения переключения $U_{пер\,2}$ диода $Д_2$ и он переключается. Вследствие этого напряжение на его аноде падает до величины удерживающего напряжения; напряжение в точке a снижается до отрицательного значения и отключает диод $Д_1$. Затем конденсатор C опять заряжается через резистор R_1, пока в момент времени *3* не будет достигнуто напряжение переключения $U_{пер\,1}$ диода $Д_1$ и он переключится, а одновременно отключится диод $Д_2$. В дальнейшем этот процесс непрерывно повторяется. Изменение напряжений на анодах диодов u_a и u_b показано на рис. 9-35 и 9-36. Напряжение u_{ab} — это изменение напряжения между обоими анодами.

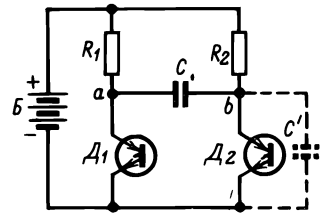


Рис. 9-34. Мультивибратор с неустойчивым положением с двумя динисторами.

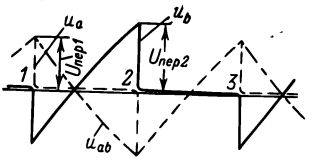


Рис. 9-35. Изменение напряжения на аноде в схеме по рис. 9-34.

Если один из диодов имеет меньшее напряжение переключения, то выходное напряжение получается несимметричным (рис. 9-37,*а*). При подключении параллельно этому диоду конденсатора C' (рис. 9-34) схема дополнительно начинает работать как генератор пилообразного напряжения и выходное напряжение имеет вид, показанный на рис. 9-37,*б*.

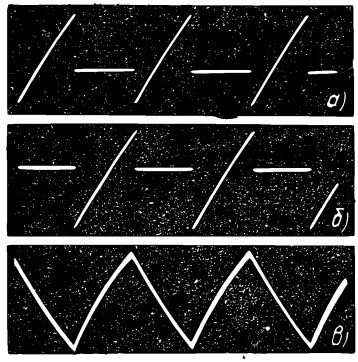


Рис. 9-36. Осциллограммы изменения напряжений в схеме по рис 9-34

а, б — на анодах обоих диодов, *в* — между обоими анодами.

Если два диода с неодинаковыми напряжениями переключения питать напряжением, большим меньшего и меньшим большего напряжения переключения, то во включенном состоянии всегда находится диод с меньшим напряжением переключения. Однако при помощи отрицательного импульса, подаваемого на катод, можно кратковременно включить диод с большим напряжением переключения, что способствует через конденсатор связи C отключению первого диода (рис. 9-38). Только когда конденсатор C зарядится через резистор R_1 до напряжения переключения первого диода, он опять включается и остается во включенном состоянии до прихода ближайшего импульса. Такой режим работы схемы соответствует мультивибратору с одним устойчивым состоянием.

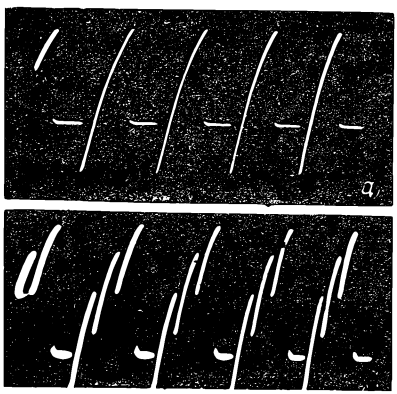


Рис. 9-37. Осциллограммы изменения напряжений в схеме по рис. 9-34 с неодинаковыми диодами.

а — на аноде диода с более низким напряжением переключения; *б* — на том же диоде после подключения конденсатора

Если, наконец, напряжение питания меньше напряжения переключения обоих диодов, то они в положении покоя отключены. Отрицательный входной импульс, который подается на оба катода (рис. 9-39), включает один из диодов немного раньше, и он через конденсатор связи *С* препятствует включению второго диода, который включается только после ближайшего входного импульса. Одновременно через конденсатор связи *С* отклю-

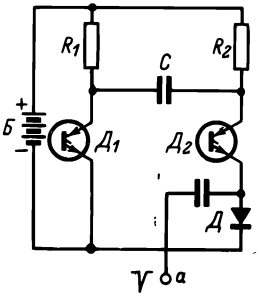


Рис. 9-38. Мультивибратор с одним устойчивым положением.

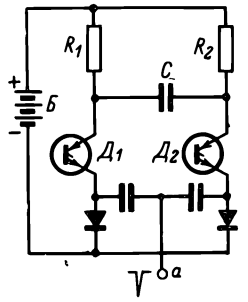


Рис. 9-39. Схема с двумя устойчивыми положениями.

чается первый диод. Аналогичным образом с каждым последующим входным импульсом оба диода обмениваются своими состояниями, так что схема имеет два устойчивых состояния.

Такие пары динисторов применяют в инверторах и в отношении простоты и к. п. д. они превосходят даже транзисторные инверторы [Л. 157]. Пример такой схемы приведен в гл. 16.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

СХЕМЫ МОДУЛЯЦИИ

Схемами модуляции называют такие, в которых переменное напряжение либо само модулируется и тогда получается умножитель или делитель частоты, либо модулируется переменным напряжением другой частоты и схема работает в качестве собственно модулятора или преобразователя частоты. К схемам модуляции относят также схемы, у которых достигается другой вид модуляции, например частотная или импульсная.

В схемах модуляции используют все функции, свойственные диодам, но более совершенным образом. Так, например, выпрямители и детекторы можно рассматривать как схемы модуляции, в которых напряжение сигнала само модулируется, но при этом используется только постоянная составляющая выходного напряжения. Фазочувствительные детекторы работают как схемы модуляции, у которых оба входных напряжения имеют одинаковую частоту, но используется только постоянная составляющая. Диодные переключатели также представляют собой схемы модуляции, входное напряжение которых имеет прямоугольную форму.

Модуляция может происходить или путем управления нелинейным сопротивлением диода, или его нелинейной емкостью. Пока диод работает в пропускной области, то доминирующую роль играет сопротивление, а в запорной области — емкость. Схемы такого рода часто называют параметрическими, но их основное свойство не выражается в наличии реактивного параметра.

10-1. Модуляция путем воздействия на сопротивление диода

10-1-1. Умножители частоты

Когда диод подключен к источнику переменного напряжения (рис. 10-1)

$$u = U_1 \cos \omega_1 t, \tag{152}$$

а сопротивления источника и нагрузки настолько малы, что ток зависит главным образом от сопротивления диода, тогда для тока справедливо уравнение (1), которое можно заменить степенным рядом

$$i = I_0 \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} \left(\frac{u}{U_0}\right)^n. \tag{153}$$

После подстановки значения u из (152) получим:

$$i = I_0 \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos n\omega_1 t, \tag{154}$$

где n — любое целое число. Таким образом, ток имеет несинусоидальную форму. Он содержит постоянную со-

ставляющую ($n=0$), составляющую с основной частотой ($n=1$), и, кроме того, неограниченное число высших гармонических составляющих ($n=2$, 3 и т. д.). Для амплитуды этих составляющих можно получить выражения в виде степенных рядов аргумента U_1/U_0.

Выходной сигнал может быть снят с полного сопротивления z, включенного последовательно с диодом. При этом следует отметить, что последовательным включением этого полного сопротивления нарушается первоначальное предположение, что схема должна содержать главным образом сопротивление диода, поэтому соотношение (154) остается справедливым только качественно. Если полное сопротивление образуется LC-контуром, настроенным на одну составляющую, то на нем возникает в основном только напряжение этой составляющей и тогда схема работает как умножитель частоты. У этой схемы довольно низкий к. п. д., так как она одновременно работает как выпрямитель, при этом сторона постоянного тока должна быть нагружена, иначе невозможно было бы умножение частоты. Можно показать [Л. 158, 159], что этот к. п. д. в самом благоприятном случае равен:

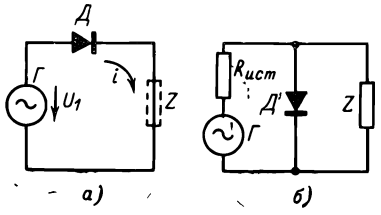


Рис. 10-1. Принципиальная схема умножителя частоты.
а — последовательная, *б* — параллельная.

$$\eta_p = \frac{P_{nf}}{P_f} = \frac{1}{n^2} \quad (155)$$

и сильно снижается с увеличением порядка высших гармонических составляющих.

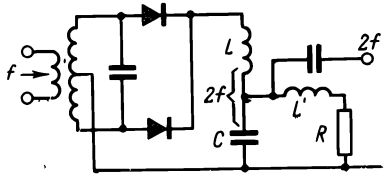


Рис. 10-2. Удвоитель частоты.

На рис. 10-2 показана схема удвоителя частоты, которая очень похожа на двухполупериодный выпрямитель. Симметричной компоновкой схемы основная частота и нечетные гармонические составляющие подавляются, и на выходе остается в основном вторая гармоническая составляющая, которую можно получить с LC-контура, настроенного на эту частоту. Одновременно должна

быть нагружена сторона постоянного тока, в противном случае конденсатор C заряжался бы до максимального напряжения, диоды были бы заперты и удвоение частоты стало бы невозможным. Поэтому сторону постоянного тока нагружают резистором R, которое включено через дроссель L', и благодаря этому коэффициент добротности LC-контура не снижается.

10-1-2. Смесители частоты

Сумма двух переменных напряжений с амплитудами U_1 и U_2 и частотами ω_1 и ω_2, подведенных к диоду, равна:

$$u = U_1 \cos \omega_1 t + U_2 \cos \omega_2 t, \tag{156}$$

и если ее подставить в (153), то получим выражение для тока:

$$i = I_0 \sum_{n,k=0}^{\infty} A_{n,k} \cos (n\omega_1 + k\omega_2) t. \tag{157}$$

Этот ток (рис. 10-3,*б*) имеет постоянную составляющую (n, $k=0$), составляющие с обеими основными частотами или кратными им и, наконец, составляющие с комбинациями частот $\omega_1 \pm \omega_2$, $\omega_1 \pm 2\omega_2$, $2\omega_1 \pm \omega_2$ и т. д. Сигнал с требуемой частотой может быть, как и ранее, снят с последовательно включенного полного сопротивления. На диоде падение напряжения имеет несинусоидальную форму, которой при одном источнике на входе (рис. 10-1,*б*) соответствует формула

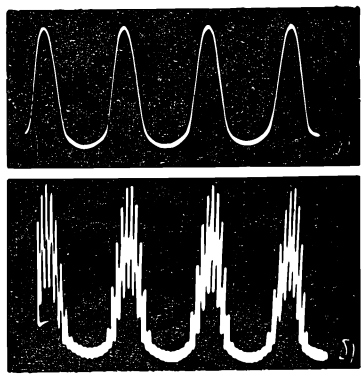


Рис. 10-3. Осциллограммы изменения тока у смесительного диода.
а — при одном напряжении на входе; *б* — при двух напряжениях разной частоты на входе.

$$u = U_0 \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos n\omega_1 t, \tag{158}$$

а при двух источниках на входе (рис. 10-4) получается аналогичное выражение:

$$u = U_0 \sum_{n,k=0}^{\infty} A_{n,k} \cos(n\omega_1 \pm k\omega_2)t. \qquad (159)$$

В этом случае выходное напряжение нужно снимать с цепи, параллельной диоду.

В самом общем случае источники на входе имеют ни очень малые, ни очень большие внутренние сопротивления. Поэтому и в токах и в напряжениях обнаружи-

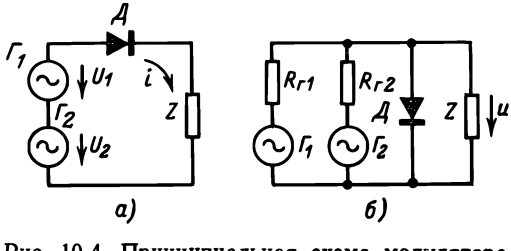


Рис. 10-4. Принципиальная схема модулятора.
а — с последовательно включенным источником;
б — с параллельно включенным источником.

ваются результаты модуляции и выходные сигналы получаются одинаковыми как в последовательной, так и в параллельной диоду цепях.

Чтобы проиллюстрировать полученные результаты на практическом примере, рассмотрим смесительный каскад радиоприемника [Л. 160, 161], у которого напряжение сигнала

$$u_c = U_c \cos \omega_c t$$

смешивается с напряжением гетеродина

$$u_г = U_г \cos \omega_г t.$$

Разность частот

$$\omega = \omega_г - \omega_c \qquad (160)$$

получается при помощи контура, настроенного на промежуточную частоту. Тогда

$$u_н = i_н R_н = U_н \cos(\omega t + \varphi), \qquad (161)$$

где $R_н$ — сопротивление нагрузки и φ — сдвиг фаз напряжения промежуточной частоты.

Так как напряжение гетеродина служит только для периодического смещения рабочей точки и для других целей в схеме не используется, то работу схемы можно рассмотреть при помощи рис. 10-5. Гетеродин $Г_г$ здесь изменяет только проводимость диода $g_д$ и помимо этого не имеет никакой связи со схемой. Поскольку амплитуды напряжений $u_с$ и $u_н$ по сравнению с $u_г$ достаточно малы, то приближенно можно написать:

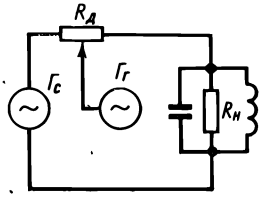


Рис. 10-5. Схема замещения смесительного каскада супергетеродинного радиоприемника.

$$i_д \approx g_д (u_с - u_н) \approx g_д [U_с \cos \omega_с t - - U_н \cos (\omega_н t + \varphi)]. \quad (162)$$

При этом значение проводимости диода $g_д$ изменяется несинусоидально вокруг среднего значения G_0, которое можно разложить на основную составляющую с частотой $\omega_г$ и амплитудой $G_г$ и на составляющие, кратные ей. Так как для получения промежуточной частоты была выбрана основная частота первой гармонической составляющей, то только ее и учитывают, тогда

$$g_д = G_0 + G_г \cos \omega_г t. \quad (163)$$

Разложив функцию $g_д = F(t)$ в ряд Фурье, можно определить амплитуды G_0 и $G_г$. Тогда получим:

$$G_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} g_д(t)\ d(\omega_г t); \quad (164)$$

$$G_г = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} g_д(t) \cos \omega_г t\, d(\omega_г t). \quad (165)$$

После подстановки $g_д$ из (163) в (162)

$$i_д = G_0 U_с \cos \omega_с t - G_0 U_н \cos (\omega_н t + \varphi) + \frac{G_г U_с}{2} \cos (\omega_г + \omega_с) t + + \frac{G_г U_с}{2} \cos (\omega_г - \omega_с) t - \frac{G_г U_н}{2} \cos [(\omega_г + \omega_н) t + \varphi] - - \frac{G_г U_н}{2} \cos [(\omega_г - \omega_н) t - \varphi]. \quad (166)$$

Если для разностей частот $(\omega_г - \omega_с)$ и $(\omega_г - \omega_н)$ в четвертый и шестой члены уравнения (166) подставить результат из (160) и одновременно не учитывать третий

и пятый члены с неиспользуемыми суммами частот, тогда это уравнение распадается на два соотношения

$$i_c = G_0 U_c \cos \omega_c t - \frac{G_г U_н}{2} \cos(\omega_c t - \varphi); \qquad (167)$$

$$i_н = -G_0 U_н \cos(\omega_н t + \varphi) + \frac{G_г U_c}{2} \cos \omega_н t. \qquad (168)$$

После подстановки значения $i_н$ из (161) в (168) получим:

$$U_н \left(G_0 + \frac{1}{R_н}\right) \cos(\omega_н t + \varphi) = \frac{G_г U_c}{2} \cos \omega_н (t).$$

Так как это уравнение должно быть справедливо для любого момента времени t, то должно быть $\varphi = 0$ и искомое напряжение промежуточной частоты имеет амплитуду

$$U_н = \frac{U_c}{2} \frac{G_г}{G_0 + 1/R_н}. \qquad (169)$$

Подставив этот результат в (167), можно вычислить ток и мощность сигнала. Кроме того, так как одновременно известна мощность контура промежуточной частоты, путем сравнения можно определить к. п. д. преобразования. Величина этого к. п. д. отрицательна, и это означает, что преобразование частоты всегда связано с потерей мощности, равной обычно от 6 до 10 *дб*. Этот результат следовало ожидать, так как диод, работающий в качестве изменяющегося положительного сопротивления, может только уменьшить мощность сигнала. Следует отметить, что для оценки работы схемы правильней было бы отнести потери в смесительном каскаде к мощности источника сигнала. Но это возможно только в том упрощенном случае, когда пренебрегают сопротивлением источника сигнала.

10-1-3. Смесители частот с туннельными диодами

Положительные значения к. п. д. преобразования можно получить, если вместо классического диода применить туннельный, который своим отрицательным сопротивлением компенсирует возникающие потери мощности. Одна из таких схем приведена на рис. 10-6 [Л. 163]. Контур сигнала $L_c C_c$ и вход для напряжения $U_г$ гетеродина здесь включены параллельно; последовательно к ним подключен контур промежуточной частоты $L_н C_н$. Чтобы получить выигрыш мощности, нет необ-

ходимости располагать точку покоя туннельного диода в области отрицательного сопротивления, если среднее значение сопротивления в течение всего периода времени работы гетеродина отрицательное [Л. 162].

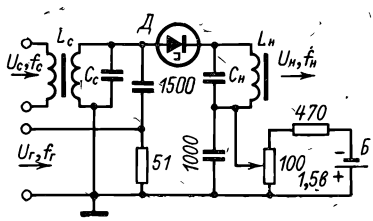


Рис. 10-6. Смесительный каскад с туннельным диодом.

Помимо смесительных функций туннельный диод одновременно может работать в качестве гетеродина, и тогда схема представляет собой автоколебательный смесительный каскад. Если все три резонансных контура такой схемы (рис. 10-7) [Л. 164], включая реактивные параметры туннельного диода, рассматривать как частотнозависимое полное сопротивление, то необходимо выполнить ряд условий.

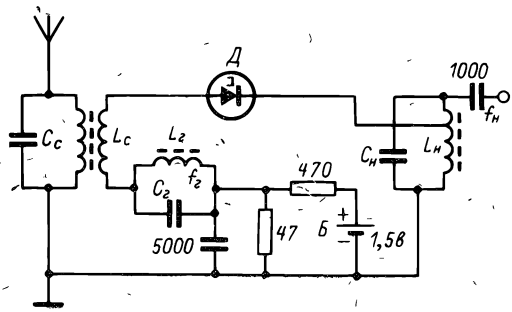


Рис. 10-7. Автоколебательный смесительный каскад с туннельным диодом.

Для начала собственных колебаний $G(f_г) < G_д$; $B(f_г) = 0$;

для устойчивого усиления входного сигнала $G(f_c) > G_{д.н}$; $B(f_c) = 0$;

для устойчивого усиления промежуточной частоты $G(f_н) > G_{д.н}$; $B(f_н) = 0$;

при этом $G_д$ — величина отрицательной проводимости диода в рабочей точке покоя и $G_{дн}$ — среднее значение этой проводимости в течение всего периода работы гетеродина.

10-1-4. Мостовые балансные модуляторы

Схемы модуляции часто находят применение в технике связи и телеизмерительной технике. При этом чаще всего более низкая частота сигнала f_c или целая полоса частот при помощи более высокой несущей частоты $f_г$ преобразуется в другое распределение частот, при этом амплитуда напряжения несущей частоты значительно больше, чем напряжение сигнала, и поэтому практически только она влияет на проводимость диода. Получающиеся в простой схеме модулятора результаты модуляции могут быть разбиты согласно рис. 10-3 на три группы [Л. 165]:

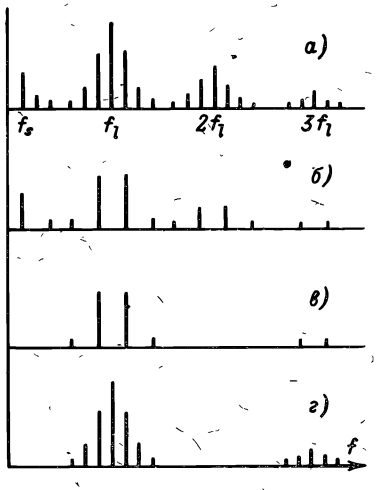


Рис. 10-8. Частотные спектры.
а — простой модулятор, *б* — балансный модулятор; *в* — кольцевой модулятор; *г* — балансный модулятор после замены обоих источников

1. Результаты с $n=0$; $k=0$, 1, 2 и т. д., т. е. с частотами $0, f_c, 2f_c$ и т. д. Они представляют собой первоначальный сигнал и их составляющие, возникшие в модуляторе в результате искажений нежелательны на выходе, так как их частота не изменилась.

2. Результаты с $n=1$; $k=0, \pm 1; \pm 2$ и т. д., т. е. с частотами $f_г$, $f_г \pm f_c$, $f_г \pm 2f_c$ и т. д. Составляющая $f_г$ сама по себе не содержит никакой информации, так что нет никакого смысла в ее передаче. Наоборот, составляющие $f_г \pm 2f_c$ представляют собой собственно сигнал, который делится на две боковых частоты; их передача или по меньшей мере передача одной составляющей необходима. Меньшие по величине составляющие $f_г \pm 2f_c$ и т. д. также нежелательны, так как они свидетельствуют только об искажениях наложенной несущей частоты.

3. Результаты с $n=2$, 3 и т. д.; $k=0$, 1, 2 и т. д. Они аналогичны упомянутым выше составляющим. Эти составляющие передаются кратно несущей частоте и имеют меньшие амплитуды. Поскольку передача кратной не-

сущей частоте не предусмотрена, то она нежелательна.

Для отделения нежелательных составляющих необходимы многозвенные фильтры, а также соответствующий выбор несущей частоты, и это очень усложняет устройства с модуляторами. При передаче всей полосы сигнала особенно затруднительно отделение нужных полос при помощи фильтра. Поэтому более предпочтительно применение различных мостовых схем, которые дают возможность подавить, по крайней мере, некоторые нежелательные составляющие.

Балансный модулятор

На рис. 10-9 изображена простейшая схема балансного модулятора. Эта схема работает с противофазными сигналами, и поэтому для нее необходим симметричный источник сигнала, что достигается при помощи симметричного трансформатора; возможно применение также лампового или транзисторного фазоинвертора. Как видно из рисунка, на каждый из диодов подается напряжение $U_c/2+U_г$. Так как токи i_1 и i'_1 в обеих частях выходного трансформатора протекают в противоположном направлении, то полезной информацией является их разность $i_1—i'_1$. Подстановкой указанных напряжений в уравнение (153) и вычислением разности токов нетрудно установить, что вследствие симметрии составляющие с частотой и кратной ей, а также составляющие с частотой, кратной частоте сигнала, уничтожаются. Таким образом, из первой группы остаются только частота сигнала и нечетные кратные ей частоты, из второй группы — полезная частота $f_г \pm f_c$ с меньшими составляющими $f_г \pm 3f_c$ и т. д., а из других групп — остальные всегда меньшие составляющие $2f_г \pm f_c$ (рис. 10-8,*б*). Напряжение на выходе получается вследствие того, что оба диода во время положительного полупериода напряжения несущей частоты открыты и передают сигнал, а в отрицательный полупериод — наоборот, заперты и сигнал не передается.

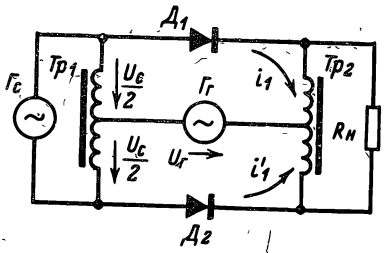


Рис. 10-9. Балансный модулятор.

Кольцевой модулятор

В схеме кольцевого модулятора выходное напряжение изменяется по кривой u'_2, как это показано пунктиром на рис. 10-10, дополняя недостающие полупериоды первоначального изменения напряжения u_2 в схеме балансного модулятора. При одновременном применении обеих этих пар диодов получается «спаренная двухтакт-

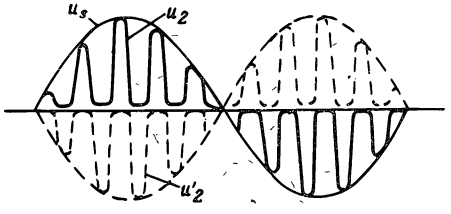


Рис. 10-10. Изменение выходного напряжения у балансного модулятора.

ная схема» по рис. 10-11, которую называют кольцевым модулятором. Этот модулятор дает выходное напряжение по рис. 10-12,*а*, а также спектр частот по рис. 10-8,*в*. Выходное напряжение не содержит ни составляющих с частотой сигнала и частотами, кратными ей, ни составляющих вблизи четных кратностей несущей частоты; оно содержит, наоборот, только полезные составляющие $f_г \pm f_с$, а также небольшие $f_г \pm 3f_с$, $3f_г \pm f_с$ и т. д. и тем самым почти полностью удовлетворяет поставленным условиям.

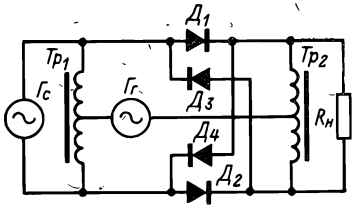


Рис. 10-11. Кольцевой модулятор.

Модулятор Кована

В другой схеме, так называемом модуляторе Кована (рис. 10-13) диоды включены по схеме моста *В*. Эта схема имеет только две пары зажимов, и к одной паре всегда должна быть подключена или последовательно по рис. 10-13,*а*, или параллельно по рис. 10-13,*б* сумма двух напряжений, в данном случае сумма напряжения сигнала и выходного напряжения. Диоды, включенные по рис. 10-13,*а*, открыты, когда полупериоды напряжения несущей частоты в точке *а* положительны, и запер-

ты, когда отрицательны. В первом случае напряжение сигнала передается на выход, а во втором не передается. Принцип работы схемы по рис. 10-13,*б* отличается только тем, что выпрямительный мост подключен в параллельную ветвь делителя напряжения *R*—*B*. Когда выпрями-

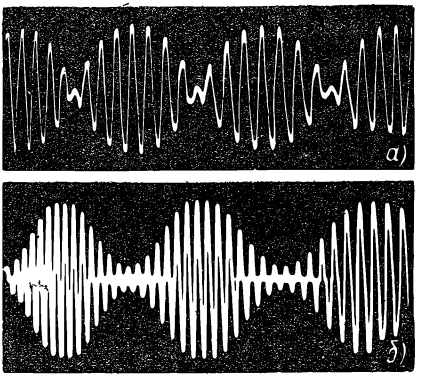


Рис. 10-12. Осциллограммы изменения выходного напряжения

а — у кольцевого или перекрестного модулятора;
б — у модулятора Кована после замены обоих источников

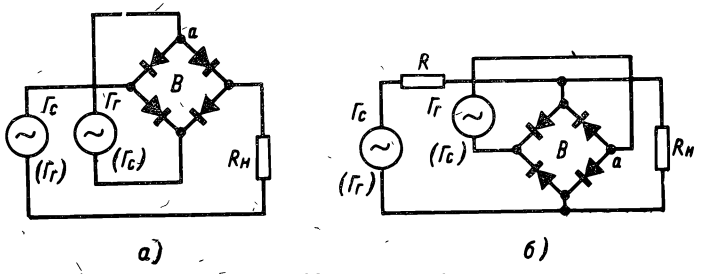


Рис. 10-13. Модулятор Кована.

а — мостовая выпрямительная схема в последовательной цепи; *б* — мостовая выпрямительная схема в параллельной цепи.

тельный мост открыт, выходная сторона модулятора замкнута, а когда он заперт, возможна передача сигнала. Обе схемы не передают к контуру сигнал с несущей частотой и с кратными ей частотами. Поэтому выходное напряжение и спектр частот изменяются точно так же, как у балансного модулятора. Часто источники на входах подключают в обратной последовательности, как это

показано в скобках на рис. 10-13. Так как теперь амплитуда напряжения несущей частоты модулируется с напряжением сигнала, то изменение напряжения получается по рис. 10-12,*б*, а спектр частот — по рис. 10-8,*г*. Само собой разумеется, что у балансного и кольцевого модулятора также можно менять местами источники входов. Возможно также менять местами источник и выход. Аналогичным образом можно получить модуляторы из схем фазовых детекторов или диодных переключателей. Схема, приведенная на рис. 10-14, является модификацией модулятора Кована. Два диода выпрямительного моста заменены двумя резисторами с сопротивлениями r_1 и r_2 одинаковой величины. На рис. 10-15 [Л. 166] показаны два других интересных варианта, полученных из комбинации схем по рис. 4-52 и 4-57 или по рис. 4-50 и 4-56. Одна схема дает выходное напряжение по рис. 10-10, а вторая — по рис. 10-12,*б*.

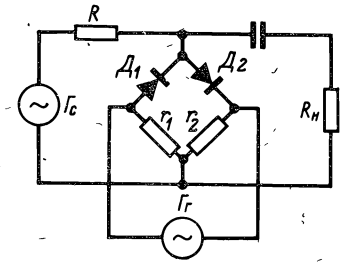


Рис. 10-14. Модулятор Кована (два диода заменены резисторами).

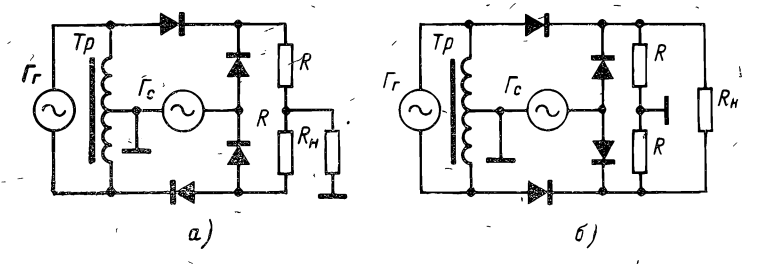


Рис. 10-15. Различные схемы модуляторов.
а — комбинация схем по рис. 4-52 и 4-57; *б* — комбинация схем по рис 4-50 и 4-56

Перекрестный модулятор

Если схему по рис. 10-16,*а* с параллельно включенными источниками выполнить в виде двухтактной балансной схемы, то получается устройство, показанное на рис. 10-16,*б*, которое имеет такие же свойства, как и балансный модулятор. Несколько более сложная схема,

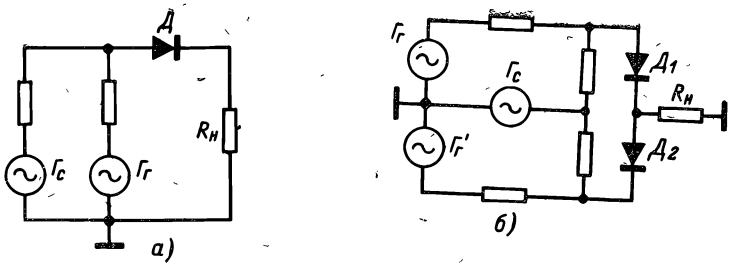


Рис. 10-16. Модуляторы с параллельно включенными источниками
а — простая схема, *б* — балансная схема.

в которой применена «спаренная» двухтактная схема, изображена на рис. 10-17 [Л. 167]. Эту схему называют перекрестным модулятором. Она имеет такие же свойства, как и кольцевой модулятор, но выход у нее несимметричный.

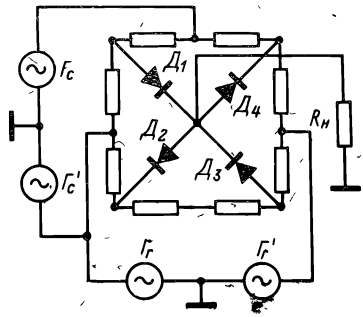


Рис 10-17. Перекрестный модулятор.

10-1-5. Делители частоты

Из смесительного каскада и умножителя частоты можно получить схему, показанную на рис. 10-18 [Л. 168], которая служит для деления подаваемой на вход частоты. Ветвь I содержит диодный смесительный каскад $Д_1$, входы которого питаются основной частотой f и частотой $f-f/n$, при этом последняя подается с выхода ветви II, что будет подробно рассмотрено далее. Необходимая поделенная частота f/n получается как разность частот $f-(f-f/n)=f/n$ на выходе смесительного каскада $Д_1$ и после усиления усилителем $У$ подается на контур L_1C_1, настроенный на эту частоту, а затем частично подводится к ветви II. Последняя содержит умножитель частоты $Д_2$, который частоту f/n умножает на $(n-1)$, благодаря чему получается частота $(n-1)f/n=f-f/n$, которая выделяется настроенным на эту частоту контуром L_2C_2 и подводится к второму входу смесительного каскада $Д_1$. Соотношение деления задается настройкой контуров L_1C_1 и L_2C_2; это соотношение довольно стабильно и тогда, когда добротности контуров не очень высокие.

Резонансный контур L_2C_2 может быть настроен также на частоту $f+f/n$. В этом случае на смесительный каскад поступает частота $(f+f/n)-f$, т. е. так же как и ранее, равная f/n. На рис. 10-19 показано практическое выполнение такого делителя частоты с усилительным каска-

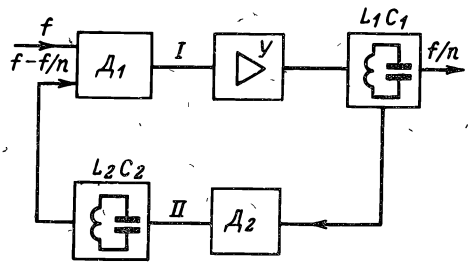


Рис. 10-18. Блок-схема делителя частоты с обратной связью.

дом на транзисторе. Этот делитель частоты уменьшает входную частоту 500 *кгц* в 4 раза, т. е. до 125 *кгц*.

Схема для деления частоты пополам, основанная на эффекте накопления неосновных носителей заряда, изображена на рис. 10-20 [Л. 169]. На рис. 10-21,*а* u_1 — на-

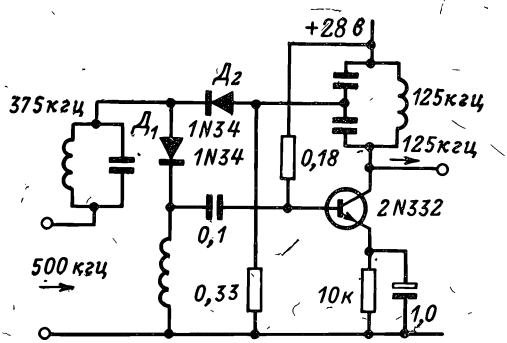


Рис. 10-19. Принципиальная схема делителя частоты с обратной связью.

пряжение источника $Г$, а $U_б$ — напряжение батареи. Собственная частота контура LC равна примерно 0,6 значения частоты, подаваемой на вход; вследствие этого указанный контур при частоте, равной входной, имеет индуктивный характер сопротивления. Поэтому без дио-

да $Д$ ток контура отстает по фазе от напряжения и изменяется по кривой i'_{LC}. Так как диод периодически закорачивает катушку L, то ток в ней содержит еще одну уравновешивающую составляющую и в первый момент изменения, соответствующий промежутку времени f—a, следует примерно параллельно току i'_{LC}. Без диода напряжение u_L на катушке совпадало бы по фазе с напряжением u_1 и напряжение на выходе u'_2 было бы сдвинуто по фазе по отношению к $U_б$.

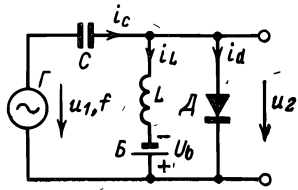


Рис. 10-20. Делитель частоты с диодом с накоплением зарядов.

В момент времени 0, в который это напряжение становится положительным, диод открыт и подключает конденсатор параллельно источнику $Г$, а катушку L — параллельно батарее $Б$. Поэтому через диод протекает ток конденсатора, который в стационарном режиме изменялся по кривой i'_C, а здесь увеличивается от пика

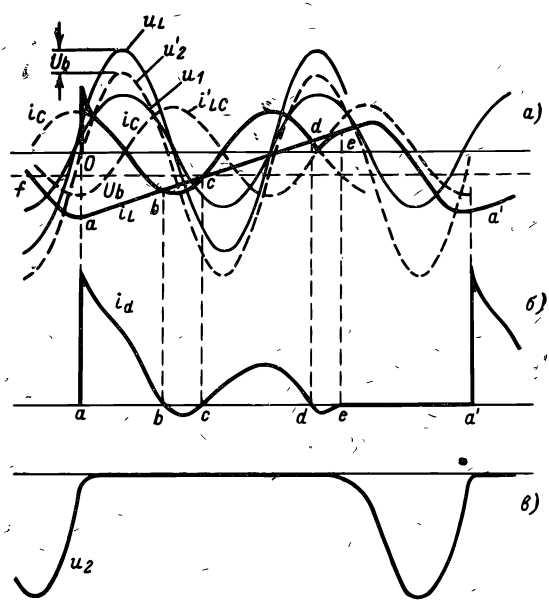


Рис. 10-21. Изменения напряжений и токов у делителя частоты по рис. 10-20.

тока, получающегося в начале заряда конденсатора. Кроме того, через диод протекает еще ток катушки i_L, который от начального значения ao увеличивается линейно с возрастанием величины $di/dt = u_б/L$. И ток диода изменяется по кривой $i'_д = i_c - i_L$, как это показано на рис. 10-21,*б*. В промежутки времени b—c и d—e этот ток протекает в обратном направлении, что возможно благодаря накопленному до этого в диоде заряду; только в точке e ток прерывается. Так как тем временем уже прошел второй период входного напряжения, то весь процесс может повториться только в третьем периоде. Выходное напряжение изменяется по кривой u'_2. Положительные полупериоды, конечно, срезаются, и нечетные отрицательные полупериоды подавляются, так что выходное напряжение изменяется по кривой u_2 и содержит субгармоническую частоту $f/2$ (рис. 10-21,*в*).

В практическом исполнении батарею $Б$ заменяют RC-цепочкой с достаточно большой постоянной времени, на которой возникает напряжение смещения вследствие вентильного действия диода.

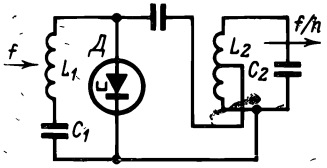


Рис. 10-22. Делитель частоты с туннельным диодом.

На рис. 10-22 [Л. 170] показана схема делителя частоты с туннельным диодом $Д$, который работает аналогично мультивибратору с одним устойчивым положением. Благодаря вентильному действию диода на верхней обкладке конденсатора C_1 образуется положительный заряд, который после нескольких периодов настолько возрастает, что рабочая точка диода скачкообразно переходит через максимум характеристики и только после разряда опять возвращается в первоначальное положение. Таким образом возникают импульсы, которые всегда повторяются после нескольких периодов входного напряжения и при соответствующем выборе параметров схемы возбуждают контур L_2C_2, настроенный на частоту f/n.

10-2. Модуляция путем воздействия на емкость

10-2-1. Общие соотношения [Л. 171, 177]

Когда рабочая точка диода расположена в области запирания, тогда диод имеет большое и примерно постоянное активное сопротивление и модуляция путем

воздействия на сопротивление невозможна. Емкость диода, зависящая от напряжения, теперь может быть использована для модуляции, и тогда модулятор называют реактивным. У модулятора, работающего на принципе воздействия на сопротивление, результат модуляции тока или напряжения получается благодаря нелинейности соотношения $i=F_1(u)$ или обратного соотношения $u=F_2(i)$. У реактивного модулятора основное значение имеет нелинейное соотношение между мгновенным зарядом и напряжением $q=F_3(u)$ или $u=F_4(q)$. Это соотношение получается из уравнения (4). Если для упрощения принять, что напряжение по сравнению со значением в обратном направлении уменьшается, то после подстановки $u'=\Phi-u$ получим:

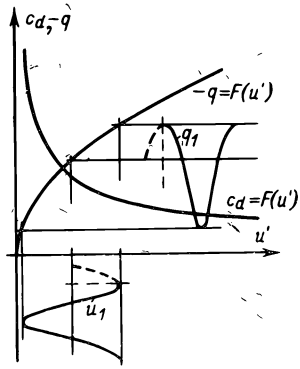


Рис. 10-23. Зависимость емкости диода и заряда от напряжения $\Phi-u$.

$$C_d=\frac{C_{d0}\Phi^{1/2}}{du'^{1/2}}. \qquad (170)$$

Так как дифференциальная емкость определяется как отношение

$$C_d=\frac{dq}{du}=-\frac{dq}{du'},$$

то после подстановки в (170) и интегрирования получим:

$$-q=2C_{d0}\Phi^{1/2}u'^{1/2}$$

или в инверсной форме

$$u'=\frac{q^2}{4C_{d0}^2\Phi}.$$

Из полученного выражения следует, что здесь получается квадратичная парабола (рис. 10-23). Поэтому варикап особенно пригоден для удвоения частоты.

Косинусоидальное напряжение (рис. 10-23), которое приложено к диоду с напряжением смещения в обратном направлении, дает искаженное изменение заряда по вре-

мени. Аналогично (154) здесь справедливо выражение

$$-q=\sum_{n=0}^{\infty} Q_n \cos n\omega_1 t. \qquad (171)$$

Отсюда после дифференцирования

$$i=\frac{dq}{dt}=\sum_{n=0}^{\infty} I_n \sin n\omega_1 t. \qquad (172)$$

Вследствие явно выраженного синусоидального тока напряжение получается несинусоидальным

$$u=\sum_{n=0}^{\infty} U_n \cos n\omega_1 t. \qquad (173)$$

Соответственно два косинусоидальных напряжения, которые одновременно приложены к диоду, дают следующее изменение заряда:

$$-q=\sum_{n,k=0}^{\infty} Q_{n,k} \cos (n\omega_1 \pm k\omega_2) t, \qquad (174)$$

и тогда ток

$$i=\frac{dq}{dt}=\sum_{n,k=0}^{\infty} I_{n,k} \sin (n\omega_1 \pm k\omega_2) t. \qquad (175)$$

Два явно выраженных синусоидальных тока создают напряжение

$$u=\sum_{n,k=0}^{\infty} U_{n,k} \cos (n\omega_1 \pm k\omega_2) t. \qquad (176)$$

Таким образом, помимо сдвига фаз здесь справедливы аналогичные соотношения, как при модуляции путем воздействия на сопротивление. Однако эта аналогия только формальная, так как при модуляции путем воздействия на сопротивление всегда возникают потери мощности и повышается коэффициент шума. При модуляции путем воздействия на емкость, когда емкость диода имеет малые потери, не возникает никакого ослабления сигнала; в противоположность этому, когда источник напря-

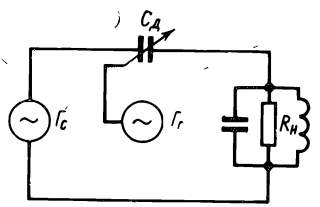


Рис. 10-24. Схема замещения смесительного каскада.

жения накачки может отдавать мощность источнику сигнала, при преобразовании достигается выигрыш. Кроме того, не возникает никакого существенного повышения коэффициента шума. Для более подробного объяснения этого явления рассмотрим здесь еще раз смесительный каскад, описанный в § 10-1-2, предположив теперь, что он работает как реактивность. При этом диод согласно рис. 10-24 рассматривается как регулируемая емкость $C_д$, которая вследствие наличия напряжения накачки колеблется несинусоидально вокруг своего среднего значения C_0 с основной частотой $\omega_г$. Так как основная частота $\omega_г$ была выбрана для получения вспомогательной частоты $\omega_н = \omega_г - \omega_с$, то необходимо только ее и рассматривать. Таким образом, можно исходить из следующего изменения емкости:

$$C_д = C_0 + C_1 \cos \omega_1 t, \qquad (177)$$

амплитуды которых C_0 и C_1 могут быть определены при помощи соотношений, аналогичных (164) и (165). Поскольку напряжения $u_с$ и $u_г$ остаются достаточно малыми, то для заряда справедливо выражение

$$q \approx C_д(u_с - u_г) \approx C_д [U_с \cos \omega_с t - U_н \cos(\omega_н t + \varphi)],$$

где $U_н$ — напряжение на $R_н$ (рис. 10-24), $\omega_н$ — частота настройки контура.

Отсюда после подстановки значения $C_д$ из (177) получим:

$$q = C_0 U_с \cos \omega_с t - C_0 U_н \cos(\omega_н t + \varphi) + \frac{C_1 U_с}{2} \cos(\omega_1 + \omega_с) t +$$
$$+ \frac{C_1 U_с}{2} \cos(\omega_г - \omega_с) t - \frac{C_1 U_н}{2} \cos[(\omega_г + \omega_н) t + \varphi] -$$
$$- \frac{C_1 U_н}{2} \cos[(\omega_г - \omega_н) t - \varphi].$$

Если для разностей $(\omega_г - \omega_с)$ и $(\omega_г - \omega_н)$ в четвертый и шестй члены подставить результаты из (160), а третий и пятый члены с неиспользуемыми суммами частот исключить из рассмотрения, то это соотношение распадается на два уравнения

$$q_с = C_0 U_с \cos \omega_с t - \frac{C_1 U_н}{2} \cos(\omega_с t - \varphi) \qquad (178)$$

и

$$q_{\text{н}} = -C_0 U_{\text{н}} \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi) + \frac{C_1 U_{\text{с}}}{2} \cos \omega_{\text{н}} t, \quad (179)$$

где $q_{\text{н}}$ — заряд емкости контура.

Если в уравнение для напряжения вспомогательного контура

$$U_{\text{н}} \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi) = R_{\text{н}} i_{\text{н}} = R_{\text{н}} \frac{dq_{\text{н}}}{dt}$$

подставить дифференциальную правую часть уравнения (179), то получим:

$$U_{\text{н}} \cos(\omega_{\text{н}} t + \varphi) - U_{\text{н}} \omega_{\text{н}} C_0 R_{\text{н}} \sin(\omega_{\text{н}} t + \varphi) = -\frac{U_{\text{с}} \omega_{\text{н}} C_1 R_{\text{н}}}{2} \sin \omega_{\text{н}} t. \quad (180)$$

Так как это уравнение должно быть справедливо для любого момента времени, то по теореме Пифагора имеем:

$$U_{\text{н}}^2 + U_{\text{н}}^2 \omega_{\text{н}} C_0 R_{\text{н}}^2 = \frac{U_{\text{с}}^2 \omega_{\text{н}} C_1^2 R_{\text{н}}^2}{4}.$$

Тогда искомое выходное напряжение равно:

$$U_{\text{н}} = \frac{U_{\text{с}}}{2} \frac{\omega_{\text{н}} C_1}{\sqrt{(\omega_{\text{н}} C_0)^2 + \frac{1}{R_{\text{н}}^2}}}. \quad (181)$$

Если подставить в (180), например, $\omega_{\text{н}} t = \pi/2 - \varphi$, то можно определить сдвиг фаз

$$\cos \varphi = \frac{\omega_{\text{н}} C_0 R_{\text{н}}}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{н}} C_0 R_{\text{н}})^2}}.$$

При помощи уравнений (178) и (179) можно вычислить остальные величины. Так, дифференцированием (178) по $\omega_{\text{с}}$ найдем составляющую тока

$$i_{\text{с}} = -U_{\text{с}} \omega_{\text{с}} C_0 \sin \omega_{\text{с}} t + U_{\text{с}} \frac{\omega_{\text{с}} \omega_{\text{н}}^2 C_0 C_1^2 R_{\text{н}}^2}{4(1 + \omega_{\text{н}}^2 C_0^2 R_{\text{н}}^2)} \sin \omega_{\text{с}} t -$$

$$- U_{\text{с}} \frac{\omega_{\text{с}} \omega_{\text{н}} C_1^2 R_{\text{н}}}{4(1 + \omega_{\text{н}}^2 C_0^2 R_{\text{н}}^2)} \cos \omega_{\text{с}} t$$

и его амплитуду

$$I_c = U_c \left[j\omega_c \frac{C_0 + \omega_н^2 C_0 R_н^2 \left(C_0^2 - \frac{C_1^2}{4} \right)}{1 + \omega_н^2 C_0^2 R_н^2} - \frac{\omega_c \omega_н \frac{C_1^2}{4} R_н}{1 + \omega_н^2 C_0^2 R_н^2} \right].$$

Легко убедиться в том, что то же значение тока можно было бы получить, если к источнику сигнала по рис. 10-25 через емкостный π-элемент было бы подключено отрицательное сопротивление $-R_н f_н / f_c$. Таким обра-

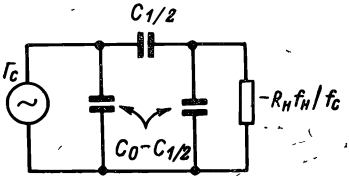


Рис. 10-25. Схема замещения цепи нагрузки для источника сигнала в схеме по рис. 10-24.

зом, благодаря процессу накачки из пассивной схемы, состоящей из диода и двух резонансных контуров, получилась активная схема с отрицательным сопротивлением.

10-2-2. Соотношения мощностей

Для обобщения этих результатов рассмотрим схему, приведенную на рис. 10-26, в которой источники накачки $Г_г$ и сигнала $Г_c$ через фильтры $Ф_г$ и $Ф_c$, настроенные

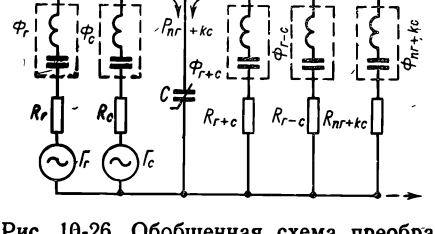


Рис. 10-26. Обобщенная схема преобразователя частоты.

только на соответствующие частоты $f_г$ и f_c, подключены к нелинейному конденсатору C. Далее параллельно последнему через фильтры $Ф_{г+с}$ и $Ф_{г-с}$ и т. д., настроенные на одну комбинацию частот, включены нагрузочные со-

противления $R_{г+с}$, $R_{г-с}$, ..., $R_{nг+kс}$, в которых вследствие модуляции возбуждаются токи соответствующих частот.

При фиксированном значении емкости конденсатора C возможно возникновение в нем синусоидального тока сигнала и отстающего от него на 90° синусоидального напряжения. Тогда, как известно, к конденсатору подводится только реактивная мощность, которая в течение четверти периода потребляется от источника, а в течение следующей четверти опять возвращается ему, так что ее среднее значение равно нулю. Однако этого не получается, когда у конденсатора значение емкости изменяется, как это было уже показано в § 7-4, где конденсатор в зависимости от фазы изменения емкости потреблял мощность от источника сигнала или отдавал ее источнику.

В действительности в конденсаторе без потерь мощность не может ни возникнуть, ни исчезнуть. Поэтому для средних значений мощностей, которые согласно рис. 10-26 могут быть отданы конденсатору C от отдельных ветвей, справедливо выражение

$$\sum_{n,k} P_{n,k} = 0.$$

Это выражение также верно, если его умножить на любое число, т. е. когда

$$\sum_{n,k} P_{n,k} \frac{nf_г + kf_с}{nf_г + kf_с} = 0,$$

или в другом виде

$$f_г \sum_{n,k} \frac{nP_{n,k}}{nf_г + kf_с} + f_с \sum_{n,k} \frac{kP_{n,k}}{nf_г + kf_с} = 0.$$

Так как это уравнение должно быть справедливо для любых частот $f_г$ и $f_с$, то каждое из его слагаемых должно быть также равно нулю, отсюда

$$\sum_{n,k} \frac{nP_{n,k}}{nf_г + kf_с} = 0 \qquad (182)$$

и

$$\sum_{n,k} \frac{kP_{n,k}}{nf_г + kf_с} = 0. \qquad (183)$$

По этим уравнениям определяется распределение средних мощностей отдельных контуров при зависящей

от напряжения реактивности без потерь [Л. 173 и 174]. При этом значения $P_{n,k}$ — это средние мощности, которые соответствуют частотам $nf_г+kf_с$. Их знак положителен, когда мощность подводится к конденсатору, и отрицателен, когда от него мощность отбирается. Указанное суммирование должно производиться по всем частотам того контура, который нагружен сопротивлением, величина которого не равна нулю и не бесконечно велика, так что при этой частоте мощность подводится или отбирается.

10-2-3. Смеситель возрастающих частот

Часто мощность отбирается только посредством пассивного контура, который настроен на «промежуточную частоту», т. е. на сумму или разность частот. Если используется сумма частот, то уравнения (182) и (183) содержат только частоты $f_г(n=1,\ k=0)$, $f_с(n=0,\ k=1)$ и $f_г+f_с(n=1,\ k=1)$ и после подстановки значений для n

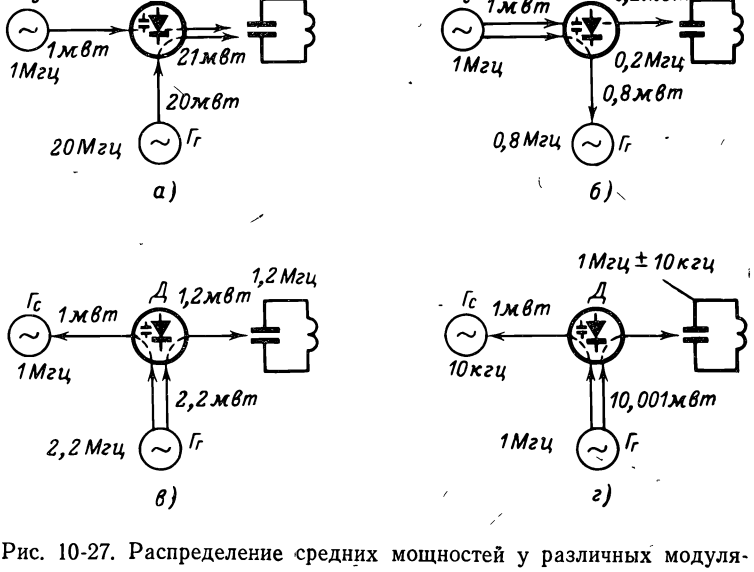


Рис. 10-27. Распределение средних мощностей у различных модуляторов.

а — смеситель возрастающих частот, *б* — смеситель с отрицательным сопротивлением для $f_t<f_s$, *в* — то же для $f_t>f_s$; *г* — то же для $f_t \gg f_s$.

и k получим:

$$\frac{P_г}{f_г}+\frac{P_{г+с}}{f_г+f_с}=0 \qquad (184)$$

и

$$\frac{P_с}{f_с}+\frac{P_{г+с}}{f_г+f_с}=0. \qquad (185)$$

Таким образом, мощности отдельных контуров пропорциональны соответствующим частотам. Так как мощность $P_{г+с}$ пассивного контура всегда может быть только отрицательной, то мощности обоих источников должны быть положительны. Отсюда следует, что каждый источник дает мощность, пропорциональную его частоте, и сумма этих мощностей отбирается посредством пассивного контура с суммарной частотой. Из (185) видно, что коэффициент усиления мощности равен:

$$K_р=\left|\frac{P_{г+с}}{P_с}\right|=\frac{f_{г+с}}{f_с}=\frac{f_н}{f_с}$$

и пропорционален повышению частоты. Коэффициент усиления мощности всегда имеет конечное значение, и схема безусловно устойчива. Это обстоятельство наглядно иллюстрирует рис. 10-27,*а* для случая, когда источник сигнала при частоте 1 *Мгц* дает мощность 1 *мвт*, тогда как генератор накачки работает с частотой 20 *Мгц*. На рис. 10-28 [Л. 175] показан пример для такого смесительного каскада. Оба варикапа $Д_1$ и $Д_2$ питаются через настроенный трансформатор *Тр* частотой накачки 20 *Мгц*, при этом источник сигнала подключен к среднему выводу вторичной обмотки трансформатора. Усиленный сигнал отбирается от контура $L_нC_н$ с частотой 21 *Мгц*.

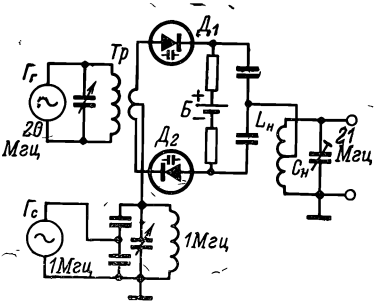


Рис. 10-28. Смеситель, возрастающих частот по рис. 10-27,*а* для сигнала высокой частоты

10-2-4. Смеситель частот и усилитель с отрицательным сопротивлением

Совершенно иная ситуация возникает, когда выходной контур настроен на разность частот $f_н=\pm(f_г-f_с)$.

В зависимости от частоты накачки $f_г$ могут быть разные случаи.

Когда $f_г < f_с$ и $f_н = -f_г + f_с$, то после подстановки $n = -1$; $k = 0$ для частоты накачки $n = 0$; $k = 1$ для частоты сигнала и $n = -1$; $k = 1$ для разности частот получим:

$$\frac{P_г}{f_г} - \frac{P_{с-г}}{f_с - f_г} = 0;$$

$$\frac{P_с}{f_с} + \frac{P_{с-г}}{f_с - f_г} = 0.$$

Так как мощность пассивного контура может быть только отрицательной, то источник накачки должен получать мощность, а источник сигнала давать положительную мощность, большая часть которой без всякой пользы подводится к генератору накачки. Этот процесс наглядно показан на рис. 10-27,*б*. Коэффициент усиления мощности определяется снижением частоты и поэтому меньше единицы

$$K_р = \left| \frac{P_{с-г}}{P_с} \right| = \frac{f_с - f_г}{f_с} = \frac{f_н}{f_с};$$

Здесь результат получается еще более неблагоприятным, чем у смесителей на активных сопротивлениях, так как возникающее там снижение мощности не зависит от отношения частот.

Более благоприятны результаты, когда частоту накачки выбирают $f_г > f_с$. В этом случае после подстановки $n = 1$; $k = 0$ для частоты накачки $n = 0$; $k = 1$ — для частоты сигнала и $n = 1$; $k = -1$ для разности частот получим:

$$\frac{P_г}{f_г} + \frac{P_{г-с}}{f_г - f_с} = 0; \qquad (186)$$

$$\frac{P_с}{f_с} - \frac{P_{г-с}}{f_г - f_с} = 0. \qquad (187)$$

Здесь мощность подается только от источника накачки и распределяется между контурами сигнала и выхода, как это в качестве примера показано на рис. 10-27,*в*. Выходной сигнал может быть отобран со вспомогательного контура с частотой $f_н = f_г - f_с$, и тогда схема соответствует случаю, рассмотренному на рис. 10-21. Легко можно показать, что полученный результат согласуется с уравнением (187).

Так как по рис. 10-25 сопротивление нагрузки $R_н$ вследствие преобразования частоты становится равным $-R_н f_н/f_с$, к нему приложено выходное напряжение $U_н$, и от источника сигнала получают мощность

$$P_с = \frac{U_н^2 f_с}{-R_н f_н}.$$

Одновременно мощность выходного контура равна:

$$-P_н = \frac{U_н^2}{R_н}.$$

Подставив эти обе мощности в (187), получим:

$$-\frac{U_н^2}{R_н f_н} + \frac{U_н^2}{R_н f_н} = 0.$$

Это выражение подтверждает правильность полученного ранее результата.

Коэффициент усиления мощности здесь также определяется повышением частоты

$$K_р = \frac{P_{г-с}}{-P_с} = -\frac{f_г - f_с}{f_с} = -\frac{f_н}{f_с}.$$

Отрицательный знак означает, что у источника сигнала сопротивление отрицательное. Эту схему называют дифференциальным смесителем, она может быть неустойчива и должна при некоторых обстоятельствах стабилизироваться дополнительными элементами схемы.

Выходной сигнал можно снимать также и со стороны входа, где вследствие отрицательного сопротивления возникает повышение напряжения и тем самым усиление мощности. В этом случае схема работает как «непосредственный усилитель», который уже был рассмотрен в § 7-4. Когда частота накачки равна удвоенной частоте сигнала или отличается от этого значения столь мало, что частоты $f_с$ и $f_г - f_с$ могут иметь общий резонансный контур, то получается «вырожденный параметрический усилитель», у которого вся мощность накачки подводится к контуру сигнала, и поэтому коэффициент усиления мощности наибольший.

Когда, наконец, частота сигнала по рис. 10-27,*г* значительно ниже частоты накачки, тогда частоты $f_г \pm f_с$ отличаются друг от друга столь мало, что для них может быть применен выходной контур, настроенный на

частоту $f_г$. После подстановки $n=1$ и $k=\pm 1$ для выходной частоты получим:

$$\frac{P_г}{f_г}+\frac{P_{г+с}}{f_г+f_с}+\frac{P_{г-с}}{f_г-f_с}=0;$$

$$\frac{P_с}{f_с}+\frac{P_{г+с}}{f_г+f_с}-\frac{P_{г-с}}{f_г-f_с}=0.$$

Если предположить, что обе части выходной мощности $P=P_{г+с}+P_{г-с}$ одинаковы, тогда

$$P_г=-\frac{f_г^2}{f_г^2-f_с^2}P\approx -P$$

и

$$P_с=\frac{f_с^2}{f_г^2-f_с^2}P\approx\left(\frac{f_с}{f_г}\right)^2 P.$$

Коэффициент усиления мощности получается высокий и равен:

$$K_р=\left|\frac{P}{P_с}\right|=\left(\frac{f_г}{f_с}\right)^2.$$

На рис. 10-29 [Л. 176] показана такая схема. Сигнал со спектром частот от 0 до 500 *гц* при помощи мостовой схемы с диодами $Д_1$ и $Д_2$, которая питается частотой накачки 150 *кгц*, смешивается с этой частотой (рис. 10-30).

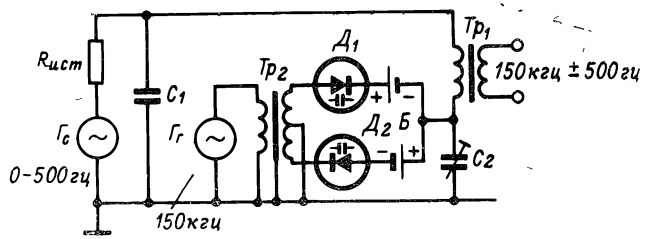


Рис. 10-29. Преобразователь частоты по рис. 10-27,*б* для напряжения сигнала низкой частоты.

В приведенных схемах источники смещения в большинстве случаев могут быть заменены *RC*-цепочкой с достаточно большой постоянной времени, на которой возникает необходимое напряжение смещения вследствие вентильного действия варикапов. В [Л. 172] отмеча-

ется, что варикапы в таких случаях в течение небольшой части периода работают в прямом направлении, вследствие чего получается накопление неосновных носителей заряда, которые могут существенно изменять результат.

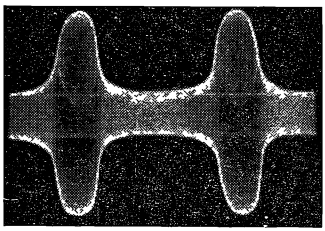


Рис. 10-30. Осциллограмма напряжения высокой частоты, которое модулируется синусоидальным низкочастотным сигналом в схеме по рис. 10-29; отчетливо видно искажение огибающих вследствие нелинейной зависимости емкости диода.

На рис. 10-31 [Л. 178] приведены в качестве примера практические возможности применения таких реактивных смесительных каскадов для телевизора. В исполнении по рис. 10-31,*а* оба смесителя частот питаются от одного и того же генератора накачки $Г_г$, так что выходная частота равна первоначальной частоте сигнала и поэтому должна быть еще более снижена при помощи другого смесительного каскада телевизора. В исполнении по рис. 10-31,*б* каждый смеситель частот имеет свой генератор накачки $Г_{г1}$ и $Г_{г2}$, частоты которых выбраны так, что выходной сигнал содержит уже промежуточную частоту телевизора $f_н = 38$ *Мгц*, тогда нет необходимости

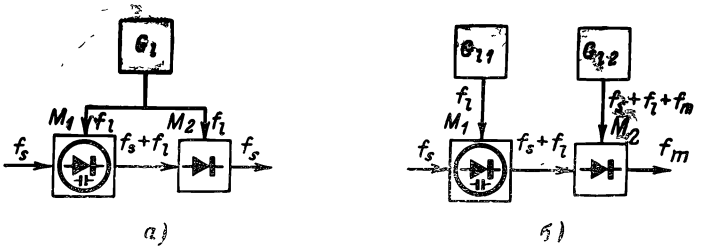


Рис. 10-31. Блок-схема реактивного смесителя частот со смесителем на активных сопротивлениях для телевизионного приемника.
а — с общим генератором накачки; *б* — с отдельным генератором для каждого смесителя

в третьем смесителе частот и отпадают связанные с ним потери. При этом, однако, является проблемой поддержание постоянства разности частот обоих генераторов накачки.

Рассмотрим теперь несколько подробней схему, показанную на рис. 10-32. Контуры для частот $f_г$ и $(f_c+f_г)$ образуются объемными резонаторами, которые связаны между собою посредством разреза и варикапа $Д_1$. Второй смеситель отличается только тем, что в нем вместо варикапа применен обычный диод $Д_2$ для УКВ диапазона. Особое преимущество этого предварительного уси-

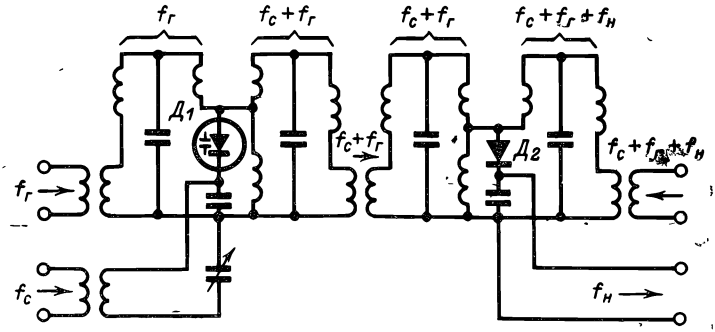


Рис. 10-32. Принципиальная схема устройства по рис. 10-31,*б*.

лителя состоит в том, что у него низкий коэффициент шума, равный всего 4 *дб*. Недостатком его является необходимость в двух довольно дорогих клистронных генераторах, так как необходимая мощность УКВ от 10 до 20 *мвт* современными туннельными диодами не может быть получена.

10-2-5. Умножители и делители частоты

На рис. 10-33 приведены принципиальные схемы умножителей частоты [Л. 170, 180].

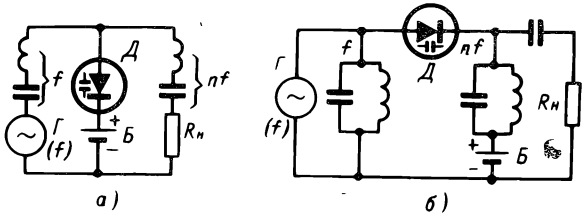


Рис. 10-33. Принципиальные схемы реактанцного умножителя или делителя частоты.

а — контур включен параллельно диоду, *б* — контур включен последовательно с диодом.

У умножителей частоты на активных элементах к. п. д. всегда меньше $1/n^2$, тогда как у умножителей частоты на реактивных элементах его можно получить значительно большим. Если мощность снимать при желаемой n-й гармонической составляющей, то по (182) справедливо выражение

$$\frac{P_f}{f}+\frac{nP_{nf}}{nf}=0 \ldots P_{nf}=-P_f. \qquad (188)$$

Таким образом, в идеальном случае к. п. д. равнялся бы 100%. На практике он достигает 80% и более.

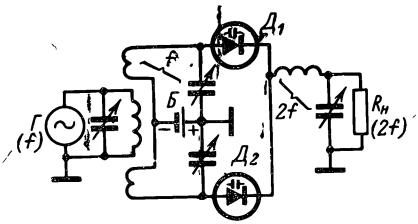


Рис. 10-34. Реактивный удвоитель частоты.

На рис. 10-34 [Л. 181] показана схема умножителя для удвоения входной частоты с 30 до 60 *Мгц*. Затем эта частота другим таким же каскадом, не показанным на схеме, повышается до 120 *Мгц*. Общий к. п. д. здесь равен 80%.

Схема по рис. 10-33 может служить также в качестве делителя частоты, но только тогда нужно выходной контур настроить на составляющую частоты f/n. Соотношение (188) здесь остается справедливым.

Из рис. 10-27,*в* следует, что такая же схема может создавать также две любых частоты f_1 и f_2, которые не являются ни кратными, ни дробными частями основной частоты: для этого достаточно, чтобы соблюдалось соотношение $f_1+f_2=f_г$. Такой режим работ получается благодаря тому, что при помощи напряжения накачки в обоих LC-контурах создается отрицательное сопротивление. Тогда при достаточно большой мощности накачки в одном из этих контуров появляются собственные колебания, которые способствуют возникновению разности частот.

В заключение следует еще отметить, что непосредственный расчет реактивных схем не всегда так прост, как это можно предположить из уравнений (182), (183). Исходным пунктом этих уравнений является положение, что у конденсатора без потерь мощность не возникает и не исчезает. Таким образом, когда источник накачки совсем не потребляет мощности, при помощи этих уравнений можно определить, как она распределяется на отдельные контуры.

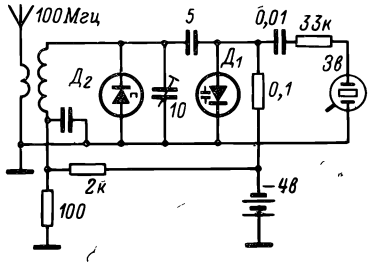


Рис. 10-35. Частотномодулированный гетеродин.

10-3. Частотная модуляция

Емкость диода, зависящую от напряжения, часто используют для модуляции высокой частоты генератора сигналом низкой частоты. На рис. 10-35 [Л. 182] показан пример такой схемы, которая представляет собой миниатюрный передатчик для передачи воспроизводимой звукозаписи. Варикап $Д_1$ с напряжением смещения в обратном направлении образует часть емкости резонансного контура, который с туннельным диодом $Д_2$ работает как гетеродин. Звукосниматель *Зв* соединен с варикапом через конденсатор емкостью 10 000 *пф*. Конденсатор емкостью 5 *пф* препятствует замыканию гетеродином напряжения низкой частоты, а резистор 33 *ком* определяет напряжение высокой частоты от звукоснимателя.

10-4. Импульсная модуляция

10-4-1. Амплитудно-импульсный модулятор

Если у усилителя по рис. 7-17 выходное напряжение снимать до интегрирующей цепочки *CLC*, то это напряжение представляет собой серию импульсов (рис. 10-36), амплитуда которых следует за изменением напряжения сигнала. Таким образом, схема работает как амплитудно-импульсный модулятор.

10-4-2. Широтно-импульсный модулятор

У амплитудного ограничителя (рис. 10-37), который питается от источника *Г* пилообразным напряжением высокой частоты и уровень ограничения которого управ-

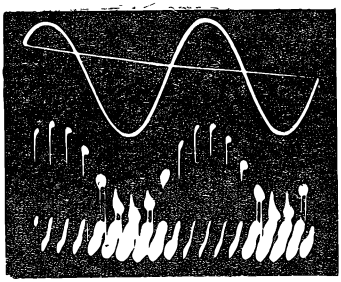


Рис. 10-36. Осциллограмма выходного импульса на зажимах *а—b* схемы по рис. 7-17 (вверху напряжение сигнала).

ляется напряжением сигнала низкой частоты U_c, вырезанная часть кривой изменяется, как это показано на рис. 10-38. Низкочастотная составляющая ради наглядности здесь не показана. Из пилообразного напряжения вырезаются трапециевидные отрезки, ширина которых пропорциональна мгновенному значению напряжения сигнала. Это трапециевидное напряжение может быть в конечном итоге отделено от низкочастотной составляющей, благодаря чему возникает последовательность импульсов, модулированных по ширине.

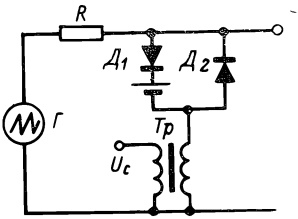


Рис. 10-37. Амплитудный ограничитель с несущим напряжением пилообразной формы и с уровнем ограничения, управляемым напряжением сигнала.

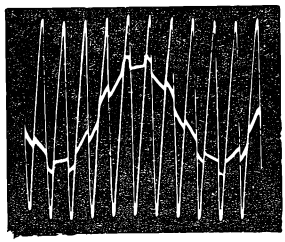


Рис. 10-38. Осциллограмма выходного напряжения схемы по рис. 10-37.

10-4-3. Фазово-импульсный модулятор

Из модулированных по ширине импульсов может быть простым образом получен третий вид импульсной модуляции — фазово-импульсная модуляция. Модулированные по ширине импульсы (рис. 10-39,*б*) дифференцируются, после чего отрицательные импульсы срезаются при помощи диода и тогда остается серия импульсов U_{pp} (рис. 10-39,*в*), у которых опережение t отдельных импульсов по отношению к середине первоначального импульса пропорционально мгновенному значению напряжения сигнала u_c.

10-4-4. Другие импульсные модуляторы

К импульсным модуляторам может быть отнесена также схема по рис. 10-40 [Л. 183], у которой из двух серий импульсов U_{p1} и U_{p2} получается третье импульсное напряжение с разностью частот $f_{p1}—f_{p2}$. При помощи цепочки C_1R_1 серия входных импульсов дифференцируется. Из полученных таким образом остроконечных импульсов отрицательные подводятся через диод $Д_3$

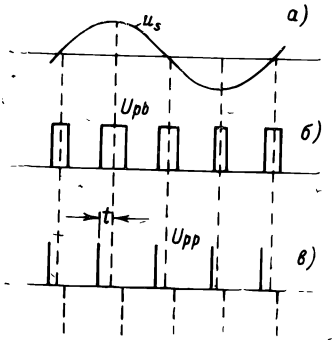


Рис. 10-39. Получение импульсов, модулированных по фазе.
а — модулирующий сигнал; *б* — импульсы, модулированные по длительности, *в* — остроконечный импульс, модулированный по фазе.

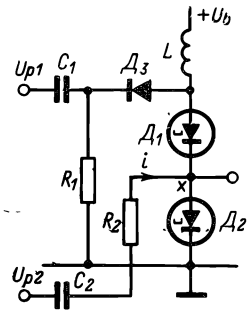


Рис. 10-40. Схема получения разности двух частот следования импульсов.

к аноду верхнего туннельного диода $Д_1$. Вследствие этого положительное напряжение питания пары диодов $Д_1$, $Д_2$ исчезает на время действия отрицательного импульса, и тогда они могут получать другую фазу напряжения в зависимости от направления тока выпрямителя i, который в этот момент времени протекает через цепочку C_2R_2 к узловой точке x. Этот ток, попеременно положительный или отрицательный, получается из второй серии импульсов путем отделения составляющей постоянного тока при помощи конденсатора C_2. Когда ток поступает в точку x, то режим опрокидывания пары диодов получается в фазе с более высоким напряжением в этой точке, тогда как в противоположном направлении этот режим получается с более низким напряжением. Благодаря чему в точке x получается импульсное напряжение, частота которого равна разности обеих частот на входе.

ЧАСТЬ III

ПРИМЕРЫ СХЕМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

В дополнение к предыдущим главам здесь приведены еще некоторые типичные схемы, которые или представляют собой различные практические случаи применения отдельных типов диодов, или не соответствуют принятой нами классификации схем.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ПРИМЕНЕНИЯ КЛАССИЧЕСКИХ ДИОДОВ

11-1. Отметчик времени

На рис. 11-1 [Л. 184] представлена схема для преобразования формы сигнала, при помощи которой из синусоидального напряжения создаются короткие выходные импульсы, пригодные, например, для синхронизации или для отметки времени на осциллограммах. Входное напряжение сначала выпрямляется мостовой выпрямительной схемой и затем дважды дифференцируется цепочками C_1R_1 и C_2R_2. При этом после первого дифференцирования входное напряжение может быть усилено. На рис. 11-2 показано изменение напряжения в точках b, c и d, где видно, что выходные импульсы возникают как раз в момент перехода через нуль входного напряжения и имеют довольно крутую форму.

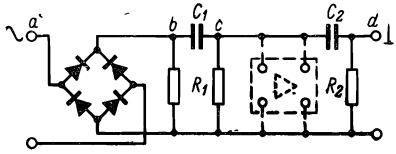


Рис. 11-1. Отметчик времени.

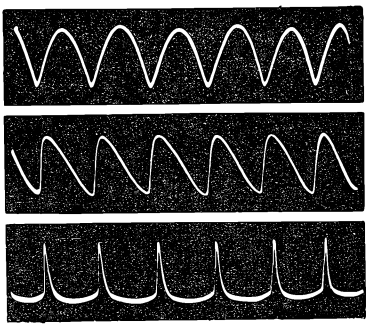


Рис. 11-2. Осциллограммы к схеме по рис. 11-1.

11-2. Динамический ограничитель

В устройстве по рис. 11-3 выпрямительная мостовая схема служит для динамического ограничения или расширения диапазона напря-

жения низкой частоты. Проводимостью моста B_1, который образует параллельную ветвь делителя напряжения 800 *ом*—B_1 управляет напряжение сигнала, усиленное лампой $Л_2$ и выпрямленное мостовой выпрямительной схемой B_2 В зависимости от полярности этого напряжения проводимость моста B_1 или увеличивается и тогда

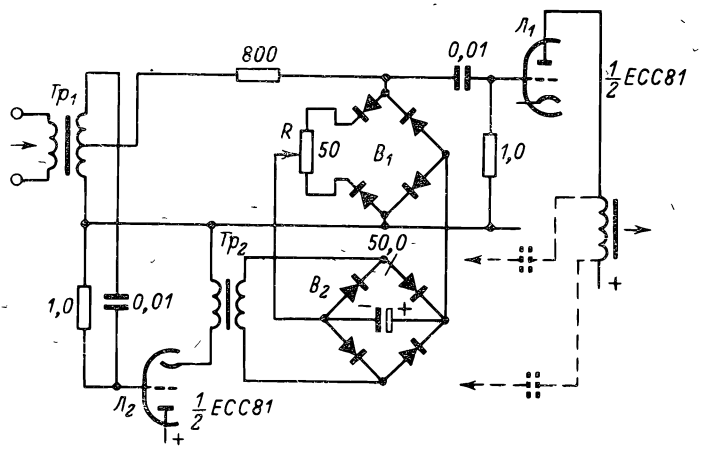


Рис 11-3 Мостовая схема динамического ограничителя или расширителя динамического диапазона (экспандера).

схема работает как ограничитель, или уменьшается и получается расширение динамического диапазона При помощи потенциометра R можно скомпенсировать неизбежный разброс параметров диодов.

Мост B_2 вместо питания с входной стороны может получать его также с выхода усилителя $Л_1$, который показан на схеме пунктиром. В этом случае регулирование получается замкнутым и поэтому у ограничителя не может возникнуть перерегулирования; одновременно упрощается схема, так как отпадает необходимость в лампе $Л_2$ и трансформаторе $Тр_2$.

Если мост B_1 питать не от лампы $Л_2$, а от генератора с номинальной частотой 5 *гц*, то возникает периодическое затухание напряжения сигнала и схема работает как вибратор

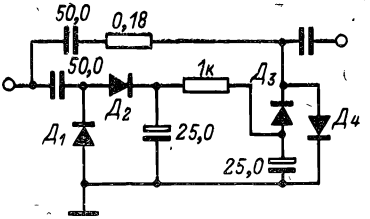


Рис. 11-4. Простая схема динамического ограничителя.

На рис 11-4 [Л 186, 187] показана более простая схема динамического ограничителя. Напряжение сигнала снижается делителем напряжения 0,18 *Ом* ($Д_3$‖$Д_4$), диоды которого с выходной стороны управляются удвоителем напряжения $Д_1$ и $Д_2$, питаемым напряжением сигнала. Резистор 1 *ком* и два конденсатора емкостью по 25 *мкф* служат для фильтрации выпрямленного напряжения сигнала.

11-3. Ограничитель помех

Схема, изображенная на рис. 11-5 [Л 188], служит для ограничения помех у радиоприемника. Резонансный контур LC_1 с диодом $Д_1$ и элементами схемы C_2, R_1, C_3 представляет собой детектор, который в точке a дает, во-первых, составляющую постоянного напряжения U_2 и, во-вторых, низкочастотную составляющую mU_2. Последняя отфильтровывается фильтром R_4C_4, постоянная времени которого равна примерно 0,1 *сек*, так что к точке c приходит только составляющая постоянного напряжения. Нагрузкой являются два одинаковых резистора R_2 и R_3, общая точка которых b имеет по

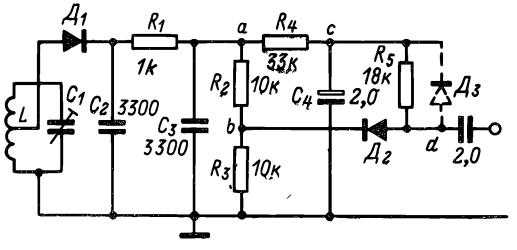


Рис. 11-5. Схема ограничителя помех.

отношению к корпусу напряжение $(1 \pm m)U_2/2$. Тогда напряжение между точками c—b равно:

$$u_{cb} = U_2 - \frac{U_2}{2}(1 \pm m) = \frac{U_2}{2}(1 \mp m).$$

Так как при неискаженном воспроизведении глубина модуляции m обычно меньше единицы, то это напряжение всегда имеет положительную полярность, поэтому напряжение сигнала подается через диод $Д_2$ на выходные зажимы d.

Если помимо напряжения сигнала демодулируются еще отдельные импульсы помех, то составляющая постоянного напряжения остается почти без изменения, напряжение же помех ограничивается до значения $U_2/2$, так как диод $Д_2$ при превышении этого значения работает в обратном направлении. Улучшить работу схемы можно при помощи третьего диода $Д_3$ [Л. 189], который открывается одновременно с запиранием диода $Д_2$ и через конденсатор C_4 соединяет выходной зажим с корпусом.

11-4. Вольтметр действующих значений с равномерной шкалой

На рис. 11-6 представлена схема вольтметра переменного тока [Л. 190], которая содержит схему, возводящую в квадрат измеряемое напряжение и дает возможность получать показания в действующих значениях при приблизительно равномерной шкале. Как известно, схема, возводящая в квадрат, обычно одновременно с показанием действующих значений дает и квадратичный характер шкалы. Оба эти проявления, однако, не всегда должны быть неотделимо связаны друг с другом.

Равномерная шкала здесь получается благодаря тому, что к выходу схемы, возводящей в квадрат (аналогично, как на рис. 6-62), подключен конденсатор C довольно большой емкости, параллельно которому включен через добавочное сопротивление $R_{доб}$ измерительный механизм. Так как постоянная времени разряда этой RC-цепочки больше самого большого периода напряжения, подлежащего измерению, то получающееся на зажимах конденсатора постоянное на-

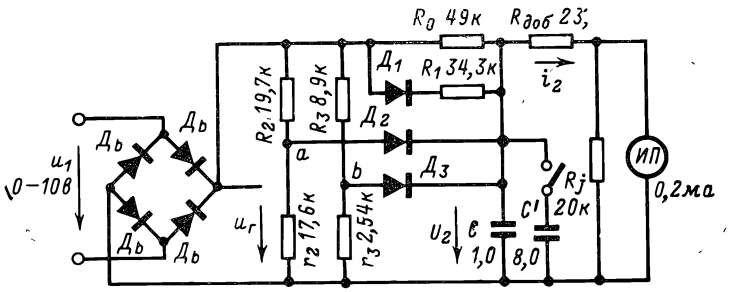


Рис. 11-6 Вольтметр с показанием действующих значений и равномерной шкалой.

пряжение в течение периода изменения входного напряжения остается неизменным, благодаря чему оно создает фиксированное напряжение смещения U_2 для диодов $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$.

Предположим, что переменное напряжение, подлежащее измерению, настолько велико, что получается наибольшее напряжение смещения $U_{2макс}$ и благодаря этому полное отклонение стрелки прибора. При этом до тех пор, пока мгновенное значение напряжения u_c—$U_{2макс}$ еще очень мало, все диоды $Д_1$, $Д_2$ и $Д_3$ заперты и ток протекает только через резистор R_0 49 к, что соответствует начальному отрезку *0—1* характеристики передачи (рис. 11-7). Как только мгновенное напряжение достигнет значения $U_{г1}=U_{2макс}+U_t$, диод $Д_1$ отпирается и включает параллельно R_0 резистор R_1, что соответствует отрезку *1—2* характеристики. Когда при дальнейшем изменении напряжения в узловой точке *a* напряжение достигнет мгновенного значения $U_{2макс}+U_t$, то при напряжении

$$u_{г2}=(U_{2макс}+U_t)\left(1+\frac{R_2}{r_2}\right)$$

откроется также и диод $Д_2$ и тем самым включит следующую ветвь параллельно предыдущей и тогда получается третий отрезок *2—3* характеристики. Таким образом, данная характеристика, как и на рис. 6-63, приблизительно квадратичная, но положения мест ее

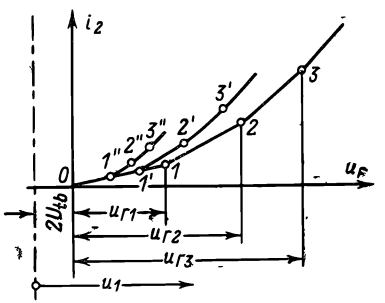


Рис. 11-7 График к схеме по рис. 11-6.

излома *1*, *2*, *3* ... определяются не только обратным напряжением U_t, но прежде всего напряжением U_2, так что каждому отклонению соответствует другая характеристика передачи. Так, например, к переменному напряжению, которому соответствует 67 или 33% от полного отклонения, соответствуют характеристики *0—1′—2′—3′* или *0—1″—2″—3″*, у которых координаты напряжений мест излома по сравнению с координатами мест излома *1*, *2*, *3* укорочены в отношении $0{,}67\,U_{2макс}+U_t/U_{2макс}+U_t$ или $0{,}33\,U_{2макс}+U_t/U_{2макс}+U_t$. Если напряжение $U_{2макс}$ значительно больше обратного напряжения U_t, так же как и напряжение в точке излома характеристики U_{1b} диодов $Д_b$ мостовой выпрямительной схемы, то эти аналогичные друг другу характеристики уменьшаются приблизительно в том же соотношении, как напряжение U_2 и отклонение примерно линейно пропорционально действующему значению измеряемого напряжения.

Конечное отклонение можно точно установить сопротивлением R_j. Конденсатор C' подключают при измерении напряжений очень низкой частоты.

11-5. Фазометр

Схема по рис. 11-8 [Л. 191] служит для измерения угла сдвига фаз между двумя напряжениями одной и той же частоты. Без приложенных измеряемых напряжений через измерительный механизм прибора от батареи $Б$ протекает ток, равный $U_б/R$. Вследствие этого в точке e возникает небольшое отрицательное напряжение U_e (по отношению к корпусу) благодаря падению напряжения на сопротивлении измерительного механизма и на диоде $Д_0$, включенном в прямом направлении. При подключении одного из измеряемых напряжений, например u_1, в течение промежутка времени t_{ab}, когда

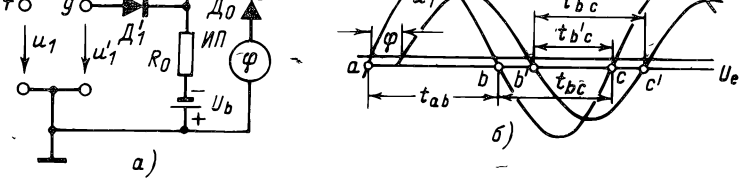


Рис. 11-8. Фазометр.

а — принципиальная схема, *б* — график, иллюстрирующий работу схемы

входной зажим имеет положительный потенциал, больший, чем в точке e, диод $Д_0$ заперт и ток $U_б/R_0$ в его цепи прекращается. В остальной промежуток времени t_{bc} заперт диод $Д$ и ток $U_б/R_0$ может протекать. Поскольку напряжение на входе значительно больше напряжения U_e, то промежуток времени t_{bc} с хорошим приближением соответствует половине периода. В этом случае среднее значение тока независимо от величины напряжения на входе равно примерно $U_б/(2R_0)$.

Если подключить только второе измеряемое напряжение, тогда ток протекает аналогичным образом, но в течение промежутка вре-

мени $t_{b,c'}$. При одновременном подключении обоих измеряемых напряжений время протекания тока уменьшается на промежуток $t_{b,c'}$, который при отсутствии сдвига фаз между напряжениями равен примерно половине периода. При сдвиге фаз 180° ток совсем не протекает. Таким образом, при изменении угла сдвига фаз от 0 до 180° ток изменяется от нуля до $U_б/(2R_0)$.

Достоинство этой схемы состоит в том, что независимость от величины входных напряжений здесь достигается простым образом, недостаток ее — невозможность отличить емкостной сдвиг от индуктивного.

11-6. Усилитель для дуплексной связи

На рис. 11-9 [Л 192] показана схема усилителя, который дает возможность передавать разговоры по двухпроводной линии L_1 и L_2 одновременно в обоих направлениях. Принцип работы такого усилителя основан на том, что посредством применения спаренного кольцевого модулятора (диоды $Д_1$—$Д_4$ и $Д'_1$—$Д'_4$) вход и выход каскада $Л$ усилителя периодически переключается с ультразвуковой

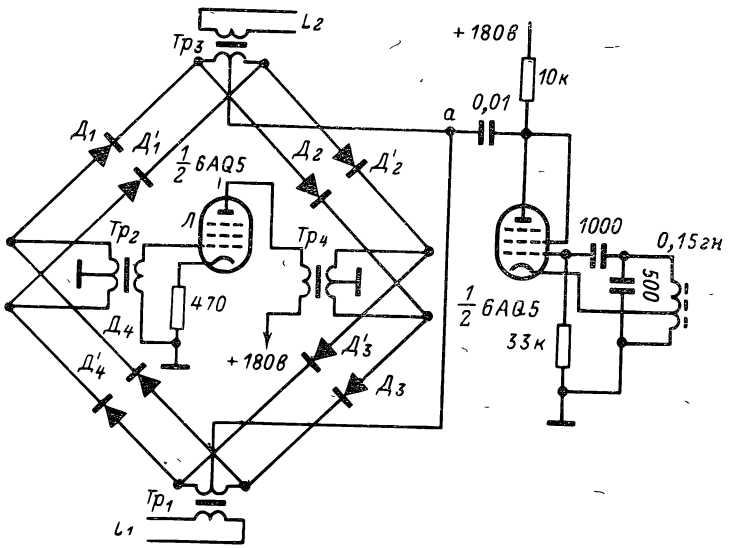


Рис. 11-9 Усилитель для дуплексной связи.

частотой. Во время положительного полупериода напряжения переключения в точке a диоды $Д_2$, $Д'_2$ и $Д_4$, $Д'_4$ открыты и соединяют линию L_1 через трансформаторы $Тр_1$ и $Тр_2$ с входной стороной, а линию L_2 — через трансформаторы $Тр_3$ и $Тр_4$ с выходной стороной, так что усиление происходит в направлении от L_1 к L_2. В отрицательный полупериод открыты диоды $Д_1$, $Д'_1$ и $Д_3$, $Д'_3$ и они соединяют линию L_2 с входной стороной, а линию L_1 — с выходной и усилитель работает в противоположном направлении, а именно от L_2 к L_1. Так как переключение происходит с частотой выше

звуковой, то оба абонента не замечают процесса переключения. Напряжение переключения частотой 18 *кгц* создается второй половиной лампы 6AQ5, которая работает как генератор.

11-7. Измерительный преобразователь постоянного тока в переменный

Кольцевой модулятор с диодами $Д_1$—$Д_4$ (рис 11-10) [Л. 193] преобразует постоянный ток, подлежащий измерению, величиной порядка 10^{-6} *а*, в переменное напряжение, которое усиливается уси-

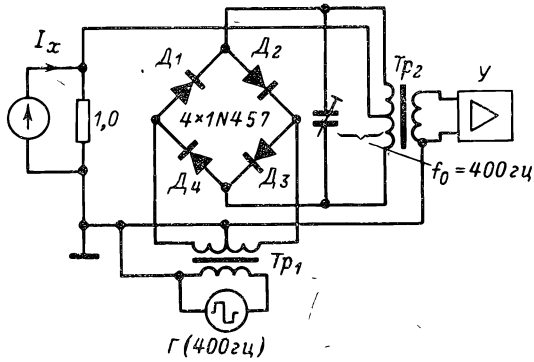


Рис 11-10. Преобразователь постоянного тока в переменный для измерения малых постоянных токов.

лителем *У* и затем может быть измерено обычным способом. Измеряемый ток *I* создает на резисторе 1 *Мом* постоянное напряжение. Это напряжение преобразуется вспомогательным напряжением 10 *в*, 400 *гц* в переменное напряжение прямоугольной формы и через трансформатор $Тр_2$, настроенный на частоту 400 *гц*, подводится к усилителю *У*. Дрейф нуля усилителя не превышает 10^{-7} *а*.

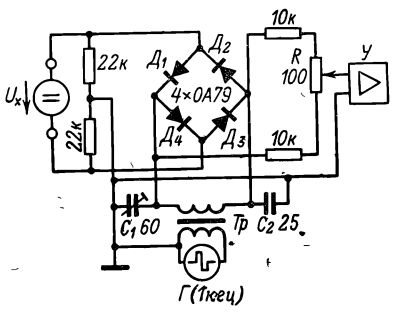


Рис 11-11 Преобразователь постоянного тока в переменный для измерения малых постоянных напряжений.

На рис 11-11 [Л 55] показана схема преобразователя постоянного тока в переменный для измерения малых постоянных напряжений порядка 50 *мкв*. Достоинством схемы является то, что нет необходимости в симметричном трансформаторе, так как здесь симметрия получается при помощи конденсаторов C_1 и C_2 и потенциометра *R*.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ПРИМЕНЕНИЯ СТАБИЛИТРОНОВ

12-1. Элементы напряжения смещения, связи и защиты от перенапряжений

В схеме по рис. 12-1,*а* [Л. 194] стабилитрон $Д_1$ заменяет сопротивление в цепи эмиттера усилительного каскада T. Стабилитрон необходимо выбирать так, чтобы его напряжение стабилизации было равно требуемому напряжению смещения. При этом рабочую точку транзистора следует установить так (в данном случае вспомогательным резистором R'), чтобы мгновенное значение тока не могло быть ниже $I_{0ст}$. Так как сопротивление диода в этом случае очень мало, то оно при усилении постоянного тока не создает никакой обратной связи, однако, учитывая шумы самого диода, его рекомендуется шунтировать конденсатором C.

Аналогично работающий стабилитрон $Д_2$ может быть также применен как элемент связи и в усилителе постоянного тока, который снижает напряжение на коллекторе предыдущего каскада до необходимой величины для последующей базы. Сопротивления резисторов R_1 и R_2 должны быть выбраны такой величины, чтобы мгновенное значение тока, протекающего через стабилитрон $Д_2$, не уменьшалось ниже $I_{0ст}$.

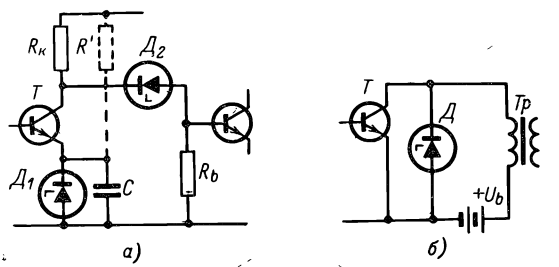


Рис. 12-1. Применение стабилитронов в усилительных схемах.

а — элемент напряжения смещения или связи, *б* — защита от перенапряжения силового транзистора

Стабилитроны в технике низких частот могут быть использованы также для защиты от перегрузок или перенапряжений. Особый интерес представляет схема, изображенная на рис. 12-1,*б*, где стабилитрон ограничивает положительные пики напряжений, которые могут возникнуть при перегрузках.

Такой же результат может быть получен с двумя последовательно соединенными стабилитронами, подключенными параллельно первичной обмотке трансформатора, но в приведенной схеме нет необходимости во втором стабилитроне. Кроме того, собственная емкость стабилитрона благодаря напряжению смещения уменьшается, что выгодно для передачи более высоких частот.

12-2. Стабилизатор напряжения с регулируемым выходным напряжением

На рис. 12-2 [Л. 57] показана простая схема стабилизатора напряжения, постоянное напряжение которого можно регулировать в пределах от 12 до 14 *в*. Стабилитрон $Д_1$ вместе с резистором R_1 поддерживает в точке *а* напряжение стабилизации 14 *в*. Таким

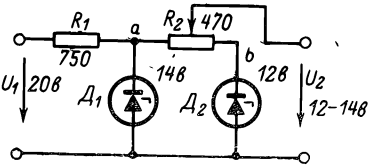


Рис. 12-2. Стабилизатор с регулируемым выходным напряжением.

же образом при помощи стабилитрона $Д_2$ и резистора R_2 в точке *b* поддерживается напряжение 12 *в*. Тогда с движка потенциометра R_2 можно снимать необходимое выходное напряжение.

12-3. Источник опорного напряжения

На рис. 12-3,*а* приведена схема простого стабилизатора постоянного напряжения, в которой стабилитрон *Д*, питаемый через резистор *R* со стороны входа, дает опорное напряжение для базы транзистора *T*. При этом напряжение на выходе поддерживается при-

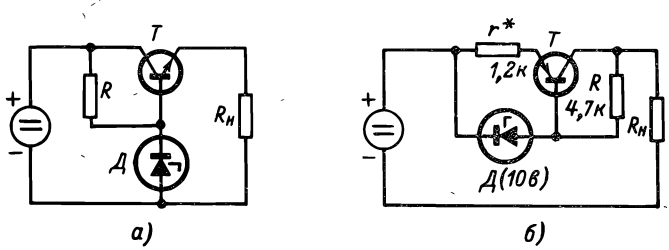


Рис. 12-3. Стабилитроны в качестве источников опорного напряжения.

а — стабилизатор напряжения, *б* — стабилизатор тока

близительно равным напряжению стабилизации. При снижении, например, напряжения на выходе увеличивается ток в цепи базы и открывается транзистор, так что большая часть падения компенсируется.

Схема простого стабилизатора постоянного тока изображена на рис. 12-3,*б*. Ток на выходе регулируется при помощи транзистора *T*, база которого питается через делитель напряжения *Д*—*R*. Выходной

ток создает на сопротивлении резистора r падение напряжения, которое приблизительно равно напряжению стабилизации. Если выходной ток, например, уменьшается, то повышается напряжение на эмиттере и транзистор открывается, отчего происходит соответствующее увеличение тока.

12-4. Фазометр

На рис. 12-4 [Л 195] дана схема фазометра, выполненная на базе фазочувствительного детектора. С одной стороны подводится напряжение сети U, с другой — через трансформатор тока $Тр$ напряжение, зависящее от тока нагрузки. Выходное напряжение фазочувствительного детектора зависит от величины меньшего входного напряжения Так как в данном случае необходимо, чтобы показания зависели только от угла сдвига фаз φ, то при помощи симметричного стабилитрона $Д$ или двух встречно включенных стабилитронов производится ограничение вторичного напряжения трансформатора тока до определенного фиксированного значения. Включенный последовательно в цепь напряжения конденсатор C создает дополнительный сдвиг фаз на 90°, так что схема фактически дает значение $\sin\varphi$. С одной стороны нулевой отметки измерительного механизма производится отсчет емкостного, а с другой — индуктивного сдвига фаз.

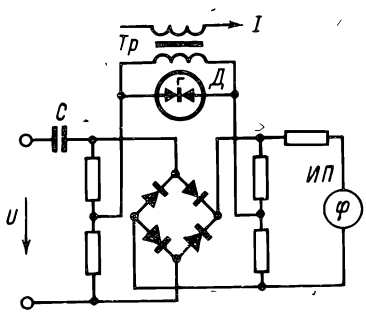


Рис. 12-4. Фазометр со стабилитронами.

12-5. Генератор импульсов

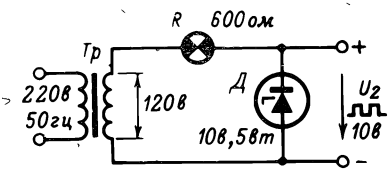


Рис. 12-5. Простой генератор импульсов.

Простая схема генератора импульсов, которая преобразует напряжение сети в импульсы прямоугольной формы, изображена на рис. 12-5 [Л. 57]. Напряжение сети снижается трансформатором $Тр$ и через добавочное сопротивление R (лампа накаливания 120 $в$, 25 $вт$) подводится к стабилитрону $Д$. Стабилитрон полностью срезает отрицательные полупериоды и ограничивает положительные до величины напряжения стабилизации. Благодаря этому на выходе появляются прямоугольные импульсы с частотой следования 50 $гц$ и амплитудой, равной напряжению стабилизации. Если генератор не нагружается, то можно применить менее мощные стабилитроны с большим добавочным сопротивлением.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

ПРИМЕНЕНИЯ ВАРИКАПОВ

13-1. Измерительный преобразователь постоянного тока в переменный

Преобразователь постоянного тока в переменный, схема которого приведена на рис. 13-1 [Л. 196], предназначен для малых постоянных напряжений. Работа схемы основана на управлении емкостями диодов $Д_1$ и $Д_2$. Схема содержит мост, два плеча которого диоды и два плеча резисторы с сопротивлениями одинаковой величины R_1 и R_2. На диагональ моста $a-b$ подается вспомогательное напряжение частотой 100 *кгц*. Кремниевые диоды $Д_1$ и $Д_2$ имеют довольно большое напряжение в точке излома характеристики по-

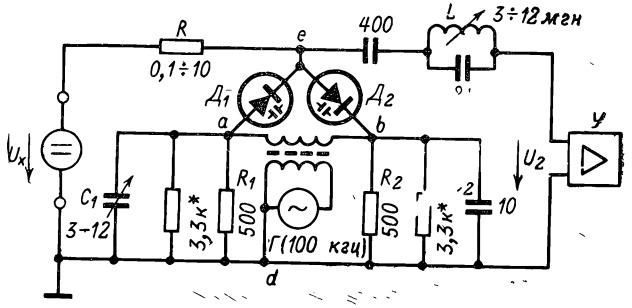


Рис. 13-1. Реактивный измерительный преобразователь постоянного тока в переменный.

рядка 0,7 *в* и поэтому также в течение положительного полупериода без напряжения смещения действуют как чистая емкость. Эти емкости диодов, начальные значения которых равны приблизительно 100 *пф*, управляются вспомогательным напряжением генератора *Г*. Вспомогательное напряжение в точку *е* не попадает, так как мост уравновешен дополнительными элементами схемы. резисторами 3,3 *ком* и конденсаторами C_1 и C_2. Вследствие того что точки *а* и *b* для напряжения сигнала имеют одинаковый потенциал, мост между точками *е* и *d* представляет собой изменяемую емкость $C=C_1+C_2$, включенную последовательно с параллельно соединенными резисторами R_1 и R_2, которая через резистор R заряжается напряжением U_x, подлежащим измерению. Это сопротивление довольно большое, поэтому при быстрых изменениях емкости ее заряд остается приблизительно постоянным, т. е. $q=Cu=\text{const}$. После дифференцирования получим:

$$dq = C_{до}du + U_x dC = 0.$$

Здесь для малых изменений напряжения и емкости $\Delta C \approx dC$ и $\Delta u \approx du$ и для выходного напряжения, получающегося в результате

модуляции, справедливо выражение

$$U_2 = \Delta u = -U_x \frac{\Delta C}{C_{d0}},$$

где C_{d0} — начальное значение емкости диодов C_1+C_2, ΔC — изменение емкости и U_2 — удвоенная амплитуда выходного напряжения. Чтобы получить возможно большую выходную мощность, емкостное сопротивление на выходе моста компенсируется при частоте 100 *кгц* регулируемой индуктивностью L.

13-2. Схема поиска радиостанции

Схема, приведенная на рис. 13-2 [Л 97], дает возможность автоматически перекрывать диапазон радиоприемника до тех пор, пока не будет найдена достаточно сильная несущая волна, т. е. осуществлять так называемый поиск радиостанции. Индуктивность L вместе с варикапом $Д$ образует резонансный контур не показанного на схеме гетеродина супергетеродинного приемника. Этот контур отделен от постоянного тока конденсатором C большой емкости и через резистор R и транзистор T_1 подключен к плюсу батареи с напряжением U_{b1}. Когда транзистор открыт, конденсатор C медленно заряжается, вследствие чего емкость диода уменьшается и приемник перекрывает диапазон. При настройке на достаточно сильную несущую волну детектор дает отрицательное регулирующее напряжение АРУ, часть которого с потенциометра R подводится к базе транзистора T_2. Благодаря этому транзисторы T_1 и T_2 запираются, заряд конденсатора C прекращается и приемник остается настроенным на найденную несущую волну. В том случае, когда найденная станция больше не нужна, транзистор T_1 можно опять открыть нажатием кнопки $Кн_2$ и затем продолжить перекрытие диапазона. После того как пройден весь диапазон конденсатор C можно разрядить нажатием кнопки $Кн_1$ и процесс поиска станции повторяется. При этом остаточный ток транзистора T_1 должен быть меньше обратного тока диода $Д$, в противном случае происходил бы заряд конденсатора C, а тем самым перекрытие диапазона также и при запертом транзисторе.

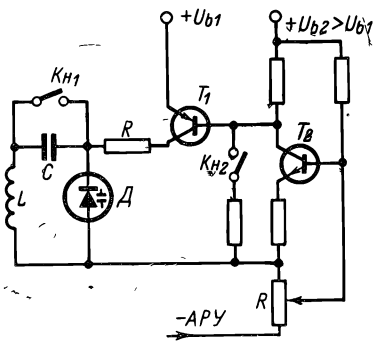


Рис. 13-2 Схема для поиска станции.

13-3. Утроитель частоты

При помощи схемы, изображенной на рис. 13-3 [Л. 197], подаваемая на вход частота 144 *Мгц* утраивается. Входное напряжение через трансформатор $Тр$ и последовательный резонансный контур

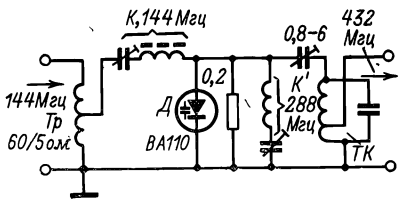


Рис. 13-3 Реактивный утроитель частоты

К, настроенный на частоту 144 *Мгц*, попадает на варикап *Д* типа ВА110. Вследствие выпрямляющего действия диода на резисторе 0,2 *Ом* возникает необходимое напряжение смещения. Контур *ТК*, настроенный на выходную частоту 432 *Мгц*, через небольшой конденсатор связи емкостью от 0,8 до 6 *пф* подключен к диоду Так как в схеме одновременно возникает также нежелательная двойнай частота 288 *Мгц*, то предусмотрен еще отсасывающий фильтр *К'*, настроенный на эту частоту

Выходная частота лежит в диапазоне дециметровых волн. Поэтому выходной контур *ТК* выполнен в виде коаксиального объемного резонатора, который настраивается перемещением электрода, лежащего против торцевой поверхности внутреннего провода. Отвод от внутреннего провода является выходом. Коэффициент полезного действия устройства около 55%.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

ПРИМЕНЕНИЯ ТУННЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

14-1. Схемы защиты

Схема защиты миллиамперметра от перегрузки показана на рис. 14-1,*а* [Л. 198]. Здесь максимальный ток туннельного диода *Д* немного больше номинального тока миллиамперметра. Вследствие

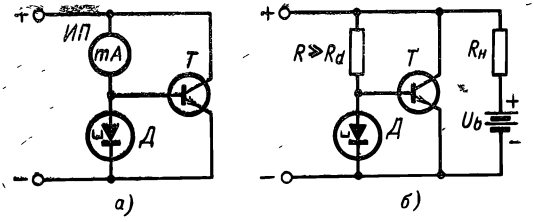


Рис 14-1 Схемы защиты с туннельными диодами

а — миллиамперметр, *б* — для индикации перенапряжений.

этого при нормальном режиме падение напряжения на туннельном диоде очень мало. Благодаря этому транзистор остается запертым и в его цепь коллектора из измерительной цепи ток почти не протекает.

Как только будет превышен допустимый ток, диод $Д$ опрокидывается, транзистор отпирается и бо́льшая часть измеряемого тока протекает через него.

Аналогичным образом работает схема по рис. 14-1,*б* [Л. 44]. При недопустимом повышении напряжения на входе туннельный диод опрокидывается и включает транзистор, который имеет в цепи коллектора резистор, используемый для подачи соответствующего сигнала.

14-2. Автоматическое зарядное устройство

На рис. 14-2 [Л. 44] показана схема зарядного устройства, которое после заряда автоматически отключается или его зарядный ток снижается до небольшого значения. Батарея $Б$ подключена к выпрямителю через регулируемую цепь, которая помимо транзисторов T_1 и T_2 содержит еще и туннельный диод $Д$, питающийся через резистор R_1. При подключении аккумулятора напряжение в точке a снижается, туннельный диод $Д$ опрокидывается в режим с низким напряжением и запирает транзистор T_1. Вследствие этого возрастает напряжение на базе транзистора T_2 и он полностью отпирается. Тогда на батарею подается максимальный зарядный ток, устанавливаемый сопротивлением резистора r_1. Когда батарея полностью зарядится, напряжение в точке a возрастает и диод опрокидывается в режим с высоким напряжением, отчего транзистор T_1 отпирается и T_2 запирается, и тогда батарея подзаряжается только небольшим током, устанавливаемым сопротивлением реостата R_2.

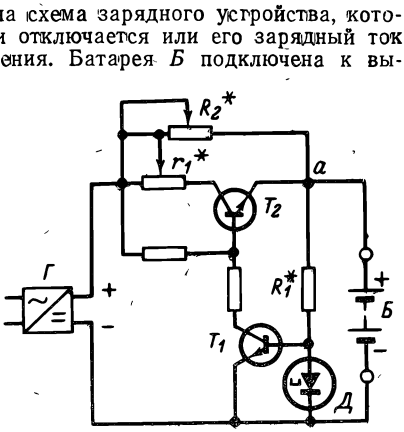


Рис 14-2. Схема автоматического зарядного устройства

14-3. Генераторы

Генератор, схема которого приведена на рис. 14-3 [Л 199], преобразует э. д. с. термопары в переменное напряжение. Силовой туннельный диод из арсенида галлия питается напряжением 0,12 *в* от свинцово-теллуридной термопары *p-n* и дает при частоте 300 *гц* мощность переменного тока 0,15 *вт*, которая трансформатором $Тр$ преобразуется в необходимое для потребителя $R_н$ напряжение.

Схема контрольного генератора изображена на рис. 14-4 [Л. 200]. Колебания частотой 1 *Мгц*, создаваемые туннельным диодом $Д_1$ модулируются по амплитуде напряжением низкой частоты второго генератора. Амплитудная модуляция происходит благодаря тому, что выходное напряжение второго диода, который питается немного более низким напряжением, периодически изменяет напряжение питания диода $Д_1$ при помощи трансформатора низкой частоты.

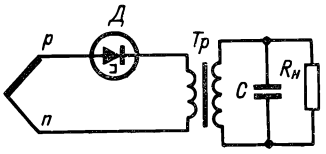


Рис. 14-3. Схема для преобразования э. д. с. термопары в переменное напряжение.

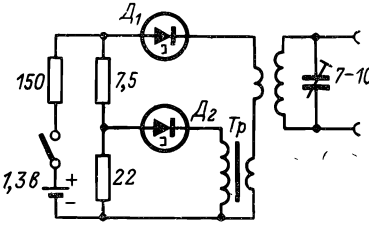


Рис. 14-4. Амплитудномодулированный контрольный генератор.

На рис. 14-5 показана схема генератора, применяемая для дистанционного управления. Для поддержания постоянной частоты 27 и 255 *Мгц* генератор выполнен с кварцевой стабилизацией. Генератор импульсов на диоде с двойной базой $Д_1$ предназначен для создания амплитудной модуляции. Передающая антенна представляет собой проволоку длиной 38 *см*, которая подключена в схему через удлинительную катушку L_2. Этим устройством можно управлять чувствительным супергетеродинным приемником на расстоянии до 22 *м*

Другая схема генератора дана на рис. 14-6 [Л 202]. Это необычайно простой частотно-модулированный генератор, который может перекрывать расстояние в несколько метров Частотная модуляция возникает благодаря тому, что микрофонный сигнал изменяет напряжение питания диода *Д* и таким образом осуществляется управление его собственной емкостью.

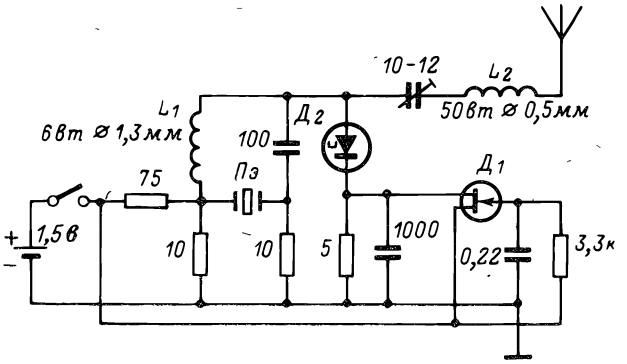


Рис. 14-5. Генератор с кварцевой стабилизацией частоты для дистанционного управления.

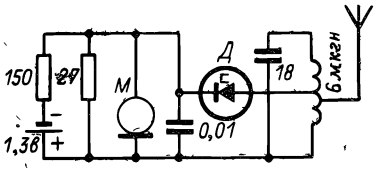


Рис 14-6 Простой частотно-модулированный генератор.

14-4. Индикатор резонанса

Схема, показанная на рис. 14-7 [Л 203], представляет собой полупроводниковый вариант известного прибора для измерения провала напряжения. Главным элементом этой схемы является генератор на туннельном диоде $Д_1$ с резонансным контуром LC. При приближении катушки L к катушке другого LC-контура, настроенного на ту же частоту, от контура генератора отбирается энергия и амплитуда его колебаний уменьшается. Так как характеристика

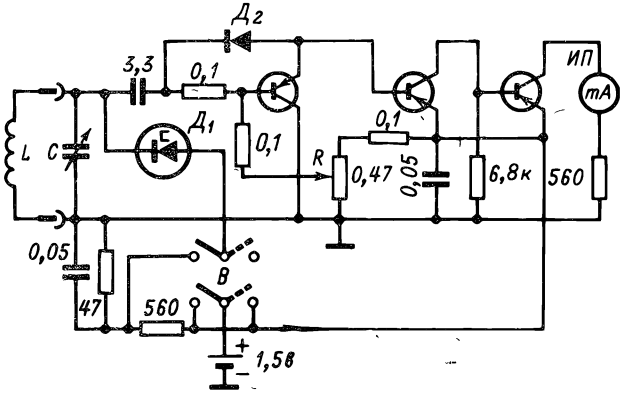


Рис. 14-7. Схема индикатора резонанса.

диода искривлена также и в области отрицательных сопротивлений, то одновременно уменьшается и составляющая постоянного тока, что может быть обнаружено по миллиамперметру [Л. 204]. Чувствительность индикации резонанса в данной схеме повышается посредством автономного диодного детектора $Д_2$ в соединении с трехкаскадным усилителем постоянного тока. Потенциометром R стрелка миллиамперметра устанавливается на нулевую отметку. Прибор снабжен шестью сменными катушками и охватывает диапазон частот от 3,3 до 260 *Мгц*. В правом положении переключателя B туннельный диод отключается и остальная часть схемы может быть применена в качестве абсорбционного волномера.

14-5. Смесительные каскады

При приеме УКВ преобразование частоты рационально производить туннельными диодами, работающими в автоколебательном режиме. При помощи схемы по рис. 14-8 [Л. 15] входная частота преобразуется в промежуточную частоту 200 *кгц*. Последняя усиливается RC-усилителем, не показанным на схеме, и затем демодулируется. Контур L_1, 33 *пф*, связанный с антенной-диполем, настроен на входную частоту. Элементы L_2 и $C+СД_1$ образуют резонансный контур гетеродина, который создает колебания с частотой $(f_с+200\ кгц)/2$ и автоматически подстраивается варикапом. Сигнал, подаваемый на вход, смешивается с второй гармонической состав-

ляющей напряжения гетеродина и получается промежуточная частота 200 *кгц*, которая снимается с резистора 200 *ом*, включенного в цепь источника питания. Недостатком этой схемы является необходимость в двух настроенных контурах, а также малое значение сопротивления связи 200 *ом*, которое нельзя увеличивать, учитывая устойчивость работы диода.

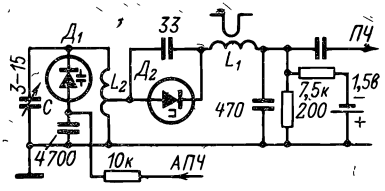


Рис. 14-8. Автоколебательный смесительный каскад с туннельным диодом.

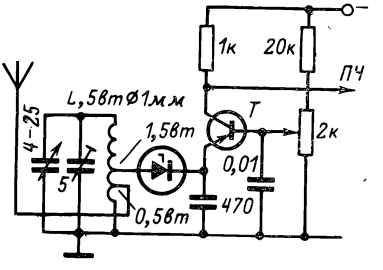


Рис. 14-9. Автоколебательный смесительный каскад с туннельным диодом и транзистором.

Этот недостаток устранен в схеме по рис. 14-9 [Л 205]. Так как избирательность антенного контура небольшая, можно от него отказаться и соединить антенну с отводом катушки L гетеродина. Связь последующих каскадов происходит через транзистор T, включенный по схеме с общей базой, который, во-первых, питает туннельный диод постоянным током и, во-вторых, усиливает промежуточную частоту.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ ДИОДОВ С ДВОЙНОЙ БАЗОЙ

15-1. Метроном

На рис. 15-1 [Л. 206] показана схема электронного метронома, в которой обычный часовой механизм с маятником заменен генератором импульсов и громкоговорителем. Схема генератора в основном такая же, как и на рис. 9-17; резистором 1 *Мом* можно устанавливать от 40 до 210 ударов в минуту.

15-2. Преобразователь напряжения в частоту

Схема, приведенная на рис. 15-2 [Л. 207], дает возможность преобразовать изменяющееся напряжение в импульсы, частота следования которых на выходе оказывается пропорциональной значению напряжения на входе. Эта схема используется для телеизмерений. Входное напряжение u_1 изменяет ток в цепи коллектора транзистора T и тем самым замедляет или ускоряет заряд конденсатора

C, благодаря чему соответственно изменяется частота следования импульсов генератора $Д$. Начальное значение этой частоты устанавливается при помощи делителя напряжения R_1—R_2. Благодаря последовательно включенному конденсатору емкостью 100 *мкф*, ука-

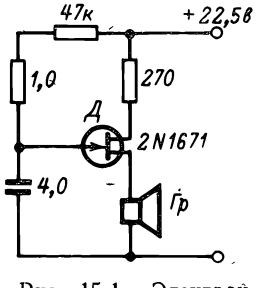


Рис 15-1. Электронный метроном.

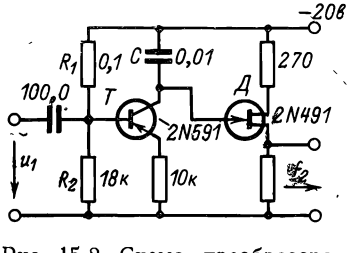


Рис 15-2. Схема преобразователя напряжения в пропорциональную частоту.

занная частота зависит не от абсолютного значения напряжения на входе, а от его изменений. Последние должны иметь частоту не менее 0,1 *гц*

15-3. Реле времени для больших выдержек

Схема реле времени для больших выдержек изображена на рис 15-3 [Л. 208]. Схема аналогична приведенной на рис. 6-40, но здесь применены диоды с двойной базой. Элемент выдержки времени состоит из конденсатора C_1 и высокоомного потенциометра R_1,

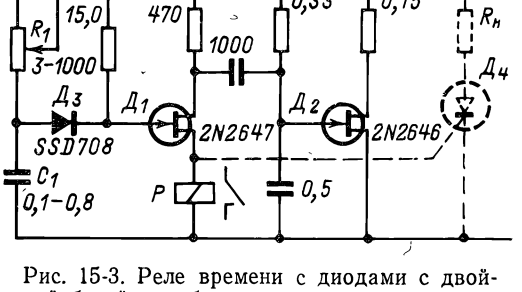


Рис. 15-3. Реле времени с диодами с двойной базой для больших выдержек времени.

величину которого можно изменять от 3 *Мом* до 1 *Гом*. Выдержки времени можно получать до 2 *ч*. Обратный ток собственно переключающего диода $Д_1$ очень мал, однако он больше тока, протекающего по потенциометру R_1. Вследствие этого не может происходить полный заряд конденсатора при непосредственном соединении

эмиттера диода с элементом выдержки времени. Чтобы ликвидировать это явление, эмиттер питается через резистор 15 *Мом* и отделен от конденсатора изолирующим диодом $Д_3$. Обратное сопротивление этого диода должно быть значительно больше сопротивления потенциометра R_1.

Второй диод с двойной базой $Д_2$ работает как генератор импульсов и подает через конденсатор емкостью 1 000 *пф* отрицательные импульсы с частотой следования в несколько сот герц и амплитудой 0,75 *в* на вспомогательную базу первого диода. От этих импульсов немного уменьшается его напряжение переключения, но только на короткий промежуток времени, так что, когда напряжение на конденсаторе близко к величине напряжения переключения, то при ближайшем импульсе включается основной диод. Включение собственно цепи управления осуществляется либо при помощи реле *Р*, либо при помощи тиристора $Д_4$, управляемого диодом $Д_1$.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ПРИМЕНЕНИЕ ДИНИСТОРОВ

16-1. Устройство для включения аварийного питания

Устройство по рис. 16-1 [Л. 209] при выходе из строя генератора *Г* автоматически включает резервную батарею *Б*. До тех пор, пока потребитель $R_н$ питается от генератора *Г*, динистор $Д_1$ отключен, так как к нему приложена только небольшая разность напряжений. При выходе из строя генератора потребитель на какое-то мгновение остается без напряжения, пока диод $Д_1$ не включит напряжение батареи и потребитель получит резервное питание. Диод $Д_2$ предотвращает подачу питания от батареи на генератор. После устранения неисправности у генератора последний должен давать напряжение, немного большее, чем у батареи. Благодаря этому ток, протекающий через диод, уменьшается ниже удерживающего значения и батарея отключается

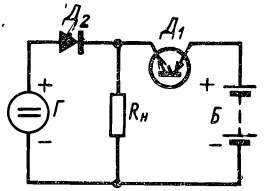


Рис. 16-1. Схема устройства для включения аварийного питания.

16-2. Реле времени

На рис. 16-2 показана схема для установки времени экспозиции у копировального аппарата. Лампа накаливания *Л* через контакт a_1 реле *Р* подключена к сети напряжением 220 *в*. От той же сети одновременно питается выпрямитель, состоящий из диода $Д_1$ и фильтра 100 *ом* — 4 *мкф*. К цепи постоянного тока через контакт a_2 подключены катушка реле *Р* через резистор 12 *ком* и кнопку *Кн*, и комплект резисторов, переключаемых переключателем выдержки времени *В*.

Реле включается кнопкой *Кн* и блокируется контактом a_2. Через один из резисторов, который устанавливается переключателем *В*,

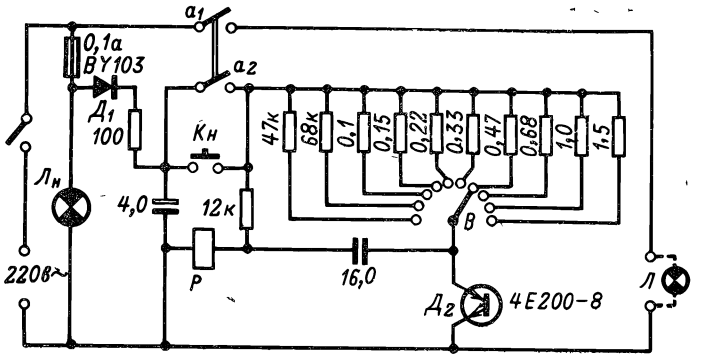


Рис. 16-2. Реле времени.

начинает заряжаться конденсатор емкостью 16 *мкф*. Заряд конденсатора продолжается до тех пор, пока не переключится диод $Д_2$ и конденсатор через катушку реле разряжается. Так как разрядный ток протекает в направлении, противоположном току реле, последнее отключается и отключает лампу накаливания. Соответствующим выбором сопротивлений резисторов можно устанавливать промежутки времени экспозиции от 1 до 33 *сек*.

16-3. Преобразователь постоянного тока в переменный с выносным управлением

Схема двухтактного преобразователя постоянного тока в переменный, которая дает возможность преобразовать постоянное напряжение $U_=$ в любое высокое переменное напряжение, изображена на рис 16-3 [Л 209]. Эта схема аналогична приведенной на рис. 9-39. Аноды обоих диодов $Д_1$ и $Д_2$ здесь подключены через трансформатор $Тр$ к потребителю $R_н$, а рабочие резисторы R_1 и R_2 заменены дросселем L с большой индуктивностью, соединенным со средней точкой первичной обмотки трансформатора. При подаче спускового импульса на зажим s один из диодов, например $Д_1$, переключается и тогда напряжение в точке a снижается примерно на 2 *в*, а напряжение в точке b возрастает почти до удвоенного значения питающего напряжения. Однако это напряжение недостаточно для переключения диода $Д_2$. По первичной обмотке трансформатора протекает ток от средней точки m к точке a и возникает благодаря этому ток во вторичной обмотке, который питает потребителя $R_н$.

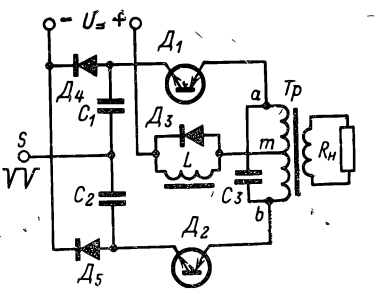


Рис. 16-3. Схема преобразователя постоянного тока в переменный с выносным управлением.

Следующий опусковой импульс переключает диод $Д_2$, отчего снижается на 2 *в* напряжение в точке *b*. Так как конденсатор C_3 заряжен, то в точке *a* кратковременно возникает отрицательное напряжение, вследствие чего диод $Д_1$ отключается. Теперь ток протекает от средней точки *m* к точке *b*, т. е. ток во вторичной обмотке имеет противоположное направление. С каждым последующим импульсом диоды обмениваются режимами. При этом, так как у дросселя *L* практически не должно происходить изменения тока, то получается прямоугольный процесс коммутации, при этом диод $Д_3$ препятствует возникновению перенапряжения. Преимущество этой схемы состоит в том, что при напряжении 50 *в* ее к. п. д. достигает 95%. Недостатком ее является возможность одновременного переключения диодов при некоторых условиях, вследствие чего они выходят из строя. Этого можно избежать, если дроссель *L* выполнить в виде реле, которое при увеличении тока выше допустимого отключает цепь питания.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Giacoletto L J* OConnel. A Variable Capacitance Ge-Junction Diode for UHF. RCA Rev, 1956, № 3, p. 68.

2. *Spenke E* Das induktive Verhalten von pn-Gleichrichtern bei starken Durchlassbelastungen Z angew. Phys., 1958, S 65

3 *Kohn G.—Nonnenmacher W.* Induktives Verhalten von pn-Übergängen in Flussrichtung Arch el Übertragung, 1954, № 12, S. 561.

4. *Ko W. H.* The Reverse Transient Behaviour of Semiconductor Junction Diodes IRE Trans. E D 1961, № 3, p. 123.

5 *Ko W H.* The Forward Transient Behaviour of Semiconductor Junction Diodes Sol St Electronics, 1961, № 3, p. 59.

6. *Hedderly D L* The Display of Varactor Diode Characteristic. Brit Communications and Electronics, 1964, № 3, S. 169.

7 *Torikata W.*—Yokohama E—Kitamura N. Wireless Signaling GB Pat № 10823.

8 *Lossev M O. V.* Wireless Weekly, 1924, № 48, p. 232.

9. *Cornelius E. C* Germanium Crystal Diodes. Electronics, 1946, № 2, p. 118.

10. *Niegel W.* Die Zenerdiode und ihre Anwendung. Archiv für technisches Messen, R. Oldenbourg, 1962, № 10, S. J 821-2.

11. *Lauritzen P. O.* Circuit Control of Microplasma Switching in Avalanche Diodes Int. Sol St Circ Conf, 1965, p. 70.

12. *Aster H.,* Schaltung einer Ge-Flächendiode. CSSR Pat № 108 462.

13 *Esaki L* New Phenomenon in Narrow Ge-p-n- Junctions. Phys. Rev. 1958, № 1, p 603

14. *Hall R. H.* Tunnel Diodes. IRE Trans. E. D, 1960, № 1, p. 1.

15. General Electric Transistor Manual Syracuse, 1962

16. *Shockley W.* Halbleiterdiode für Schaltstromkreise. DBR, Pat № 1 021 891.

17. *Hines M. E.—Anderson W.* High Frequency Negative Resistance Circuit Principles for Esaki-Diode Applications. Int. Sol. St. Circ. Conf. 1960, p. 12.

18. *Klein E.* Das Ersatzschaltbild der Vierschichtdiode. NTZ, 1963, № 6, S. 327.

19 *Schade O. H.* Analysis of Rectifier Operation. Proc. IRE, 1943, № 7, S. 341.

20. *Crowhurst N.* Swinging Chokes and Power-Supply Regulation. Radio-Electronics, 1954, № 11, p. 58

21 *Montgomery G. F.* Inproving Rectifier Circuits. Electronics, 1961, № 14, S. 88.

22 *Waidelich D L* The Full-Wave Voltage Doubling Rectifier Circuit. Proc IRE, 1941, № 10, p. 554.

23. *Waidelich D L.—Taskin H. A* Analysis of Voltage Tripling and Quadrupling Circuits Proc IRE, 1945, № 7, p 449

24. *Cooper H. K.* Transient Considerations in Design of HF Solid State Converters Soc St Design, 1963, № 10, p 23

25 *Grave H. F.* Gleichrichtermesstechnik Leipzig, 1957

26 *Pfannenmüller H* Gleichrichtergeräte mit mehreren Messbereichen. Archiv für technisches Messen, R Oldenbourg, 1938, № 1, S. J. 82—3

27. *Moeller F.,* Verwendung von Sperrschichtgleichrichtern zur Messung kleinster Wechselspannungen Archiv für technisches Messen, R Oldenbourg, 1953, № 11, S J. 82—8.

28 *Boucke H.* Ein neuartiger Effektivwert—Gleichrichter mit vermindertem Kurvenformfehler A E U, 1950, S 267.

29 *Wilde H* HF-Leistungsmesser mit Trockengleichrichter Archiv für technisches Messen, (ATM), R Oldenbourg, 1953, № 1, S V 3415-1

30. Sangl M Messgeräte und Messchaltungen mit Halbleiterdioden Halbleiterbauelemente in der Messtechnik VDE-Verlag, Berlin, 1961

31 *Terman F E.—Morgan N. R* Some Properties of Grid—Leak Power Detection Proc IRE, 1930, № 12, p, 2160.

32. *Terman F. F.* Electronics and Radio Engineering. New York, 1955

33. *Volcker O.—Zaengel W.* Messung des Scheitelwertes Archiv für technisches Messen, 1961, № 4, S. V 3383-4 und № 6, S. V 3383-5.

34. *Sinclair C.* 7 Circuits for Tunnel Diodes. Radio-Electronics, 1962, № 11, p. 36.

35. *Jordan A. G.—Elco R* Esaki Diode as Super—Regenerative Detector Proc IRE, 1960, № 11, p. 1902.

36. *Walter H.* Über eine neue Messanordnung Z techn. Phys., 1932, S 363.

37. *Schafer C. H.* Phase-Selective Detectors. Electronics, 1954, № 2, p. 188.

38. *Strenglein H F.* Phase Demodulator Needs no Tuning Electronics, 1965, № 20, S 99

39. *Gruen W. J* Balanced Phase Detector Austral Pat. № 149270.

40. *Lukes J* Phasenempfindliches Übertragungsglied. CSSR Patentanmeldung PV 3826-65.

41. *Sturley K. A.* The Phase Discriminator Wir. Engineer, 1944, № 2, p. 72.

42. *Loughlin B. D.* The Theory of AM-Rejection in the Ratio Detector. Proc IRE, 1952, № 3, p. 289.

43 *Buchmann E.* Demodulator für FM-HF-Schwingungen. DRP № 865 008.

44. *Gosling W* The Tunnel Diode Transistor Trigger. Brit. Com. and Electronics, 1963, № 4, S 276

45 *Sangl M.* Zeigerfrequenzmesser mit Zenerdioden Archiv für technisches Messen, 1962, № 4, S V 3612-11.

46. *Budan L.* Discriminateur de frequence et notament circuit frequencemetrique Brev. d'inv. № 1 313 244.

47 *Sattelberg K.* Zeigerfrequenzmesser ATM, 1957, № 1, S. V 3612-9.

48. *Sangl M.* Zeigerfrequenzmesser. ATM, 1957, № 10, S. V 3612-10.

49. *Walter H.* Einrichtung zur Frequenzanalyse mittels Suchspannung. DRP № 561 333.
50. *Vogel P.* Harmonische Analyse mit elektronischen Multiplikationselementen Elektronik, 1963, № 6, S 161.
51. *Horak O.* Spannungsbegrenzer mit einer Zenerdiode CSSR Pat № 110 559.
52. *Euler E* Schaltprinzipien für Analog-Digital-Umwandler hoher Bandbreite mit Tunneldioden. Frequenz, 1964, № 10, S. 325
53. Spannungsstabilisierung mit Halbleiter-Bauteilen, Teil 1, SH-technische Mitteilungen.
54 *Hemingway T K* Application of the Constant-Current Diode. Electronics, 1961, № 4, p. 60.
55. *Richter H* Schaltungsbuch der Transistortechnik Stuttgart, 1962
56. Internat Rectifier Corp Zener Diode Handbook, 1960.
57. Motorola Silicon Zener Diode and Rectifier Handbook. Phoenix, 1961.
58. *Strauss L.* Wave Generation and Shaping. New York, 1960.
59. *Butler S. A —Yourke H. S.* Tunnel Diode Transistor Controlled Regulator. US Pat, № 3 108 218.
60. *Sorenson A A.* Solid State DC-Switched Regulators. Tunnel Diode and Semiconductor Circuits, New York, 1963.
61. Anordnung zur Erzeugung einer konstanten Wechselspannung. DBR Auslegeschrift № 1 122 999 (Standard Electric).
62. *Warner Et. Al.* A Semiconductor Current Limiter. Proc. IRE, 1959, № 1, p. 44
63 *Lederer P. S.* Expanded-Range AC-Voltmeter. Electronics World, 1959, № 7, p. 69.
64. *Voss G.* Schaltungsanordnung zur Erzeugung von Sägezahnkurven. DBR Pat., № 960 365.
65. *Schulz D F* Pulse Shaping with Variable-Capacitance Diodes Electronics, 1961, № 39, p. 36.
66 Using Three-Terminal Tunnel Diodes Electronics, 1961, № 39, p. 36
67. *Williams W L —Hamilton D J.* How to Make Tunnel Diodes Even More Useful. Electronics, 1963, № 23, p. 52.
68 *Kohler G.* Elektronischer Schalter mit Vierschicht-Halbleiteranordnungen DDR Pat № 32 132.
69. *Pressman A. I.* Design of Transistorized Circuits for Digital Computers. New York, 1960.
70. *Cooper H. K.* Exclusive «Or» Logis. Sol. St. Design, 1963, № 3, p. 38.
71. *Losch J* Arrangements Consisting of Electronic Switching Means for Estabilishement the Exclusive Or Condition. Austral. Pat, № 222 510.
72. *Lewin M. H.* a oth. The Tunnel Diode as a Logic Element. Int Sol. St. Circ. Conf., 1960, p. 10.
73. *Lewin M. H* Bistable Diodenschaltung DBR Auslegeschrift № 1 103 387.
74. *Horna O.* Logische Schaltung mit einer Tunneldiode und einem Tunnelgleichrichter. CSSR Pat. № 104 041.
75. *Lewin M. H.* Electronic Circuits Austral. Pat. № 243 610.
76 *Wehr M. K* Circuit logique. Brev d'inv № 1 337 664.

77. *Chow P.—Cubert J.* A Key to Nanosecond Switching Combining Tunnel and Charge Storage Diodes. Electronics, 1963, № 42, p. 42.

78. *Sear B. E.* The Enhanced Tunnel Diode Logic Circuit. Int. Sol. St. Circ. Conf., 1963, p. 26.

79. *Goto E.* a. oth. Esaki Diode High Speed Logical Circuits. IRE Trans. E. C., 1960, № 1, p. 25.

80. *Lewin M. H.* Schaltungsanordnung zur Addition binärer Signale. DBR Auslegeschrift № 1 114 342. (RCA)

81. *Renton C. A.—Rabinowitz B.* Tunnel Diode Full Binary Adder. IRE Trans. E C, 1962, № 2, p. 213.

82. *Vernot R. D.—Powers E. N.* A Tunnel Diode Adaptive Logic Net Int. Sol. St. Circ. Conf, 1962, p. 12.

83. *Foley J. S.* Unilateral Four-Terminal Circuits. Electronics, 1954, № 2, p. 186.

84. *Neff C. W.* a. oth Esaki-Diode Logic Circuits. Int Sol St Circ. Conf., 1960, p. 16.

85. *Svoboda A.—Vysin V.* Dreiphasige Hystereseschaltungen für elektronische Rechenmaschinen. Maschinen zur Datenverarbeitung, Prag, 1954.

86. *Ravenhill P.—Smith H.* Five New Diode Circuits for Nanosecond Switching. Electronics, 1962, № 35, p. 37.

87. *Hines M. E.* Fundamental Limitations in RF-Switching and Phase Shifting Using Semiconductor Diodes Proc. IEEE, 1964, № 6, p. 697.

88. *Gilbert J.* High-Speed Wideband Gate Provides 70-db Isolation. Electronics, 1966, № 22, p. 69.

89. *Millman J.—Puckett T. H.* Accurate Linear Bidirectional Diode Gates. Proc. IRE, 1955, № 1, p. 29.

90. *Vojta Z.* Schalter mit einer Diodenbrücke. CSSR Pat. № 111 553.

91. *Rechziegel E.* Dioden—Schalterbrücke. CSSR Pat. № 110 966

92. *Fekete R.* Selecting the Right Diode for RF-Switching Circuits, Electronics, 1965, № 6, p. 70.

93. *Pinto J. J.* Semiconductor Time-Delay Circuits. Elnic Engng, 1964, № 3, p. 166.

94. *Rein H.* Schaltungsanordnung zum Umschalten von zwei oder mehreren Schwingungskreisen. DBR Auslegeschrift № 1 105 915.

95. *Mikula J.* Schaltung zur automatischen Verstärkungsregelung. CSSR Pat. № 114 082.

96. *Weldon L. A.—Kopski R L.* Boost for Electronic Tuning Electronics, 1964, № 13, p. 49, a № 14, p. 61.

97. *Hammerslag J.* Circuit Design Using Si-Capacitors. Electronics, 1959, № 38, p. 48

98. *Clary W. T.* Jr. Nonlinear Resonant Circuit Devices. US Pat. № 2 838 687.

99. *Kouril F.* Frequenzdemodulator-Schaltung. CSSR Pat. № 117 904.

100. *Keizer E. O* A Carrier-Energized Bistable Circuit Using Variable-Capacitance Diodes RCA Rev., 1957, № 4, p. 475.

101. *Lukes J.* Schaltung zum selbsttätigen Abgleich einer Wechselstrombrücke. CSSR Patentanmeldung N PV 3825-65.

102. *Gummel H. K.—Smits F. M.* Margin Consideration for an Esaki—Diode—Resistor OR-Gate, B. S. T. J., 1961, № 10, p. 213.

103. *Judenstein A.* Utilisation des diodes tunnel dans les circuits de commutation electronique L'onde electrique, 1963, № 10, p. 1040.

104. *Keller H.—Wierzorek G.* Die Silizium-Vierschicht-Diode und ihre Anwendungen als elektronischer Schalter. Frequenz, 1961, № 2, S. 25.

105. *Navon D H.* a oth. The Biswitch an Integrated Device. Sol. St. Design, 1964, № 9, p. 25.

106. Creenwood a. oth, Electronic Instruments MIT Radiation Laboratory Series, vol. 21, New York, 1949.

107. *Schaeffer M. N.—Wood G. W.* The Application of Some Semiconductors as Logarithmic Elements Proc. IRE, 1954, № 7, p. 1113.

108. *Grevel R.—Gundlach F. W.—Herklotz H.* Die Erzeugung von dreidimensionalen Messdiagrammen mit dem Kathodenstrahloszillographen. ATM, 1951, № 11, S. J 8344-6.

109. *Lukes J.* Oscillographic Examination of the Operation of Function Generators. IEEE Trans. E. C., 1967, № 2, p. 133.

110. *Hollermann A* Anordnung zur Umgestaltung der Grundcharakteristik eines Strommesswerkes. DBR Auslegeschrift № 1 121 725.

111. *Korn G. A —Korn T M* Electronic Analog Computers. New York, 1956.

112. *Bidligmaier M,* Aussteuerungsmesser in Übertragungssystemen für Sprache und Musik ATM, 1963, № 2, S. V 3719-9.

113. *Schneider H D* Frequenzunabhängige Verstärkungsschaltung mit vorgegebenernichtlinearer Amplitudencharakteristik. DBR Auslegeschrift № 1 129 999.

114. *Chance B* a. oth Waveforms. MIT Laboratory Series, vol. 19, New York, 1949

115. *Dykast K.* Logarithmischer Spannungsteiler. Sl Obzor, 1956, № 7, S. 411.

116. *Ritche C C.* The Design of Biased Diode Function Generators. Elnic Engng, 1959, № 6, p. 347.

117. *Nathan A* Linear and Nonlinear Interpolators. IEEE Trans. E. C., 1963, № 5, p. 526.

118. *Nathan A.* Electronic Function Generators with Resistive Interpolation. GB Pat № 940 677.

119. *Wilkinson R H.* A Method for Generating Functions of Several Variables Using Analog Diode Logic. IEEE Trans. E. C., 1963, № 2, S 112.

120. *Stern T. E.—Lerner R. M.* A Circuit for the Square Root of the Sum of the Squares. Proc IEEE, 1963, № 4, p. 593.

121. *Steinbrecher D. H.* Analog Circuit for Determining the Ratio and Product of Two Functions Int. Sol St. Circ. Conf, 1965, p 66

122 *Miller E.* Tunnel-Diode RF Amplifiers. Int Sol. St. Circ. Conf, 1960, p. 14.

123. General Electric Tunnel Diode Manual. Syracuse, 1961.

124. *Tiemann J J.* Shot Noise in Tunnel Diode Amplifiers. Proc. IRE, 1960, № 8, S. 1418.

125. *Carr W. N.* Controlled Tunnel Diode Characteristics Using Resistor-Diode Networks Sol St Design, 1963, № 8, p. 38

126. *Charlian P. M* A Technique for Cascading Tunnel—Diode Amplifier, Proc. IRE, 1960, № 6, p. 1156

127. *Lehmann M —Micic L* Circuit d'amplification avec use diode a quatre couches Brev d'inv, № 1 331 752.

128. *Jordan M. A* Dispositif et circuit a semiconducteur. Brev. d'inv, № 1 317 146.

129. *Lukes J.* Schaltung zur Messung der Kenngrössen von Vierschichtdioden. CSSR Patentanmeldung PV 3753-65

130. Electric Amplifiers. GB Pat № 851 394.

131. Nat. Bureau of Standards Techn. News Bul, 1954, № 10, p. 145

132. *Ko W. H.—Brammer F. E.* Semiconductor Diode Amplifiers and Pulse Modulators IRE Trans., E. D, 1959, № 3, p. 341.

133. *Bollee B.—De Vries G.* Experimente auf dem Gebiet der parametrischen Verstärkung. Php techn Rundscha, 1959/1960, № 6, S. 164.

134 *Reed E. D.* The Variable-Capacitance Parametric Amplifier. IRE Trans. E. D., 1959, № 2, p. 216.

135. *Bomhardt K.* a oth. Amplificateur direct a reactance avec circuit auxiliaire. Brev. d'inv. № 1 252 439.

136. *Gottlieb E.—Giorgis J.* Using Tunnel Diodes as Sinusoidal Oscillators, Electronics, 1963, № 24, S. 36.

137. *Rothe H.—Kleen W.* Elektronenröhren als Schwingungserzeugerund Gleichrichter, Leipzig, 1941.

138. *Younger J. J.* a oth Parametric Amplifiers as Superregenerative Detectors. Proc IRE, 1959, № 7, p. 1271.

139. *Bossard B. B.* Superregenerative Reactance Amplifier. Proc IRE, 1959, № 7, p. 1269.

140. *Von Neumann J.* Non-Linear Capacitance or Inductance Switching, Amplifying and Memore Organs. US Pat. № 2 815 488.

141. Tunnel-Diode Generators Rectangular Pulses. Electronics, 1960, № 4.

142. *Gutfeld H.* Quarzuhr mit Frequenzteilung durch Tunneldioden. Elektronik: 1963, № 11, S 346

143. *Kaenel R A* One-Tunnel-Diode Flip-Flop. Proc. IRE, 1961, № 3, p. 622.

144 *Uzunoglu V.* Circuits Using Tunnel Diode Flip-Flopq and PNPN-Diode IRE Trans. E. C., 1962, № 6, p. 793

145. *Wu A—Lo N.* Bistable Schaltung. DBR Auslegeschrift № 1 100 692.

146. *Chow W. F.* Tunnel-Diode Digital Circuitry. Int. Sol. St. Circ Conf, 1960, p. 32.

147. *Flowerday T. W.—McKibbin D D.* Tunnel-Diode One-Shot and Triggered Oscillator. Proc. IRE, 1961, № 8, p. 1315.

148. *Veth G. J.* Tunnel-Diode Frequency Divider Sol. St. Design, 1963, № 2, p. 30.

149. *Spiegel P.* High Speed Scalers Using Tunnel Diodes. Rev. Sci. Instr. 1960, № 7, p 754.

150. *Spany V.* Ein neuartiger Ringzahler mit Tunneldioden. Sl. Obzor, 1964, № 4, S. 216

151. *Shockley W.—Gibbon J. F.* Introduction to the 4-Layer Diode. Semiconductor Products, 1958, Jan.—Febr.

152. *Suran J. J.—Keonjian E.* A Semiconductor Diode Multivibrator. Proc. IRE, 1955, № 7, p. 814.

153. *Keonjian E.—Suran J J* Unijunction Transistor Forms Flip-Flop Modern Transistor Circuits, New York, 1959.

154. Keller H. Generateur a caracteristique rectangulaire avec une diode a quatre couches. Brev. d'inv. № 1 332 352.

155. *Ferrie R.* Unijunction Circuit Generates Specific Number of Pulses. Electronics, 1964, № 15, p. 78.

156. *Birschoff E.—Hilberg W.* Pumpintegrator als dekadischer Frequenzteiler, Elektronik, 1963, № 5, S 129.

157. *Gerlach A* Transformateur de tension equipe d'elements bistables Brev. d'inv № 1 326 267.

158. *Page Ch. H.* Harmonic Generation with Ideal Rectifiers. Proc. IRE, 1958, № 12, p. 1910.

159. *Pantell R. H.* General Power Relationships for Positive and Negative Nonlinear Resistive Elements. Proc IRE, 1958, № 12, p. 1910.

160 *Herold E W.* Frequency Mixing in Diodes. Proc IRE, 1943, № 10, S. 575.

161. *Messenger G. C* Theory and Operation of Crystal Diodes as Mixers. Proc. IRE, 1957, № 9, p 1269.

162. *Chang K H* Low Noise Tunnel Diode Down-Converter Having Conversion Gain. Proc IRE, 1960, № 5, p. 859.

163. *Greene J. C.—Sard E. W.* Experimental Tunnel Diode Mixer. Proc IRE, 1961, № 1, p 350.

164. *Gottlieb E.—Giorgis J.* Tunnel Diode Mixer and Converter Circuits. Electronics, 1963, № 26, p. 60.

165. *Henkler O.* Übertragungstechnik in Fernmelde-Weitverkehr. Berlin, 1956.

166. *Furlan J* Or Circuit Amplitude Modulator. Proc. IEEE, 1964, № 3, p. 311.

167. *Mack Z* Der Kreuzmodulator und siene Anwendungen, Sdel. technika, 1963, № 9, S. 322.

168. *Plotkin S—Lumpkin O* Regenerative Fractional Frequency Generators. Proc IRE, 1960, № 12, p 1988.

169. *Pyan W. D—Williams H B.* The Carrier Storage Frequency Divider IEEE Trans C. T., 1964, № 3, p. 396.

170. *Masamichi Shimura* A New Frequency Demultiplier with a Tunnel Diode. Proc IRE, 1962, № 9, p. 1897.

171. *Storke P. P.* Jr Microwave Parametric Circuits. Int. Sol St. Circ. Conf, 1962, p. 16.

172. *Hedderley D. L.* Parametric Amplification by Charge Storage Proc. IRE, 1961, № 5, p. 966.

173. *Minley J M.—Rome H. E.* Some General Properties of Nonlinear Elements Proc IRE, 1956, № 7, p. 904.

174 *Manley J. M—Rowe H. E.* General Energy Relations in Nonlinear Reactances. Proc IRE, 1959, № 12, p. 2115.

175 *Salzberg B.—Sard E. W.* A low-Noise Wide-Band Reactance Amplifier. Proc. IRE, 1958, № 6, p. 1303.

176. *Biard J R.* Low-Frequency Reactance Amplifier. Int. Sol. St. Circ. Conf., 1960, p. 88

177 *Blackwell L. A —Kotzebue K L.* Semiconductor-Diode Parametric Amplifiers, Englewood Cliffs, 1961.

178 *Harwood L A.—Murakami T.* An Experimental Parametric Tuner for UHF Television Receivers. RCA Rev, 1963, № 2, p. 253.

179. *Leeson D B—Weinreb S* Frequency Multiplication with Nonlinear Capacitors Proc IRE, 1959, № 12, p. 2076.

180. *Leeson D. B.* Subharmonic Generation with Nonlinear Reactance, Proc IRE, 1961, № 1, p. 351.

181. *Rafuse R. P.* High Power Operation of Varactor Devices. Int. Sol. St Circ Conf 1962, p 18
182. *Freiberg F. M.* Miniatursender mit Tunneldiode, Radioschau, 1960, № 10, S. 396.
183. *Benes L.* Impuls-Frequenzdetektor. CSSR Pat № 108 825
184. *Eisler V.* Schaltung zur Erzeugung elektrischer Impulse. CSSR Pat. № 92 724.
185. Kontrakter ELA Funkschau, 1957, № 12, S 321.
186. *Miller G. C* Audio Volume Compressor Electronics, 1960, № 2, p. 62.
187. *Korec L.* Ein Dynamikbegrenzer mit Halbleiterdioden CSSR Pat. № 116 092
188. Detector Noise Limiter GB Pat № 797 554.
189. *Say M G* Crystal Rectifiers and Transistors London, 1954.
190. *Wahrman C. G.* Un appareil de mesure de la valeur efficace vrale, Mesures et controle industriel, 1960, № 2, p. 133.
(Electronic Voltmeter Type 2409 Brüel and Kjaer)
191. *Grave H. F* Halbleiter als Hilfsmittel der Messtechnik ATM, 1965, № 8, D. J. 820-1.
192. *Geisler L E.* New Tricks with Diodes Radio-Electronics, 1963, № 7, p. 36.
193 *Moody N. F.* A Silicon Junction Diode Modulator. Elnic Engng, 1956, № 3, p. 94.
194. *Stoner D. L* Zener. Diodes Simplified Radio—Electronics, 1961, № 1, p. 32.
195. *Sangl M.* Einfacher Phasenwinkelmesser mit Halbleiterdioden, ATM, 1964, № 4, S V 3631-12.
196. *Schwartz S.* Selected Semiconductor Circuits Handbook New York, 1961.
197. *Nagel K. H.* Einfacher parametrischer Frequenzverdreifacher. Funktechnik, 1965, № 3, S. 94.
198. *Baring J. A* Appareil de protection contre les surcharges electriques. Brev. d'inv. № 1 333 372.
199. *Gevert F. G.* at oth Heat to AC Conversion Using Thermoelectric Generators and Tunnel Diodes. Sol St. Electronics, 1961, № 9, p. 100
200. *Lesk I. A.* a oth The Tunnel Diode Circuits and Applications, Electronics, 1959, № 48, p 60
201. *Cleary J. F.—Gottlieb E* Tunnel Diode Remote Control Transmitter Radio—Electronics, 1963, № 6, p. 37
202 *Ko W H* Tunnel Diode FM Wireless Microphone Electronics, 1960, № 47, p. 60.
203. Kühne F Der Tunnel-Dipper-ein modernes Prüfgerat. Funkschau, 1964, № 4, S 93
204. *Turner R. P* Build this Tunnel-Diode Dip Meter Radio-Electronics, 1961, № 4, p. 42
205. *Frank R* Ein UKW—Empfanger mit einer Tunneldiode Sdel technika, 1963, № 7, S 261
206 *Lederer P S* Build a Unijunction Metronome Radio-Electronics, 1963, № 7, p. 40
207. *Schwartz J* Unijunction Transistor Simplifies Voltage-Frequency Converter Electronics, 1963, № 53, p. 56
208. *Jones D V.* Quick-on-the-Trigger Design Electronics, 1965, № 12, p. 105

СОДЕРЖАНИЕ

Предисловие к русскому изданию 3
Предисловие 5
ЧАСТЬ I. **ОБЩИЕ СВОЙСТВА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ** 7
Глава первая. **Физические основы** 7
1-1. Протекание тока в полупроводниках 7
1-2. Типы проводимостей 8
1-3. Электронно-дырочный или *p-n* переход 9
Глава вторая. **Диоды классического типа** 10
2-1. Теоретические вольт-амперные характеристики . . 10
2-2. Реактивные составляющие *p-n* перехода 11
2-3 Схема замещения диода и ее аппроксимации . . . 13
2-4 Накопление неосновных носителей заряда . . . 14
2-5. Плоскостные и точечные диоды 16
2-6. Практические вольт-амперные характеристики . . 21
2-7. Диоды с отрицательным сопротивлением в обратном направлении 22
2-8. Стабилитроны (опорные диоды) 23
2-9. Варикапы 26
Глава третья. **Диоды с отрицательным сопротивлением** . 28
3-1. Туннельные диоды 28
3-2. Диоды с двойной базой 30
3-3. Диодные тиристоры (динисторы) 32
3-4. Два рода отрицательных сопротивлений . . . 35
3-5. Условия стабильности 36
3-6. Установка рабочей точки 39
3-7. Предельная и собственная частоты 40
ЧАСТЬ II. **ОБЗОР СХЕМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ** . 43
Глава четвертая. **Выпрямительные схемы** 43
4-1. Силовые выпрямители 43
4-1-1. Режим работы с нагрузкой активным сопротивлением 44
4-1-2 Режим работы с емкостной нагрузкой 47
4-1-3. Режим работы с дроссельным фильтром . . . 52
4-1-4. Режим работы с *LC*-фильтром 57
4-1-5. Режим работы с вспомогательным диодом . . . 59
4-1-6. Мостовые выпрямительные схемы 64
4-1-7. Каскадные умножители напряжения 67
4-1-8. Двухполупериодный умножитель напряжения . 72
4-1-9. Нагрузочная способность выпрямительных диодов 72
4-2. Измерительные выпрямители 74
4-2-1. Схемы включения измерительных выпрямителей . 75
4-2-2. Температурная и частотная компенсация . . . 76
4-2-3. Форма и совпадение шкал 77
4-2-4. Измерение очень малых напряжений 83

4-2-5. Влияние формы кривой 84
4-3. Детекторы 85
4-3-1. Детекторы для амплитудной модуляции . . . 86
4-3-2. Специальные виды детекторов 91
4-3-3. Фазочувствительные детекторы 93
4-3-4. Частотные детекторы 103

Глава пятая. **Схемы пассивного преобразования формы колебаний** 111
5-1. Схемы ограничителей 111
5-1-1. Схемы параллельных ограничителей 112
5-1-2. Схемы последовательных ограничителей 115
5-1-3. Схемы мостовых ограничителей 117
5-1-4. Схема для воспроизведения петли гистерезиса . . 118
5-1-5. Схемы выбора полярности и амплитуды 119
5-1-6. Стабилизаторы постоянного напряжения . . . 122
5-1-7. Стабилизаторы переменного напряжения 127
5-1-8. Схемы ограничения тока 128
5-1-9. Защита измерительных приборов от перегрузок [Л. 55, 56] 129
5-1-10. Подавление нулевой отметки и расширение шкал измерительных приборов 130
5-2. Схемы для фиксации уровня сигнала 133
5-2-1. Схемы с фиксацией максимального значения . . 133
5-2-2 Схемы фиксации уровня сигнала с посторонним управлением 134
5-3. Различные схемы для преобразования форм кривых 135
5-4. Комбинации диодов 136
5-4-1. Комбинации диодов пассивного типа 137
5-4-2. Комбинации диодов с отрицательным сопротивлением 138

Глава шестая. **Диодные выключатели и схемы регулирования** 142
6-1. Выключатели с автоматическим управлением . . 142
6-1-1. Рекуперативные схемы 143
6-1-2. Избирательные схемы 145
6-1-3. Подавление обратной связи 163
6-2 Управляемые выключатели 166
6-2-1. Несимметричные выключатели 166
6-2-2. Выключатели по мостовой схеме 170
6-2-3. Узкополосный выключатель 172
6-2-4. Реле времени 175
6-2-5. Различные схемы, управляемые изменением сопротивления 177
6-2-6. Различные схемы, управляемые изменением емкости 178
6-3. Выключатели с импульсным управлением 185
6-3-1. Выключатели с туннельными диодами 185
6-3-2. Выключатели с диодами лавинного типа . . . 188
6-4. Схемы для получения различных функциональных зависимостей 191
6-4-1. Схемы с использованием нелинейности характеристик 191
6-4-2. Схемы с использованием обратного напряжения . 196
6-4-3. Диодные схемы с напряжением смещения . . . 200
6-4-4. Схемы с диодом в цепи обратной связи . . . 203

6-4-5. Схемы с выбором экстремального значения . . 204
6-4-6. Прочие схемы 212
Глава седьмая. **Усилители** 215
7-1. Усилители с туннельными диодами 215
7-1-1. Общие соотношения 215
7-1-2. Условия устойчивой работы 217
7-1-3. Установка рабочей точки 219
7-1-4. Регулирование отрицательной проводимости диодов 220
7-1-5. Каскадное включение туннельных диодов . . . 221
7-2. Усилители с диодами лавинного типа 222
7-3. Усилители с накоплением неосновных носителей заряда 225
7-4. Параметрические усилители 227
Глава восьмая. **Генераторы синусоидальных колебаний** . 232
8-1. Генераторы с туннельными диодами 233
8-2. Генераторы с диодами лавинного типа 237
8-3. Параметрические генераторы 240
Глава девятая. **Релаксационные генераторы** 241
9-1. Релаксационные генераторы с туннельными диодами 242
9-1-1. Неустойчивые схемы 242
9-1-2. Схемы с одним и двумя устойчивыми положениями рабочей точки 245
9-1-3. Схемы с многими устойчивыми положениями рабочей точки 251
9-1-4. Схемы импульсных делителей и счетчиков импульсов 254
9-2. Релаксационные генераторы с диодами лавинного типа 254
9-2-1. Схемы с неустойчивым положением рабочей точки 254
9-2-2. Схемы с одним и двумя устойчивыми положениями 259
9-2-3. Генераторы импульсов 262
9-2-4. Генераторы напряжения ступенчатой формы . . 264
9-2-5. Схемы импульсных делителей и счетчиков . . . 266
9-2-6. Схемы с двумя диодами лавинного типа . . . 268
Глава десятая. **Схемы модуляции** 270
10-1. Модуляция путем воздействия на сопротивление диода 271
10-1-1. Умножители частоты 271
10-1-2. Смесители частоты 273
10-1-3. Смесители частот с туннельными диодами . . . 276
10-1-4. Мостовые балансные модуляторы 278
10-1-5. Делители частоты 283
10-2. Модуляция путем воздействия на емкость . . . 286
10-2-1. Общие соотношения 286
10-2-2. Соотношения мощностей 291
10-2-3. Смеситель возрастающих частот 293
10-2-4. Смеситель частот и усилитель с отрицательным сопротивлением 294
10-2-5 Умножители и делители частоты 299
10-3. Частотная модуляция 301
10-4. Импульсная модуляция 301
10-4-1. Амплитудно-импульсный модулятор 301
10-4-2. Широтно-импульсный модулятор 301
10-4-3. Фазово-импульсный модулятор 302
10-4-4. Другие импульсные модуляторы 303

ЧАСТЬ III. **ПРИМЕРЫ СХЕМ НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ** 304
Глава одиннадцатая. **Применения классических диодов** 304
11-1. Отметчик времени 304
11-2. Динамический ограничитель 304
11-3. Ограничитель помех 306
11-4. Вольтметр действующих значений с равномерной шкалой 306
11-5. Фазометр 308
11-6. Усилитель для дуплексной связи 309
11-7. Измерительный преобразователь постоянного тока в переменный 310
Глава двенадцатая. **Применения стабилитронов** . . 311
12-1. Элементы напряжения смещения, связи и защиты от перенапряжений 311
12-2. Стабилизатор напряжения с регулируемым выходным напряжением 312
12-3. Источник опорного напряжения 312
12-4. Фазометр 313
12-5. Генератор импульсов 313
Глава тринадцатая. **Применения варикапов** . . . 314
13-1. Измерительный преобразователь постоянного тока в переменный 314
13-2. Схема поиска радиостанции 315
13-3. Утроитель частоты 315
Глава четырнадцатая. **Применения туннельных диодов** 316
14-1. Схемы защиты 316
14-2. Автоматическое зарядное устройство 317
14-3. Генераторы 317
14-4. Индикатор резонанса 319
14-5. Смесительные каскады 319
Глава пятнадцатая. **Применение диодов с двойной базой** 320
15-1. Метроном 320
15-2. Преобразователь напряжения в частоту 320
15-3. Реле времени для больших выдержек 321
Глава шестнадцатая. **Применение динисторов** . . . 322
16-1. Устройство для включения аварийного питания . . 322
16-2. Реле времени 322
16-3. Преобразователь постоянного тока в переменный с выносным управлением 323
Литература 325