

Ю. А. Овечкин

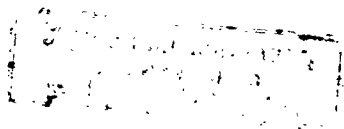
621.382.1/3

0-31

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Допущено  
Министерством высшего и среднего  
специального образования СССР  
в качестве учебника  
для радиотехнических специальностей техникумов

54686



МОСКВА · ВЫСШАЯ ШКОЛА · 1974

6Ф0.32

031

УДК 621.382(075.8)

*Рецензенты:*

В. Т. Серов;  
преподаватель Московского техникума  
электронных приборов М. Г. Крутякова

**Овечкин Ю. А.**

031 Полупроводниковые приборы. Учебник для учащихся  
радиотехнических специальностей техникумов. М.,  
«Высш. школа», 1974.

303 с. с ил.

В книге рассматриваются физические основы работы полупроводниковых приборов различных типов и классов. Приводятся основные параметры и характеристики приборов, а также принципы управления ими. Кратко рассмотрены конструктивное оформление полупроводниковых приборов и области их применения. Даны также краткие сведения по микроэлектронике и полупроводниковым микрорезиентам.

О  $\frac{30407-233}{001(01)-74}$  269-74

6Ф0.32

© Издательство «Высшая школа», 1974 г.

## ПРЕДИСЛОВИЕ

За прошедшее десятилетие издано ряд учебных пособий по полупроводниковым приборам. Однако все они предназначены для студентов вузов и, как правило, не охватывают всего многообразия полупроводниковых приборов.

Настоящий учебник написан для техникумов в соответствии с программой курса «Полупроводниковые приборы». Автор стремился изложить материал в форме, доступной студентам техникумов. Рассмотрению наиболее сложных для понимания приборов предшествует упрощенное изложение эффекта или физического явления, лежащего в основе данного прибора.

В учебник включены также некоторые вопросы сверх программы. Успехи физики полупроводников и технологии изготовления полупроводниковых приборов обусловили появление в последние годы целой группы приборов, основанных на новых принципах. К ним относятся приборы на эффекте Ганна, лавинно-пролетные диоды, фототиристоры. Автор считает целесообразным ознакомить студентов с физическими принципами работы этих приборов. Целая глава посвящена физическим принципам работы двухбазовых диодов и лавинных транзисторов, которые широко применяются в последнее время.

Автор благодарит рецензентов М. Г. Крутякову и В. Т. Серова за ценные замечания, советы и рекомендации. Автор выражает также благодарность В. А. Каверзневу за представление материалов по фотоприборам и М. Ю. Овечкиной за помощь в оформлении рукописи.

Все критические замечания и пожелания по содержанию учебника автор просит направлять по адресу: Москва, К-51, Неглинная, 29/14, издательство «Высшая школа».

*Автор.*

## ВВЕДЕНИЕ

С каждым годом растет интерес к полупроводниковым приборам. Особенно широкое применение находят они в радиоэлектронике. Если заглянуть в историю, то можно увидеть, что впервые полупроводниковый прибор (диод — детектор) был использован русским ученым А. С. Поповым в радиотелеграфном приемнике еще в 1900 г. Затем начались экспериментальные работы по исследованию детектирующих свойств точечного контакта металлической пружинки на кристаллах таких полупроводников, как свинцовый блеск, карбид кремния, кремний и теллур.

А в 1922 г. в Нижегородской радиотехнической лаборатории была разработана схема приемника, в которой полупроводниковый кристалл использовался для генерации высокочастотных колебаний. Эту работу провел сотрудник лаборатории О. В. Лосев. Кристадин Лосева представлял собой полупроводниковый прибор с запирающим слоем в месте контакта стальной иглы с поверхностью кристалла цинкита или карборунда. С его помощью Лосев осуществил усиление и генерирование на частоте 12,3 Мгц. Позднее кристадин был получен и за границей.

В последующие годы широкое применение получили электровакуумные приборы, вытеснившие очень несовершенные в то время полупроводниковые приборы. Однако по-прежнему продолжалось развитие теории твердого тела и квантовой механики.

В 30-е годы в нашей стране было начато широкое и систематическое исследование свойств полупроводников группой ученых под руководством академика А. Ф. Иоффе. Советскими учеными Б. В. Курчатовым, В. П. Жузе, В. М. Гохбергом и М. С. Соминским проводятся исследования электропроводности и зависимости ее от концентрации и природы примесей. В 1937 г. А. Ф. Иоффе, А. В. Иоффе и Б. И. Давыдовым была разработана теория выпрямления на границе двух полупроводников с разным типом проводимости. В 1940 г. В. Е. Лашкарев экспериментально подтвердил наличие слоев различного типа электропроводности по обе стороны от запирающего слоя в селеновых выпрямителях и доказал существование *p-n*-перехода.

Большая работа в изучении процессов выпрямления выполнена американскими учеными В. Шоттки, Н. Ф. Моттом и В. Шокли.

Но наиболее крупным достижением в области полупроводниковых приборов явилось изобретение в 1948 г. американскими учеными Д. Бардиным и В. Браттейном полупроводникового усилительного элемента — транзистора. Обладая практически неограниченным сроком службы, транзисторы позволили существенно повысить надежность электронных приборов, во много раз уменьшить их размеры и сократить потребление ими электрического тока.

Первые образцы точечных транзисторов были изготовлены в СССР в 1949 г. А. В. Красиловым и С. Г. Мадоян.

Открытие транзистора послужило началом нового этапа в развитии полупроводниковой электроники. Только за период с 1948 по 1968 г. было создано более 50 принципиально различных типов твердотельных приборов. В настоящее время отечественной и зарубежной промышленностью освоено производство более 20 принципиально различных типов твердотельных приборов.

Параллельно с разработкой выпрямительных и усилительных приборов проводились исследования с целью использовать в промышленности полупроводники, у которых наблюдается сильная зависимость свойств от внешних факторов. Наметилось сразу несколько направлений промышленного применения полупроводников. В результате был разработан широкий класс полупроводниковых приборов, принципы действия которых основаны на свойствах полупроводниковых материалов изменять свое сопротивление под действием различных внешних факторов (температуры, электромагнитного излучения, приложенного напряжения и т. д.).

К наиболее распространенным нелинейным полупроводниковым резисторам относятся терморезисторы, фоторезисторы и варисторы, которые нашли широкое применение в электронной и радиоэлектронной аппаратуре, автоматике и электротехнике. Первые работы, посвященные вопросам конструирования и применения нелинейных резисторов, были опубликованы в конце 50-х годов. Большой вклад в создание новых типов нелинейных резисторов внесли советские ученые Б. Т. Коломиец, И. Т. Шефтель, Б. С. Сотсков, Г. К. Нечаев, В. В. Пасынков и др.

Среди этого класса приборов наиболее широкое промышленное применение получили терморезисторы, ставшие в настоящее время неотъемлемой частью большинства приборов автоматике. Однако терморезисторы имеют недостатки, главными из которых являются зависимость выходного сигнала от напряжения питания и ограниченный диапазон работы в области низких температур. Этим недостаткам лишены датчики температуры на основе полупроводниковых приборов с  $p$ - $n$ -переходами. На возможность использования полупроводниковых приборов с электронно-дырочными переходами в качестве термодатчиков впервые было указано отечественными авторами Н. П. Удаловым, М. Л. Ротбертом, И. Б. Фогельсоном, а также зарубежными авторами Л. Е. Бартоном, В. Г. Коэном.

На протяжении многих лет советские ученые вносят большой вклад в науку о фотоэлектрических явлениях в полупроводниках. Фотогальваномагнитный эффект, например, открыт, Кикоиным

и Носковым в 1934 г. Я. И. Френкель в своих работах изложил теорию возбуждения в полупроводнике электронов и дырок и дал объяснение фотомагнитоэлектрическому эффекту. Исследования люминесценции в  $p-n$ -переходах, проведенные Д. Н. Наследовым, создали базу для полупроводниковых лазеров. Оригинальные работы С. М. Рывкина в области фотопроводимости на глубоких уровнях нашли применение в приемниках излучений в дальней инфракрасной области.

В последние годы очень большое внимание уделяется разработке и исследованию полупроводниковых приборов с отрицательным дифференциальным сопротивлением, среди которых наибольшее значение приобрели тиристоры. Первые сообщения о создании структуры типа  $p-n-p-n$  были сделаны американским ученым Моллом в 1956 г. В нашей стране исследованиям и разработке тиристоров, особенно приборов большой мощности, посвящены работы академика В. М. Тучкевича.

В полупроводниковой электронике появилось большое число новых типов приборов. К ним в первую очередь относятся: полевые транзисторы с  $p-n$ -переходом, транзисторы со структурой металл — окисел — полупроводник, лавинно-пролетные диоды, туннельные диоды, однопереходные транзисторы и, наконец, приборы на основе объемных эффектов.

Крупным событием в радиотехнике и технике связи можно считать появление туннельного диода. Его изобретение принадлежит японскому ученому Л. Есаки. В 1957 г., изучая явление внутренней холодной эмиссии в очень тонких германиевых  $p-n$ -переходах, он обнаружил аномальный ход вольт-амперных характеристик. Открытие Л. Есаки привело к созданию туннельного диода и других приборов на основе туннельного эффекта.

Наблюдается быстрое продвижение полупроводниковых приборов в области сверхвысоких частот. Прогресс в этом направлении был достигнут в результате значительного усовершенствования технологии изготовления СВЧ-транзисторов, туннельных диодов и варикапов. Новые типы смесительных диодов, получившие название диодов с барьером Шоттки, позволили значительно улучшить СВЧ-устройства. В 1959 г. советскими учеными А. С. Тагером и его сотрудниками была обнаружена генерация когерентных колебаний СВЧ в  $p-n$ -переходе при ударной ионизации. Этот эффект лег в основу лавинно-пролетного диода, на основе которого создан целый класс СВЧ-устройств: генераторы, усилители и преобразователи частоты.

Сейчас бурно развивается новое направление электроники — лазерная техника. Большой вклад в это вносят советские ученые Н. Г. Басов и А. М. Прохоров, удостоенные в 1964 г. Нобелевской премии за работы в области квантовой электроники.

Физика полупроводниковой электроники явилась основой такого важнейшего направления в электронной технике, как микроэлектроника. Плотность монтажа стала возможной до нескольких сотен и даже тысяч элементов на кубический сантиметр. Особенно

большой интерес вызывают приборы, в основе которых лежат интегральные схемы не просто повторяющие в микроразмерах существующие радиотехнические схемы, а использующие многообразные физические свойства, присущие полупроводникам. Это так называемые функциональные монолитные схемы.

Значительный вклад в развитие полупроводниковой электроники внесли работы советских ученых А. Ф. Иоффе, А. В. Иоффе, П. В. Ширяева, Л. Д. Ландау, Б. И. Давыдова, Д. Н. Наследова, Б. М. Вула, А. В. Ржанова, В. Е. Лошкарева, К. В. Шалимовой, Я. А. Федотова и др.

Несмотря на достигнутые успехи в полупроводниковой электронике нельзя сказать, что наши знания в этой области достаточны. Впереди нас ждут еще много открытий новых свойств полупроводников и принципиально новых приборов.

§ 1.1. СОБСТВЕННЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

В современных электронных приборах используется возможность управления потоком зарядов, образующих электрический ток. Однако образование носителей зарядов и управление ими в электронных лампах и в полупроводниковых приборах происходит по-разному.

При движении в вакууме электрон не встречает на своем пути препятствий, и, если создано электрическое поле, он движется равноускоренно в направлении возрастания потенциала под действием электростатической силы. В электровакуумных приборах свободный пробег электрона, т. е. длина его пути до возможного столкновения с молекулами остатка газа, значительно превышает их размеры.

В кристалле электрон движется среди правильно расположенных в пространстве атомов, образующих кристаллическую решетку. Взаимное расположение атомов и расстояние между ними определяются силами межатомного взаимодействия и зависят от природы атомов.

Межатомные связи в кристаллах, как и любые химические связи, осуществляются благодаря валентным электронам, находящимся во внешнем слое оболочки атома. При образовании кристаллов атомы настолько сближаются, что их внешние электронные оболочки перекрываются. Валентные электроны соседних атомов становятся общими, двигаясь по орбитам, на каждой из которых может находиться не более двух электронов. Внешний слой оболочки таких полупроводников, как германий (Ge) и кремний (Si), состоит из четырех электронов, вращающихся вокруг ядра. Эти общие орбиты связывают между собой атомы германия или кремния, образуя так называемые ковалентные или парноэлектронные связи. Для наглядности атомную решетку германия или крем-



ния изображают в виде плоской сетки, в которой каждый атом соединяется парноэлектронной связью с четырьмя ближайшими атомами (рис. 1.1). Эта решетка принимается за идеальную, а полупроводники с такой решеткой называются собственными. При температуре абсолютного нуля ( $-273^{\circ}\text{C}$ ) все валентные электроны в собственном полупроводнике связаны, и если его поместить в электрическое поле, то поскольку в собственном полупроводнике нет электронов проводимости, ток не возникнет. В этих условиях полупроводник будет обладать свойствами идеального изолятора.

Свободный электрон\* может появиться в собственном полупроводнике только в том случае, если валентный электрон освободится из какой-либо связи. Для этого необходима определенная энергия. Энергия, которую нужно сообщить валентному электрону для того, чтобы он стал электроном проводимости, зависит от силы связи валентных электронов с атомами. Для разных полупроводников она будет различной. Так как при освобождении электрон получает дополнительную энергию, то его полная энергия будет больше, чем у связанных электронов, на величину, необходимую для разрыва связи. Если отложить по вертикальной оси полную энергию свободных и связанных электронов, то получим график, показанный на рис. 1.2.

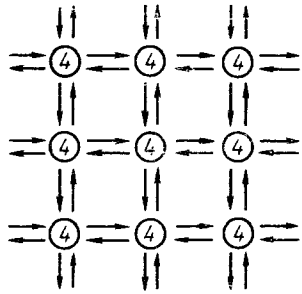


Рис. 1.1. Схематическое изображение кристаллической решетки идеального полупроводника

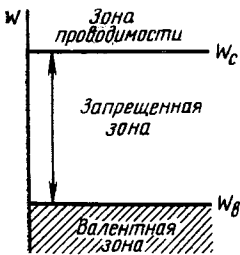


Рис. 1.2. Энергетическая диаграмма полупроводника

Эnergиями выше уровня  $W_c$  могут обладать только свободные электроны, а энергиями меньше уровня  $W_b$  — только связанные валентные электроны. Поэтому зону энергий выше уровня  $W_c$  называют зоной проводимости (или свободной зоной), а ниже уровня  $W_b$  — валентной зоной. Поскольку в идеальных кристаллах электроны не могут обладать энергией, лежащей в зоне между  $W_c$  и  $W_b$ , эту зону называют зоной запрещенных энергий или просто запрещенной зоной.

Ширина запрещенной зоны характеризует энергию, необходимую для освобождения электрона из валентной связи. Чем больше ширина запрещенной зоны, тем больше требуется затратить энергии, чтобы перевести валентный электрон в свободное состоя-

\* В дальнейшем под свободным электроном в полупроводнике будем понимать электрон зоны проводимости, который не связан с каким-либо отдельным атомом и может перемещаться по кристаллу.

ние. Для германия ширина запрещенной зоны составляет 0,72 эВ, для кремния — 1,12 эВ.

Освобождение валентных электронов может происходить за счет тепла, энергии электрического поля и различных видов излучения.

При нагревании полупроводника атомы кристаллической решетки приобретают колебательные движения, амплитуда которых тем больше, чем выше температура кристалла. Поскольку амплитуды колебаний у всех атомов неодинаковы, то при температуре, отличной от температуры абсолютного нуля, всегда имеется вероятность получения некоторыми электронами энергии, за счет тепловых колебаний атомов, большей ширины запрещенной зоны, что сделает их свободными. Причем, чем выше температура и меньше ширина запрещенной зоны, тем больше будет таких электронов.

Известно, что число свободных электронов увеличивается с температурой по экспоненциальному закону:

$$n = N_c \exp \left[ - \frac{\Delta W}{2kT} \right], \quad (1.1)$$

где  $n$  — концентрация свободных электронов (количество свободных электронов в 1 см<sup>3</sup>);  $\Delta W$  — ширина запрещенной зоны;  $T$  — абсолютная температура, К;  $k$  — постоянная Больцмана, равная  $0,86 \cdot 10^{-4}$  эВ/град;  $N_c = \frac{2}{h^3} (2\pi m' kT)^{3/2}$  — коэффициент, зависящий от температуры, см<sup>-3</sup>;  $h$  — постоянная Планка, равная  $4,17 \times 10^{-15}$  эВ·с.

В коэффициенте  $N_c$  входит величина  $m'$ , являющаяся эффективной массой электрона проводимости в кристалле. Эта масса может существенно отличаться от  $m$  — массы свободного электрона в вакууме.

Если валентный электрон стал электроном проводимости, то атом, которому он ранее принадлежал, теряет электрическую нейтральность. Действительно, если все связи заполнены, то положительный заряд ядра компенсируется отрицательным зарядом электронов. Освобождение одного из них приводит к преобладанию в этом месте положительного заряда ядра, равного по абсолютной величине заряду электрона. Таким образом, атом, потерявший электрон, обладает положительным зарядом. Вакантные места, появляющиеся в валентных связях, называют дырками. Дырка может быть заполнена валентным электроном за счет электрона соседней связи. При этом одна связь заполнится, а другая связь окажется незаполненной (рис. 1.3). Следовательно, дырка может перемещаться по кристаллу, вместе с ней перемещается и положительный заряд. Дырки могут принимать участие в образовании электрического тока, поскольку они так же, как и электроны, могут передвигаться по кристаллу и при этом переносят электрический заряд.

Условно дырку можно рассматривать как частицу, являющуюся подвижным носителем положительного заряда, равного  $e$  (эффективная масса дырки, как и эффективная масса электрона в кристалле, может существенно отличаться от  $m$ ). Так как в собственном полупроводнике дырка появляется только при образовании свободного электрона, то число дырок в нем всегда равно числу свободных электронов, т. е.  $p = n = n_i$ , где  $p$  — концентрация дырок;  $n$  — концентрация электронов;  $n_i$  — концентрация дырок или электронов в беспримесном кристалле.

Процесс образования пары электрон-дырка называют генерацией. Свободный электрон может занять дырку и вновь стать валентным электроном, при этом должна выделиться энергия, затраченная первоначально на образование свободного электрона и дырки, т. е. энергия, равная ширине запрещенной зоны (эта энергия обычно выделяется в виде тепла или света). Такой процесс превращения свободного электрона в связанный, приводящий к исчезновению свободного электрона и дырки, называют рекомбинацией.

Из закона сохранения энергии следует, что в стационарных условиях число рекомбинирующих носителей заряда (электронов и дырок) равно числу генерируемых. Таким образом, каждый из подвижных носителей существует (*живет*) в течение некоторого промежутка времени. Среднее значение этого промежутка времени называют временем жизни носителей и обозначают для дырок  $\tau_p$ , а для электронов  $\tau_n$ . Оно определяется вероятностью встречи данного носителя с носителем противоположного знака, т. е. зависит от температуры, концентрации подвижных носителей противоположного знака и некоторых других факторов.

При отсутствии электрического поля в полупроводнике ток не возникает, так как все направления теплового движения подвижных носителей зарядов равновероятны. В случае появления в кристалле электрического поля, электроны и дырки, продолжая участвовать в хаотическом тепловом движении, будут смещаться под действием электрических сил вдоль поля, что и создаст электрический ток.

Движение электронов и дырок под действием поля происходит в противоположных направлениях. Общий ток равен сумме дырочного и электронного:

$$j = j_n + j_p, \quad (1.2)$$

где  $j$  — плотность тока, А/см<sup>2</sup>;  $j_n$  — плотность электронного тока;  $j_p$  — плотность дырочного тока.

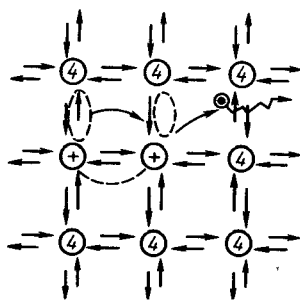


Рис. 1.3. Схема образования и перемещения дырки в кристаллической решетке полупроводника

В отличие от электронных ламп, в которых электроны от катода к аноду движутся ускоренно, в полупроводнике электроны под действием поля движутся с постоянной средней скоростью. Это можно объяснить следующим образом: движение свободного электрона в кристалле под действием поля ускоряется до очередного столкновения его с атомом кристаллической решетки; при столкновении он отдает атому энергию, полученную от электрического поля, и движение начинает снова ускоряться под действием поля до следующего столкновения и т. д. В результате за достаточно большой промежуток времени скорость электрона можно характеризовать некоторой средней величиной  $v$ , которая пропорциональна напряженности электрического тока  $E$ , т. е.

$$v_n, \text{ м/с} = \mu_n E, \quad (1.3)$$

где  $\mu_n$  — коэффициент пропорциональности, который называют подвижностью электронов.

Этот коэффициент численно равен средней скорости, приобретаемой электронами проводимости в кристалле при напряженности электрического поля 1 В/см. Для германия подвижность электронов при комнатной температуре равна 3900 см<sup>2</sup>/В·с и для кремния 1350 см<sup>2</sup>/В·с.

Аналогичные процессы происходят и при упорядоченном движении дырок через кристалл, поэтому

$$v_p, \text{ м/с} = \mu_p E, \quad (1.4)$$

где  $\mu_p$  — подвижность дырок. Подвижность дырок для германия при комнатной температуре составляет 1900 см<sup>2</sup>/В·с и для кремния — 500 см<sup>2</sup>/В·с.

Как известно, плотность тока численно равна заряду (в кулонах), проходящему через единицу площади в 1 с.

Поэтому

$$j_n = q_n v_n = e n v_n = e n \mu_n E, \quad (1.5)$$

где  $q_n$  — общий заряд электронов проводимости в единице объема, Кл/см<sup>3</sup>;  $e$  — заряд электрона;  $n$  — концентрация электронов.

Аналогично для дырочного тока

$$j_p = e p v_p = e p \mu_p E, \quad (1.6)$$

где  $p$  — концентрация дырок.

Общая плотность тока

$$j = j_n + j_p = e (\mu_n n + \mu_p p) E. \quad (1.7)$$

В то же время плотность тока по закону Ома записывается в следующем виде

$$j = \sigma E, \quad (1.8)$$

где  $\sigma$  — удельная проводимость, А/В·см<sup>3</sup>.

Из сравнения выражений (1.7) и (1.8) видно, что

$$\sigma = e (\mu_n n + \mu_p p), \quad (1.9)$$

т. е. удельная проводимость проводника зависит от концентрации электронов и дырок и их подвижности.

Если в формулу (1.9) подставить значение концентрации электронов (1.1) и учесть, что для собственного полупроводника  $n=p$ , то

$$\sigma = e (\mu_n n + \mu_p p) \approx e (\mu_n + \mu_p) N_c \exp \left[ -\frac{\Delta W}{2kT} \right] = \sigma_0 \exp \left[ -\frac{\Delta W}{2kT} \right], \quad (1.10)$$

$$\text{где } \sigma_0 = e (\mu_n + \mu_p) N_c.$$

Эта формула показывает зависимость удельной проводимости полупроводника от температуры. Отсюда видно, что, чем больше ширина запрещенной зоны, тем меньше проводимость материала и тем сильнее зависит его удельное сопротивление от температуры.

На рис. 1.4 показана зонная модель беспримесного полупроводника. Между валентной зоной и зоной проводимости находится запрещенная зона, ширина которой равна  $\Delta W_{\text{эВ}}$ . Посредине запрещенной зоны располагается уровень Ферми  $W_F$ .

На оси абсцисс (рис. 1.4) отложена вероятность ( $P$ ) заполнения электронами соответствующих энергетических уровней. Эта вероятность определяется законом Ферми — Дирака.

При температуре 0 К, все валентные уровни заполнены с вероятностью, равной единице, а вероятность заполнения любого уровня зоны проводимости равна нулю, что свидетельствует об отсутствии проводимости кристалла (кривая 1, рис. 1.4).

При комнатной температуре (300 К) происходит термогенерация носителей. Часть валентных электронов переходит в зону проводимости и вероятность заполнения уровня этой зоны конечная, а вероятность заполнения уровня валентной зоны оказывается меньше единицы (кривая 2, рис. 1.4). Кривая распределения Ферми — Дирака всегда симметрична относительно уровня Ферми  $W_F$ , которому соответствует вероятность заполнения  $P(W_F) = 0,5$  (в данном случае он не может быть заполнен, так как находится в запрещенной зоне).

При  $T \text{ К} \rightarrow \infty$  вероятность заполнения любого разрешенного уровня  $P(W) \rightarrow 0,5$  (прямая 3, рис. 1.4).

В беспримесном полупроводнике под действием тепла (300 К) образуется очень малое количество дырок и электронов проводимости, поэтому собственная проводимость кристалла при комнатной температуре мала.

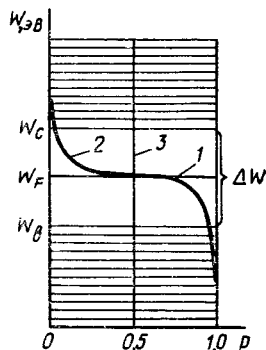


Рис. 1.4. Зонная модель и функция вероятности заполнения электронами энергетических уровней в собственном полупроводнике

## § 1.2. ПРИМЕСНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

Введением примеси (легированием) можно резко увеличить проводимость кристалла.

Если в качестве примеси взять пятивалентный химический элемент, например, мышьяк (As), фосфор (P) или сурьму (Sb), то пятивалентные атомы примеси, располагаясь в некоторых узлах кристаллической решетки, заполняют четыре валентные связи соседних атомов, пятый же валентный электрон оказывается свободным (рис. 1.5). Этот электрон, являясь лишним в единой структуре валентных связей кристалла, очень слабо связан с узлом. Под действием тепла он легко отрывается и становится электроном проводимости. При этом оставшийся в узле пятивалентный атом превращается в положительный ион, который из-за сильных валентных связей с соседними узлами не может перемещаться по кристаллу и быть переносчиком электрического заряда. Однако в целом кристалл остается нейтральным, так как положительные заряды ионов полностью уравниваются отрицательными зарядами электронов проводимости.

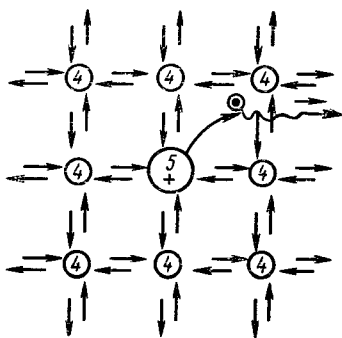


Рис. 1.5. Схема образования электронной примесной проводимости

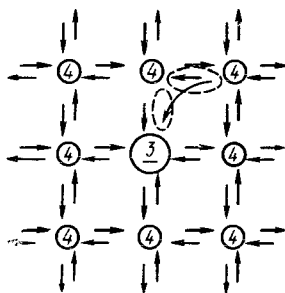


Рис. 1.6. Схема образования дырочной примесной проводимости

При такой примеси, получившей название донорной, концентрация электронов проводимости в кристалле резко возрастает ( $n \gg n_i$ ) и его проводимость приобретает электронный характер ( $n$ -типа). В этом случае основными носителями электрических зарядов, создающими электрический ток в кристалле, будут электроны при небольшом количестве неосновных носителей — дырок, возникающих от обычного термического возбуждения атомов. Но так как дырки порождаются в среде, насыщенной электронами проводимости, они очень быстро рекомбинируют и их концентрация оказывается много меньше, чем у беспримесного полупроводника  $p \ll n_i$ .

Установлено, что для каждого типа кристалла (Ge, Si и т. д.) независимо от дозы примеси произведение

$$pn = n_i^2 = \text{const}, \quad (1.11)$$

т. е. величина постоянная (при прочих равных условиях).

Если в качестве примеси взять трехвалентный химический элемент, например, индий (In), галлий (Ga), алюминий (Al) или бор (B), то трехвалентный атом, располагаясь в узле кристаллической решетки, сможет заполнить лишь три валентные связи соседних атомов (рис. 1.6). Недостающая валентная связь трехвалентного атома, расположенного в узле кристаллической решетки, является потенциальной дыркой. Недостающий валентный электрон может быть легко захвачен этим узлом у соседнего атома. Трехвалентный атом, которому решетка дала лишний электрон, превращается в неподвижный отрицательный ион, а у соседнего атома, потерявшего валентный электрон, возникает дырка. В дальнейшем эта дырка под действием тепла, перемещаясь от узла к узлу, начнет хаотически блуждать по всему кристаллу.

При такой примеси, получившей название акцепторной, концентрация дырок в кристалле резко возрастает ( $p \gg n_i$ ) и его электропроводность приобретает дырочный характер ( $p$ -типа). В этом случае основными носителями являются дырки, а неосновными — электроны проводимости. При этом  $n \ll n_i$ , а  $pn = n_i^2 = \text{const}$ .

На рис. 1.7 показана зонная модель примесного полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа. В этом кристалле пятые валентные электроны примесных атомов располагаются на так называемом примесном уровне, который находится на расстоянии  $\Delta W_n$  от зоны проводимости. При комнатной температуре почти все электроны с примесного уровня переходят в зону проводимости. В результате заполнения зоны проводимости электронами примесного уровня кривая распределения Ферми — Дирака, а также уровень Ферми  $W_F$  смещаются вверх.

Величина этого смещения при  $TK = \text{const}$  зависит от концентрации донорной примеси. Обычно концентрация примеси составляет  $N_d = 10^{15} - 10^{16}$  см<sup>3</sup>, т. е. один примесный атом приходится примерно на  $10^6 - 10^8$  атомов основного вещества. При значительном повышении концентрации примеси уровень Ферми располагается выше примесного уровня и даже может попасть в зону проводимости. Однако чрезмерная доза примеси приводит к вырождению кристалла и ухудшению его полупроводниковых свойств.

Положение уровня Ферми зависит от температуры. У полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа при  $TK = 0$  он всегда располагается выше примесного уровня, который при абсолютном нуле заполняется с вероятностью, равной единице,  $P(W_n) = 1$ .

На рис. 1.8 показана зонная модель примесного полупроводника с электропроводностью  $p$ -типа. У этого полупроводника на расстоянии  $\Delta W_p$  от валентной зоны появляется разрешенный примесный уровень, который заполняют валентные электроны, захватываемые трехвалентными атомами. При комнатной температуре многие валентные электроны переходят на примесный уровень, что приводит к появлению большого количества дырок. В результате кривая распределения Ферми — Дирака и уровень Ферми смещаются вниз. Расположение уровня Ферми относительно примесного уровня зависит от концентрации акцепторной примеси (при  $TK = 0$  уровень Ферми всегда располагается ниже примесного уровня, вероятность заполнения которого в этих условиях равна нулю).

Согласно выражению (1.9) удельная проводимость полупроводника равна

$$\sigma = e(n\mu_n + p\mu_p).$$

Это выражение справедливо для всех случаев. У примесного полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа при комнатной температуре концентрация электронов и дырок, образующихся тер-

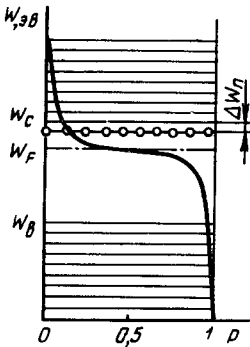


Рис. 1.7. Зонная модель и функция вероятности заполнения электронами энергетических уровней в полупроводнике  $n$ -типа

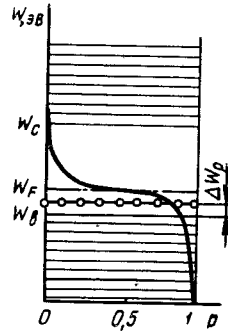


Рис. 1.8. Зонная модель и функция вероятности заполнения энергетических уровней в полупроводнике  $p$ -типа

мическим возбуждением узлов кристаллической решетки, мала и ею можно пренебречь. А так как почти все электроны примесного уровня заполняют зону проводимости, то можно считать, что  $n \approx N_d$ , где  $N_d$  — концентрация донорной примеси, откуда

$$\sigma_n \approx eN_d\mu_n. \quad (1.12)$$

Рассуждая аналогично для полупроводников с электропроводностью  $p$ -типа получаем

$$\sigma_p \approx eN_a\mu_p, \quad (1.13)$$

где  $N_a$  — концентрация акцепторной примеси.

При относительно низких температурах, когда можно пренебречь тепловой генерацией носителей, удельная проводимость примесного полупроводника главным образом определяется подвижностью основных носителей. С увеличением температуры (в ин-

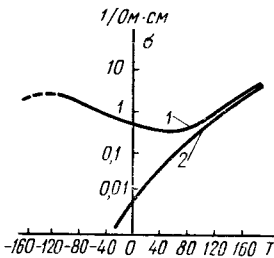


Рис. 1.9. Зависимость от температуры удельной проводимости германия, легированного донорной примесью (кривая 1), и беспримесного германия (кривая 2)



тервале температур, при которых обычно работает полупроводниковый прибор) подвижность носителей уменьшается. Это объясняется уменьшением средней длины свободного пробега носителей между очередными соударениями. Поэтому электропроводность примесного полупроводника уменьшается. Однако при относительно высоких температурах, когда начинает играть роль термогенерация электронов и дырок, несмотря на уменьшение подвижности носителей, увеличение температуры приводит к увеличению электропроводности примерно по экспоненциальному закону. На рис. 1.9 показана примерная зависимость от температуры удельной проводимости германия, легированного донорной примесью с  $N_d = 10^{15} \text{ см}^{-3}$  (кривая 1), и беспримесного германия (кривая 2). (При очень низкой температуре ее дальнейшее понижение вызывает не увеличение, а уменьшение подвижности основных носителей, что зависит от некоторых особенностей их взаимодействия с ионизированными атомами примеси.) Поэтому в области низких температур удельная проводимость примесного полупроводника при дальнейшем понижении температуры уменьшается. На рис. 1.9 это уменьшение намечено штриховой линией.

Наряду с германием и кремнием полупроводниковыми свойствами обладают: селен (Se), интерметаллические соединения, например арсенид галлия (GaAs), окислы, сульфиды, карбиды и множество других химических соединений типа  $A^{III} B^V$  и  $A^{II} B^{VI}$ , где римскими цифрами указана валентность химических элементов.

### § 1.3. ДИФFUЗИОННЫЙ ТОК В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

В полупроводниках электрический ток может быть вызван двумя причинами: электрическим полем и неравномерным распределением носителей заряда (электронов или дырок) по объему. Ток, образующийся в электрическом поле, называют дрейфовым, или током проводимости. Ток, возникающий при диффузии носителей из области, где их концентрация повышена, в направлении области с более низкой концентрацией, называется диффузионным.

Вероятность столкновения электронов друг с другом больше там, где выше их концентрация. Поэтому электрон, совершая хаотическое тепловое движение, будет отклоняться в сторону меньших столкновений. В результате носители заряда, совершающие тепловое движение, будут смещаться в направлении уменьшения их концентрации, что и приведет к протеканию диффузионного тока. Таким образом, наличие неравномерной концентрации носителей приводит к некоторой направленности их теплового движения.

Степень неравномерности в распределении носителей обычно характеризуется отношением изменения концентрации к изменению расстояния, на котором наблюдается это изменение, т. е. величиной  $\Delta n / \Delta x$  (рис. 1.10). Отношение  $dn/dx \approx \Delta n / \Delta x$  называют градиентом концентрации и обозначают  $grad\ n = dn/dx \approx \Delta n / \Delta x$ .

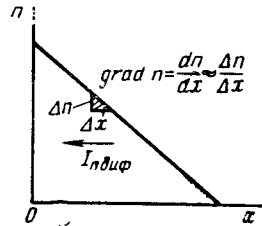


Рис. 1.10. Образование диффузионного тока при неравномерном распределении концентрации электронов проводимости в объеме полупроводника

Чем больше градиент концентрации, тем большим оказывается диффузионный ток.

Выражение для диффузионного тока электронов можно записать в следующем виде:

$$j_{n \text{ диф}} = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x}, \quad (1.14)$$

а для диффузионного тока дырок

$$j_{p \text{ диф}} = eD_p \left( -\frac{\Delta p}{\Delta x} \right), \quad (1.15)$$

где  $D_n = \frac{kT}{e} \mu_n$  см<sup>2</sup>/с;  $D_p = \frac{kT}{e} \mu_p$  см<sup>2</sup>/с — коэффициенты диффузии, служащие мерой отношения тока диффузии к неравномерности концентрации подвижных носителей, создающих этот ток.

Величина коэффициента диффузии зависит от подвижности носителей заряда и температуры. Чем больше их подвижность и больше температура, тем быстрее будет выравниваться концентрация носителей заряда, т. е. большим будет ток диффузии при данной неравномерности концентрации.

При комнатной температуре коэффициенты диффузии:  
для германия

$$D_n = 100 \text{ см}^2/\text{с}; \quad D_p = 47 \text{ см}^2/\text{с};$$

для кремния

$$D_n = 30 \text{ см}^2/\text{с}; \quad D_p = 13 \text{ см}^2/\text{с}.$$

Таким образом, при наличии неравномерности концентрации подвижных носителей ток в каждом сечении

$$j_{\text{диф}} = j_{n \text{ диф}} + j_{p \text{ диф}} = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x} + eD_p \left( -\frac{\Delta p}{\Delta x} \right). \quad (1.16)$$

### Контрольные вопросы

1. Перечислите основные признаки полупроводникового материала.
2. Перечислите полупроводниковые материалы.
3. Что такое ковалентная связь?
4. Что такое дырка?
5. Начертите зонные диаграммы для собственного полупроводника, электронного и дырочного.
6. Каким способом получается из собственного полупроводника полупроводник электронный или дырочный?
7. Какие токи могут протекать в полупроводнике?

## § 2.1. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНОГО ПЕРЕХОДА

Электронно-дырочный переход (сокращенно *p-n*-переход) — основной элемент современных диодов и транзисторов. Он находится на границе между дырочной и электронной областью одного кристалла. Однако его нельзя создать простым соприкосновением полупроводниковых пластин *p*- и *n*-типа, так как при этом неизбежен промежуточный слой воздуха, окислов или поверхностных загрязнений. Переход получается в едином кристалле полупроводника, в котором при легировании донорами и акцепторами получена достаточно резкая граница между *p*- и *n*-областью.

Электронно-дырочный переход обладает свойствами, которые позволяют создать на его основе различные полупроводниковые приборы. На рис. 2.1, *a* условно показан кристалл, одна часть объема которого имеет дырочную электропроводимость, а другая — электронную. В этом случае электроны и дырки могут переходить через границу. Слева от границы раздела электронов значительно меньше, чем справа, поэтому электроны стремятся диффундировать в *p*-область. Однако как только электроны попадают в *p*-область, они начинают рекомбинировать с дырками, основными носителями в *p*-области, и их концентрация по мере углубления быстро убывает. Аналогично дырки диффундируют из *p*-области в *n*-область.

Таким образом, в *p-n*-переходе появляется ток диффузии

$$I_{\text{диф}} = I_{p \text{ диф}} + I_{n \text{ диф}}, \quad (2.1)$$

направление которого совпадает с направлением диффузии дырок. Если бы дырки и электроны были нейтральными частицами, то

диффузия в конечном итоге привела бы к полному выравниванию концентрации дырок и отдельно электронов по всему объему кристалла.

Однако, перемещаясь в другую область, подвижные носители составляют нескомпенсированный заряд ионизированных атомов примеси, связанных с кристаллической решеткой. При этом, когда электроны перемещаются из  $n$ -области, там остается положительный заряд ионизированных доноров, а когда перемещаются из  $p$ -области дырки, там остается отрицательный заряд ионизированных акцепторов. Распределение плотности указанных зарядов  $\rho$  показано на рис. 2.1, г.

Таким образом, на границе областей образуются два слоя противоположных по знаку зарядов. Область образовавшихся пространственных зарядов представляет собой  $p$ - $n$ -переход. Его толщина обычно не превышает десятых долей микрона. Пространственные заряды в переходе образуют электрическое поле, направленное от положительно заряженных доноров к отрицательно заряженным акцепторам, т. е. от  $n$ -области к  $p$ -области. Между  $n$ - и  $p$ -областью устанавливается разность потенциалов  $U_{кн}$ , которая называется контактной. У большинства германиевых  $p$ - $n$ -переходов  $U_{кн} = 0,3 \div 0,4$  В, а у кремниевых  $U_{кн} = 0,7 \div 0,8$  В.

Электрическое поле препятствует диффузии основных носителей в соседнюю область. Считают, что между  $p$ - и  $n$ -областями устанавливается потенциальный барьер. На рис. 2.1, б показано распределение потенциала вдоль структуры  $p$ - $n$ -перехода. Продиффундировать через  $p$ - $n$ -переход могут только те носители, тепловая энергия которых достаточно, чтобы преодолеть потенциальный барьер, что предотвращает

выравнивание концентрации дырок и отдельно электронов по объему кристалла.

В  $n$ -области наряду с электронами, концентрация которых определяется концентрацией донорной примеси, имеются неоснов-

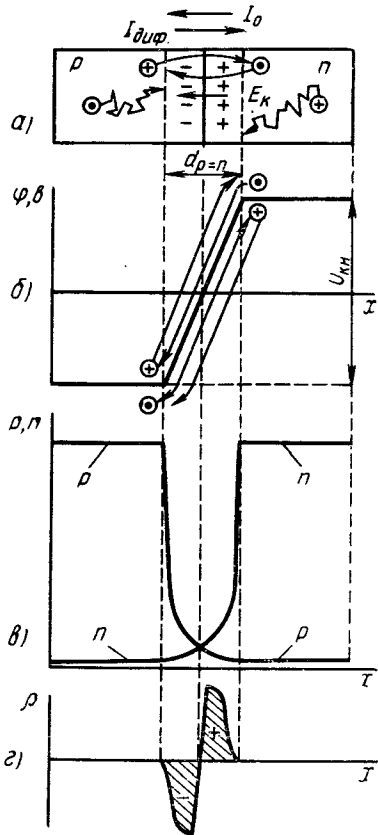


Рис. 2.1.  $p$ - $n$ -переход:

а — схематическое изображение  $p$ - $n$ -перехода; б — распределение потенциала; в — распределение электронов проводимости и дырок; г — распределение плотности объемных зарядов

ные носители — дырки. Аналогично в  $p$ -области всегда имеется некоторое число электронов проводимости.

Электрическое поле в  $p$ - $n$ -переходе способствует переходу неосновных носителей в соседнюю область, т. е. электронов из  $p$ -области в  $n$ -область и дырок из  $n$ -области в  $p$ -область.

Так, электроны проводимости  $p$ -области, совершая тепловое хаотическое движение, приближаются к границе двух сред, где их захватывает электрическое поле, созданное контактным напряжением, и они переходят в  $n$ -область. То же самое случается с дырками  $n$ -области, которые совершая тепловое движение, приближаются к границе двух сред, захватываются полем и переходят в  $p$ -область (см. рис. 2.1, а).

Ток, создаваемый неосновными носителями, называется тепловым током. Он состоит, как и диффузионный ток, из двух составляющих: электронной  $I_{0n}$  и дырочной  $I_{0p}$

$$I_0 = I_{0n} + I_{0p}. \quad (2.2)$$

Так как неосновных носителей мало, то и ток, образуемый ими, мал. Кроме этого, он не зависит от величины напряжения на  $p$ - $n$ -переходе, т. е. является током насыщения неосновных носителей.

По своему направлению тепловой ток противоположен току диффузии, поэтому общий ток  $p$ - $n$ -перехода

$$I_{p-n} = I_{\text{диф}} - I_0. \quad (2.3)$$

За положительное (прямое) направление тока  $p$ - $n$ -перехода принято направление тока диффузии.

При разомкнутом (или замкнутом накоротко)  $p$ - $n$ -переходе контактное напряжение затрудняет диффузию основных носителей настолько, что ток диффузии становится равным по абсолютной величине тепловому току  $I_{\text{диф}0} = I_0$ .

При этом

$$I_{p-n} = I_{\text{диф}0} - I_0 = 0. \quad (2.4)$$

Основные носители при встречной диффузии усиленно рекомбинируют в приконтактных областях  $p$ - $n$ -перехода. Это приводит к образованию в этом месте некоторого слоя, обедненного подвижными носителями, который обладает относительно малой удельной проводимостью (как беспримесный полупроводник) и поэтому называется запирающим слоем  $p$ - $n$ -перехода (рис. 2.1, в).

Средняя глубина проникновения дырок в  $n$ -область тем меньше, чем больше в этой области концентрация электронов проводимости. То же самое утверждение справедливо и для средней глубины проникновения электронов в  $p$ -область.

Ширина\* запирающего слоя  $d_{p-n}$  (ширина  $p-n$ -перехода)

$$d_{p-n}, \text{ м} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon U_{\text{кн}}}{e} \left( \frac{1}{N_d} - \frac{1}{N_a} \right)},$$

где  $\varepsilon_0$  — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума;  $\varepsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость кристалла.

В общем случае ширина запирающего слоя

$$d_{p-n}, \text{ м} = \sqrt{\frac{2\varepsilon_0\varepsilon (U_{\text{кн}} - U)}{e} \left( \frac{1}{N_d} - \frac{1}{N_a} \right)},$$

где  $U$  — внешнее напряжение с соответствующим знаком;  $N_d \approx n$ ;  $N_a \approx p$  — концентрация донорной и акцепторной примеси.

Обычно концентрация примеси в одной области на 2—3 порядка меньше, чем в другой (несимметричный  $p-n$ -переход). В этом случае запирающий слой оказывается сосредоточенным в области с малой концентрацией примеси.

Взаимная рекомбинация подвижных носителей в  $p-n$ -переходе происходит с такой интенсивностью, что в любой точке слоя, обедненного подвижными носителями, будет примерное равенство:  $pn \approx n_i^2$ . Данное состояние полупроводника называется равновесным.

Рассмотрим, какими характеристиками будет обладать  $p-n$ -переход в зависимости от полярности приложенного напряжения.

**Обратное включение  $p-n$ -перехода.** При обратном включении  $p-n$ -перехода источник подключается так, чтобы поле, создаваемое внешним напряжением, совпадало с полем  $p-n$ -перехода (рис. 2.2). В этом случае поля складываются и потенциальный барьер между  $p$ - и  $n$ -областью возрастает. Он теперь становится равным  $U' = U_{\text{кн}} + U$ , где  $U_{\text{кн}}$  — контактная разность потенциалов, а  $U$  — внешнее напряжение.

Такое воздействие на  $p-n$ -переход называют обратным смещением. Количество основных носителей, способных преодолеть действие результирующего поля, уменьшается. Соответственно

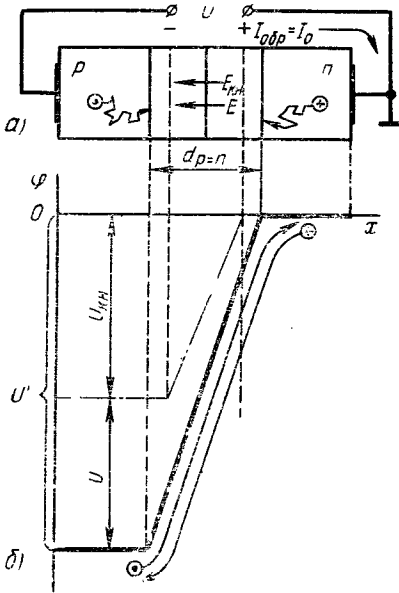


Рис. 2.2. Обратное включение  $p-n$ -перехода:

*a* — схема включения; *б* — распределение потенциала

\* Здесь речь идет о ширине сечения  $p-n$ -перехода плоскостью рисунка (см. рис. 2.1, *a*); на самом деле  $d_{p-n}$  — это толщина  $p-n$ -перехода.

уменьшается и ток диффузии. Под действием электрического поля, создаваемого источником  $U$ , основные носители будут оттягиваться от приконтактных слоев в глубь полупроводника. В результате ширина запирающего слоя увеличивается по сравнению с шириной в равновесном состоянии.

По мере увеличения внешнего напряжения остается все меньше подвижных носителей, способных преодолеть возрастающее тормозящее электрическое поле, и поэтому диффузионный ток через переход с увеличением обратного напряжения быстро стремится к нулю. Эта зависимость имеет экспоненциальный характер:

$$\begin{aligned} I_{n \text{ диф}} &= I_{n0} \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right], \\ I_{p \text{ диф}} &= I_{p0} \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right], \end{aligned} \quad (2.6)$$

где  $I_{n0}$  и  $I_{p0}$  — диффузионный ток электронов из  $n$ -области и дырок из  $p$ -области при  $U=0$ . При комнатной температуре  $e/kT=39, 1/\text{В}$ , поэтому экспоненциальная зависимость очень сильная.

Общий диффузионный ток

$$I_{\text{диф}} = (I_{p0} + I_{n0}) \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right] = I_{\text{диф}0} \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right], \quad (2.7)$$

где  $I_{\text{диф}0} = I_{p0} + I_{n0}$ .

Полный ток через переход равен разности диффузионного и теплового токов, поскольку они направлены в разные стороны. Тепловой ток образуется неосновными носителями заряда, при этом электрическое поле перехода способствует их перемещению в соседнюю область. Практически все неосновные носители, подходящие к  $p$ - $n$ -переходу, перемещаются в соседнюю область. Поэтому тепловой ток зависит от концентрации неосновных носителей в  $n$ - и  $p$ -области и не зависит от напряжения, приложенного к  $p$ - $n$ -переходу.

Подставим в равенство (2.3) выражение для диффузионного тока (2.7), тогда

$$I_{p-n} = I_{\text{диф}0} \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right] - I_0. \quad (2.8)$$

Согласно равенству (2.4) при внешнем напряжении, равном нулю,  $I_{\text{диф}0} = I_0$ , поэтому зависимость тока от обратного напряжения принимает следующий вид:

$$I_{p-n} = I_0 \left\{ \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right] - 1 \right\}. \quad (2.9)$$

**Прямое включение  $p$ - $n$ -перехода.** При прямом включении  $p$ - $n$ -перехода источник включается так, что поле, создаваемое внешним напряжением в  $p$ - $n$ -переходе, направлено навстречу собственному полю  $p$ - $n$ -перехода (рис. 2.3). Такое воздействие на  $p$ - $n$ -переход называют прямым смещением. В этом случае

напряжение источника вычитается из контактной разности потенциалов. Потенциальный барьер между  $p$ - и  $n$ -областью соответственно уменьшается. Диффузия основных носителей через  $p$ - $n$ -переход значительно облегчается и во внешней цепи возникает ток, примерно равный току диффузии.

Так как прямое напряжение вызывает встречное движение дырок и электронов, то их концентрация в приконтактных областях возрастает, что приводит к уменьшению ширины  $p$ - $n$ -перехода. Зависимость тока диффузии от прямого напряжения имеет тот же вид, что и при обратном включении, только берется с положительным знаком:

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{диф}0} \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right]. \quad (2.10)$$

Так же как и для обратного включения, тепловой ток не будет зависеть от напряжения. Полный ток  $p$ - $n$ -перехода равен разности диффузионного и теплового, т. е.

$$\begin{aligned} I_{p-n} &= I_{\text{диф}} - I_0 = \\ &= I_{\text{диф}0} \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right] - I_0 = \\ &= I_0 \left\{ \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right] - 1 \right\}. \end{aligned} \quad (2.11)$$

Формулу (2.11) можно считать универсальной, если принять, что внешнее напряжение в нее входит со своим знаком (прямое напряжение положительно, обратное — отрицательно).

Из этого следует, что при прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода ( $U$  положительно) экспоненциальный член быстро возрастает и единицей в фигурных скобках можно пренебречь, поэтому  $I_{p-n} \approx I_{\text{диф}}$ . При обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода ( $U$  отрицательно) экспоненциальный член быстро стремится в нуль и ток  $p$ - $n$ -перехода оказывается равным тепловому току  $I_0$ .

Зависимость тока  $I_{p-n}$  от внешнего напряжения, т. е. теоретическая вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода, соответствующая формуле (2.11), показана на рис. 2.4.

На вольт-амперную характеристику сильно влияет температура. С изменением температуры смещается как обратная, так и прямая ветвь характеристики.

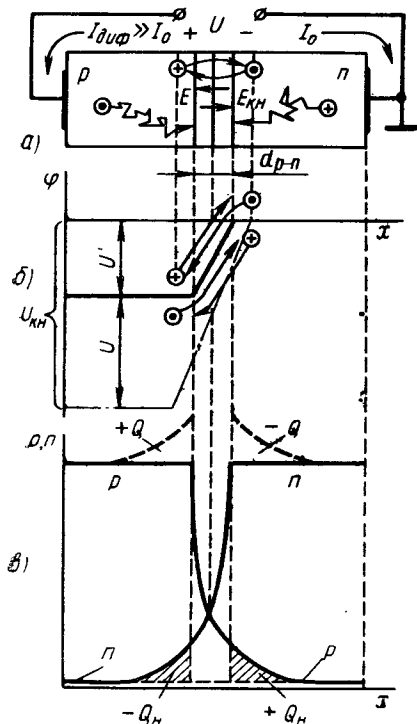


Рис. 2.3. Прямое включение  $p$ - $n$ -перехода:

$a$  — схема включения;  $b$  — распределение потенциала;  $c$  — распределение электронов проводимости и дырок



Зависимость от температуры обратной ветви вольт-амперной характеристики определяется температурной зависимостью тока  $I_0$ .

При повышении температуры увеличивается число пар электрон-дырка, возникающих в  $p$ - и  $n$ -областях вследствие теплового движения атомов. Это приводит к увеличению теплового тока  $I_0$   $p$ - $n$ -перехода.

Зависимость от температуры прямой ветви вольт-амперной характеристики, согласно выражению (2.11) определяется изменениями тока  $I_0$  и показателя экспоненты. При малом смещении прямой ток  $p$ - $n$ -перехода возрастает с увеличением температуры, вследствие увеличения тока  $I_0$ . Но при больших прямых токах основную роль начинает играть проводимость полупроводникового кристалла, которая уменьшается с увеличением температуры, что приводит к снижению прямого тока. Поэтому характеристики прямой ветви  $p$ - $n$ -перехода должны пересечься в некоторой точке.

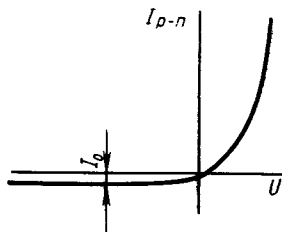


Рис. 2.4. Теоретическая (идеальная) вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода.

## § 2.2. ИНЖЕКЦИЯ НЕОСНОВНЫХ НОСИТЕЛЕЙ. ДИФфуЗИОННАЯ ЕМКОСТЬ

Процесс введения носителей заряда через электронно-дырочный переход или контакт металл — полупроводник при понижении высоты потенциального барьера в область полупроводника, где эти носители заряда являются неосновными называется инжекцией (от английского слова inject — впрыскивать, вводить).

Инжектированные носители, например дырки, диффундируют в глубь  $n$ -области, при этом они рекомбинируют с основными носителями — электронами, и их концентрация постепенно по мере увеличения расстояния от  $p$ - $n$ -перехода снижается до равновесной. То же самое происходит с электронами, инжектированными в  $p$ -область.

Концентрация инжектированных носителей убывает в направлении от  $p$ - $n$ -перехода примерно по экспоненциальному закону (см. рис. 2.3, в).

Таким образом, инжектированные носители обладают конечным временем жизни  $\tau$ . Для электронов время жизни обозначается  $\tau_n$ , а для дырок —  $\tau_p$ .

В тех местах полупроводника, в которых находятся не успевшие рекомбинировать инжектированные носители, равенство (1.1) переходит в неравенство  $pn > n_i^2$ . Такое состояние полупроводника называется неравновесным, а инжектированные носители — неравновесными носителями.

На рис. 2.5, а показано примерное распределение концентрации неравновесных носителей (заштрихованная область) для случая

бесконечно тонкого и несимметричного  $p$ - $n$ -перехода ( $p \gg n$ ). Это распределение определяется решением диффузионного уравнения непрерывности при отсутствии электрических полей в полупроводнике и когда поперечное сечение полупроводника равно площади  $p$ - $n$ -перехода (рис. 2.5, б):

$$p_n = (p'_n - p_{n0}) \exp \left[ -\frac{x}{L_p} \right], \quad (2.12)$$

где  $p'_n$  — концентрация дырок на границе  $n$ -области с  $p$ -переходом при инжекции (разность  $p'_n - p_{n0}$  является концентрацией неравновесных носителей на этой границе);  $p_{n0}$  — концентрация дырок в глубине  $n$ -области;  $L_p$  — диффузионная длина пробега дырок в  $n$ -области (она равна расстоянию, на котором концентрация дырок, инжектируемых в  $p$ -область, убывает в  $e$  раз).

Диффузионная длина связана с коэффициентом диффузии и временем жизни:

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}, \quad (2.13)$$

где  $D_p$  — коэффициент диффузии дырок.

Все сказанное в отношении инжекции дырок относится и к инжекции электронов.

Инжекция неосновных носителей не сопровождается нарушением электронейтральности тех областей, куда они вводятся, т. е. инжекция не приводит к появлению поля в объеме полупроводника.

Рассмотрим это на примере дырки. Дырка, вошедшая в  $n$ -область (рис. 2.5, б), представляет некоторый положительный заряд, поле которого распространяется по полупроводнику и приводит к «подтягиванию» электрона, отрицательный заряд которого должен скомпенсировать заряд дырки. Однако в месте, откуда ушел электрон, тоже появляется положительный заряд, который притягивает следующий электрон. Этот процесс со скоростью света распространяется по кристаллу и доходит до контакта, где избыточный положительный заряд компенсируется электроном, входящим в кристалл из внешней цепи. Таким образом, сколько инжектируется дырок в  $n$ -область через  $p$ - $n$ -переход, столько же сюда приходит электронов из внешней цепи. Дырки, инжектированные через

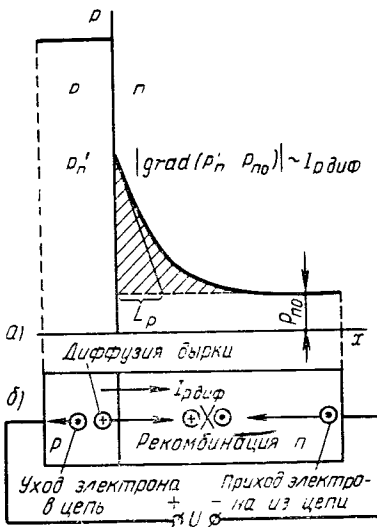


Рис. 2.5. Распределение концентрации неравновесных носителей заряда (дырок) при их инжекции:

а — в электронную область (заштриховано); б — перенос заряда через структуру  $p$ - $n$ -перехода (символическая форма)

электрона, отрицательный заряд которого должен скомпенсировать заряд дырки. Однако в месте, откуда ушел электрон, тоже появляется положительный заряд, который притягивает следующий электрон. Этот процесс со скоростью света распространяется по кристаллу и доходит до контакта, где избыточный положительный заряд компенсируется электроном, входящим в кристалл из внешней цепи. Таким образом, сколько инжектируется дырок в  $n$ -область через  $p$ - $n$ -переход, столько же сюда приходит электронов из внешней цепи. Дырки, инжектированные через

*p-n*-переход, и электроны, вошедшие через контакт, направлены навстречу друг другу и рекомбинируют в объеме полупроводника.

Аналогичные процессы происходят при инжекции электронов в *p*-область, в которой одновременно с введением электрона через *p-n*-переход происходит введение дырки через контакт кристалла с внешней цепью (что соответствует перемещению электрона из полупроводника в контакт).

В практике часто применяют несимметричные *p-n*-переходы, у которых  $p \gg n$  (или  $n \gg p$ ). У них ток диффузии определяется в основном переходом (инжекцией) дырок из *p*-области в *n*-область (или переходом электронов из *n*-области в *p*-область при  $n \gg p$ ).

Итак, при протекании через *p-n*-переход прямого тока около перехода происходит накопление инжектированных неравновесных носителей. Неравновесные носители создают в *n*- и *p*-областях неравновесные пространственные заряды соответствующих знаков, величины которых прямо пропорциональны заштрихованным областям (см. рис. 2.3, в). Неравновесные заряды согласно закону электростатической индукции притягивают и удерживают пространственные заряды противоположных знаков, создаваемые основными носителями этих областей, концентрация которых в местах расположения неравновесных носителей повышается (штриховая линия, см. рис. 2.3, в). Количество неравновесных носителей, например дырок, в *n*-области будет зависеть от величины потенциального барьера, т. е. от напряжения внешнего источника.

Увеличение прямого напряжения приведет к увеличению неравновесных и индуцированных зарядов. Индуцированные заряды можно рассматривать как заряды некоторой емкости *p-n*-перехода, получившей название диффузионной.

Известно, что

$$C = \Delta Q \Delta U,$$

где  $Q$  — заряд, накапливаемый емкостью.

Изменение напряжения на *p-n*-переходе  $\Delta U$  вызывает приращение диффузионного тока, а это приводит к увеличению неравновесных и индуцированных зарядов  $\Delta Q$ , следовательно,  $C_{\text{диф}} \neq 0$ .

Если быстро сменить полярность источника, то в начальный момент во внешней цепи потечет значительный обратный ток, обусловленный обратным переходом некоторого количества (неравновесных) носителей, накопленных в приконтактных областях *p-n*-перехода. Они совершают этот переход как неосновные носители.

При установлении обычной (неравновесной) концентрации неосновных носителей в приконтактных областях *p-n*-перехода обратный ток станет равным  $I_0$ . Большое значение обратного тока в начальный момент при смене полярности внешнего источника соответствует как бы разряду диффузионной емкости. Перезаряда

диффузионной емкости не происходит, так как при отсутствии тока диффузии диффузионная емкость перестает существовать.

Диффузионная емкость прямо пропорциональна току диффузии и времени жизни носителей:

$$C_{\text{диф}}, \Phi \approx \frac{e}{kT} (I_{p \text{ диф}} \tau_p + I_{n \text{ диф}} \tau_n), \quad (2.15)$$

где  $\tau_p$  — время жизни дырок в  $n$ -области, а  $\tau_n$  — время жизни электронов проводимости в  $p$ -области.

Для несимметричного  $p$ - $n$ -перехода ( $p \gg n$ )

$$\begin{aligned} C_{\text{диф}} &\approx \frac{e}{kT} I_{p \text{ диф}} \tau_p \approx \frac{e}{kT} (I_{p-n} + I_0) \tau_p = \\ &= \frac{e}{kT} \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right] \tau_p, \end{aligned} \quad (2.16)$$

где  $\tau_p$  — время жизни носителей (дырок), инжектированных в область с малой концентрацией основных носителей противоположного знака (электронов). Например, если  $\tau_p = 5$  мкс,  $I_{p \text{ диф}} = 10$  мА, то  $C_{\text{диф}} \approx 2$  мкФ. Такие значения соответствуют плоскостным диодам.

### § 2.3. БАРЬЕРНАЯ ЕМКОСТЬ $p$ - $n$ -ПЕРЕХОДА

Электронно-дырочный переход имеет двойной электрический слой: с одной стороны из положительно заряженных доноров и с другой — отрицательно заряженных акцепторов. Этот двойной электрический слой, расположенный между  $p$ - и  $n$ -областью, подобен заряженным обкладкам конденсатора, с той лишь разницей, что у обычного конденсатора заряд сосредоточен на обкладках, а у  $p$ - $n$ -перехода он распределен в двойном электрическом слое (запирающем слое), обладающем диэлектрическими свойствами.

Эту емкость называют барьерной, или зарядной, емкостью  $p$ - $n$ -перехода.

Барьерную емкость  $p$ - $n$ -перехода можно определить по формуле плоского конденсатора

$$C_{\text{бар}}, \Phi = \frac{\epsilon \epsilon_0 S_{p-n}}{d_{p-n}}, \quad (2.17)$$

где  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая постоянная вакуума, Ф/м;  $d_{p-n}$  — ширина  $p$ - $n$ -перехода, м;  $S_{p-n}$  — площадь  $p$ - $n$ -перехода, м<sup>2</sup>.

Зависимость барьерной емкости от внешнего напряжения можно установить с помощью формулы (2.17), выразив в ней  $d_{p-n}$  через  $U$ . После ряда преобразований получим

$$C_{\text{бар}}, \Phi \approx C_0 \sqrt{\frac{U_{\text{ки}}}{U_{\text{ки}} - U}}, \quad (2.18)$$

где  $C_0 = \frac{\epsilon \epsilon_0 S_{p-n}}{d_{p-n}|_{U=0}}$  — барьерная емкость  $p$ - $n$ -перехода при  $U=0$  (в плавных  $p$ - $n$ -переходах, у которых электропроводность типа  $p$

постепенно переходит в электропроводность типа  $n$ . Формула (2.18) становится более точной при корне кубическом).

При прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода его ширина уменьшается и барьерная емкость возрастает. Однако при этом барьерную емкость шунтирует малое сопротивление открытого  $p$ - $n$ -перехода, поэтому ее влияние оказывается незначительным.

При обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода его толщина увеличивается, а барьерная емкость уменьшается. При этом барьерная емкость шунтирует большое сопротивление закрытого  $p$ - $n$ -перехода, и ее влияние может оказаться существенным.

На рис. 2.6 показана зависимость барьерной емкости германиевого диода Д19А от величины обратного напряжения. Как видно из графика, емкость составляет десятки пикофард.

При прямых напряжениях барьерная емкость меньше диффузионной. При обратных напряжениях она значительно больше  $C_{\text{диф}}$ , которая в данном случае практически равна нулю.

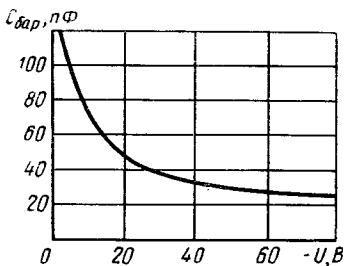


Рис. 2.6. Зависимость барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода от величины обратного напряжения

#### § 2.4. КОНТАКТ МЕТАЛЛ—ПОЛУПРОВОДНИК

Контакт металла с полупроводником может иметь две разновидности: металл с полупроводником  $n$ -типа и металл с полупроводником  $p$ -типа. Рассмотрим контакт металла с полупроводником  $n$ -типа. Основную роль в контактных явлениях играет работа выхода из металла и из полупроводника.

Работа выхода из металла  $\phi_m$  определяется как работа, необходимая для переноса электрона с уровня Ферми на бесконечно большое расстояние в вакуум. Соответствующая величина для полупроводника обозначена  $\phi_n$ . На рис. 2.7, а изображены энергетические диаграммы для металла и для полупроводника  $n$ -типа, изолированных друг от друга и помещенных в вакуум.

Уровень Ферми в металле расположен у вершины электронного распределения в частично заполненной валентной зоне. Предположим, что работа выхода у металла выше, чем у полупроводника. При соприкосновении полупроводника и металла преимущественный переход электронов происходит из вещества с большей энергией Ферми в вещество с меньшей энергией Ферми. В рассматриваемом случае поток электронов из полупроводника в металл будет преобладающим.

В результате металл начинает заряжаться отрицательно, а полупроводник — положительно и между ними у границы контакта возникают объемные заряды и устанавливается контактная разность потенциалов  $\phi_k$ . Направленное перемещение электронов

будет происходить до тех пор, пока уровни Ферми не выравняются и не установится состояние динамического равновесия (рис. 2.7, б).

Однако, вследствие сравнительно малой концентрации электронов в полупроводнике (на несколько порядков ниже, чем в металле) количество электронов в приконтактном слое окажется недостаточным, электроны будут идти из объема, оставляя в приконтактном слое полупроводника нескомпенсированный положительный заряд доноров. В результате возникает область, обедненная носителями, т. е. область повышенного сопротивления. Поэтому контактная разность потенциалов будет практически полностью падать в приконтактной области полупроводника.

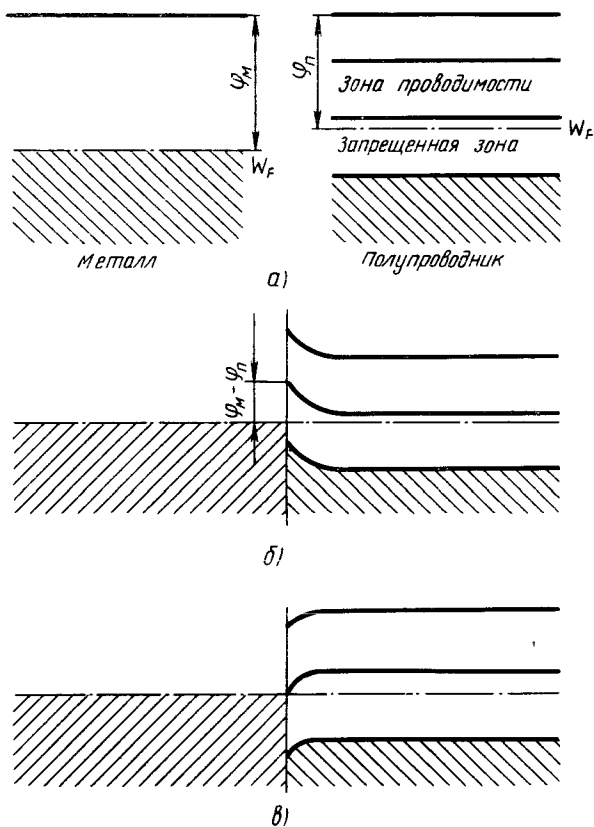


Рис. 2.7. Энергетические диаграммы контакта металл — электронный полупроводник:

а — образцы не контактируют; б — контакт металл-полупроводник  $n$ -типа при  $\varphi_M > \varphi_P$ ; в — контакт металл-полупроводник  $n$ -типа при  $\varphi_P > \varphi_M$

В объеме полупроводника потенциал спадает по экспоненциальному закону:

$$\varphi = \varphi_0 e^{-\frac{x}{L_d}},$$

где  $\varphi_0$  — потенциал в точке  $X=0$ , т. е. на границе с металлом;  $L_d$  — так называемая длина экранирования, или дебаевская длина, соответствует расстоянию, на котором потенциал спадает в  $e$  раз. Следовательно, величина  $L_d$  может быть принята за ширину области объемного заряда

$$L_d = \sqrt{\frac{\varepsilon \varepsilon_0 k T}{n_0 q^2}},$$

где  $n_0$  — равновесная концентрация основных носителей.

На практике ширина области объемного заряда для полупроводника составляет единицы микрон, а для металла менее  $10^{-4}$  мк. В результате зоны энергии в приконтактной области полупроводника искривляются кверху, как показано на рис. 2.7, б.

Чтобы преодолеть контактный потенциальный барьер электрон металла или полупроводника должен обладать энергией  $e(\varphi_m - \varphi_n)$  сверх энергии Ферми. Так как такой слой препятствует протеканию тока через контакт, то он называется запирающим.

Если работа выхода металла  $\varphi_m$  меньше работы выхода полупроводника, то преимущественный переход электронов будет происходить из металла в полупроводник, в результате чего в приконтактном слое повышается концентрация электронов и понижается сопротивление. На рис. 2.7, в показаны энергетические диаграммы для контакта металла с полупроводником  $n$ -типа при  $\varphi_n > \varphi_m$ . Искривление зон энергетической диаграммы в этом случае произойдет в противоположную сторону. Такой слой называют антизапирающим.

В случае контакта металла с дырочным полупроводником при  $\varphi_m > \varphi_n$  часть электронов из полупроводника уйдет в металл, поэтому приконтактный слой будет иметь повышенную концентрацию дырок и пониженное сопротивление. Слой будет также антизапирающим.

На рис. 2.8, а приведены искривленные зоны для контакта металл — полупроводник  $p$ -типа при  $\varphi_m > \varphi$ .

При  $\varphi_m < \varphi_n$  возникает слой, обедненный носителями повышенного сопротивления — запирающий слой. Для этого случая энергетические диаграммы приведены на рис. 2.8, б.

Внешнее электрическое поле батареи, включенной в цепь, будет только увеличивать или уменьшать величину собственного потенциального барьера.

В случае обедненного внутреннего поля внешнее поле также увеличивает ширину области объемного заряда, а противоположно направленное поле уменьшает ее. Таким образом, при обедненном слое контакт получается выпрямляющим. Вольт-амперная характе-

ристика такого контакта металл — полупроводник имеет вид, близкий к вольт-амперной характеристике  $p$ - $n$ -перехода (см. рис. 2.10).

Обогащенный слой дает низкое сопротивление при любой полярности внешнего напряжения, приложенного к контакту. В связи с этим обогащение приконтактного слоя полупроводника носителями заряда имеет важное значение для создания невыпрямляющих омических контактов полупроводниковых приборов.

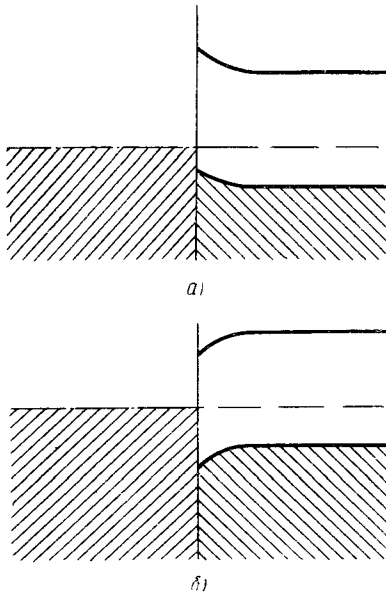


Рис. 2.8. Контакты металл — полупроводник  $p$ -типа:  
 а — при  $\varphi_M > \varphi_P$ ; б — при  $\varphi_P > \varphi_M$

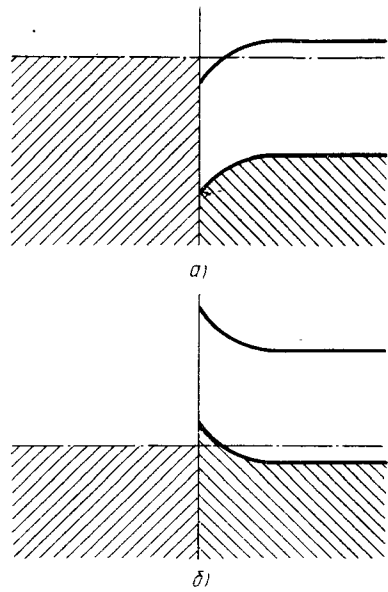


Рис. 2.9. Энергетические диаграммы контакта металл — высоколегированный полупроводник для создания омических контактов:  
 а — контакт с полупроводником  $n$ -типа;  
 б — контакт с полупроводником  $p$ -типа

На рис. 2.9, а показана энергетическая диаграмма, соответствующая случаю, когда нижняя граница зоны проводимости полупроводника в приконтактном слое находится ниже уровня Ферми. В образовавшееся углубление немедленно устремляются электроны. Приконтактный слой будет обладать высокой проводимостью. Такая же картина наблюдается в случае контакта металла с сильно легированным полупроводником  $p$ -типа при  $\varphi_P < \varphi_M$  (рис. 2.9, б).

Это случаи идеального невыпрямляющего контакта. Единственным сопротивлением в такой системе является сумма сопротивлений металла и тела полупроводника.



Таким образом, для создания хорошего невыпрямляющего контакта металла с полупроводником  $p$ -типа должно выполняться условие  $\varphi_M < \varphi_P$  и с полупроводником  $n$ -типа  $\varphi_M > \varphi_P$ .

При образовании контакта металла с собственным полупроводником происходит обогащение носителями заряда приконтактного слоя и проводимость его увеличивается. На рис. 2.10 приведены энергетические диаграммы для такого контакта.

В результате искривления зон в приконтактном слое может измениться тип электропроводности. Такой слой называется *инверсным* (рис. 2.10, б). Это случай слаболегированного полупроводника. Уровень Ферми лежит близко к середине запрещенной зоны. Искривление зон приводит к тому, что уровень Ферми в приконтактной области полупроводника пересекает середину запрещенной зоны. В точке пересечения концентрации электронов и дырок равны, что соответствует собственному полупроводнику. Слева от точки пересечения образуется обедненный электронами инверсный слой  $p$ -типа. В этом слое концентрация электронов становится ниже концентрации дырок.

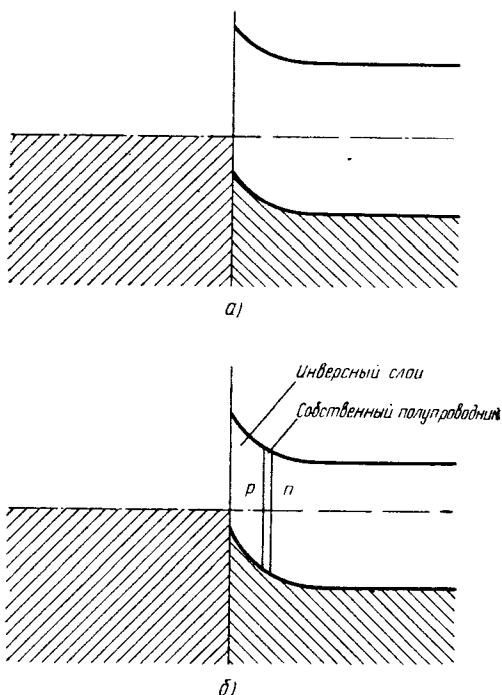


Рис. 2.10. Энергетические диаграммы контакта металл — собственный полупроводник (а) и металл — слаболегированный полупроводник  $p$ -слоем (б)

### Контрольные вопросы

1. Что называется  $p$ - $n$ -переходом и каковы его свойства?
2. Что такое основные, неосновные и неравновесные носители?
3. При каком включении  $p$ - $n$ -перехода преобладает диффузионная емкость и при каком включении — барьерная и почему?
4. Перечислите все составляющие токов, протекающих через  $p$ - $n$ -переход.
5. Начертите вольт-амперную характеристику  $p$ - $n$ -перехода.
6. Объясните физический смысл барьерной и диффузионной емкости.
7. Чем определяется контактная разность потенциалов между металлом и полупроводником?
8. Какова зависимость обратного тока  $p$ - $n$ -перехода от температуры?

§ 3.1. УСТРОЙСТВО ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Полупроводниковым диодом называют электропреобразовательный прибор с двумя выводами, принцип действия которого основан на использовании свойств электронно-дырочного перехода или поверхностного потенциального барьера кристалла полупроводника. Различные типы полупроводниковых диодов отличаются друг от друга, как по своим свойствам и назначению, так и по конструкции.

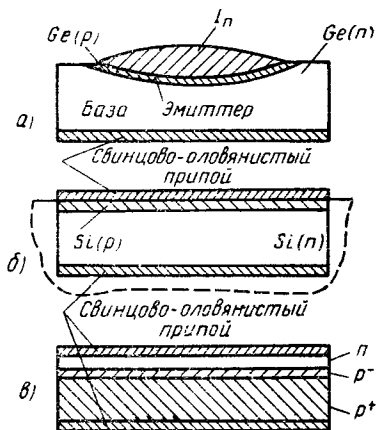


Рис. 3.1. Структуры плоских полупроводниковых диодов:

*а* — изготовленных методом сплавления;  
*б* — методом диффузии; *в* — методом эпитаксиального наращивания

Полупроводниковый диод обычно содержит один *p-n*-переход. В зависимости от его оформления различают плоскостные и точечные полупроводниковые диоды.

**Плоскостные полупроводниковые диоды** можно получить методами сплавления, диффузии и выращивания. На рис. 3.1, *а* показано принципиальное устройство германиевого диода, изготовленного методом сплавления (сплавной диод). Для изготовления такого диода в пластинку германия *n*-типа вправляется таблетка индия (галлия или бора). В процессе термической обработки таблетка и прилегающий к ней слой пластинки расплавляются. При остывании под таблеткой образуется тонкий слой германия,

сильно легированный индием, т. е. слой с резко выраженной дырочной электропроводностью.

С помощью свинцово-оловянистого припоя или другим способом создается невыпрямляющий (линейный) контакт. У диода, изготовленного методом сплавления, образуется четкая граница между  $p$ - и  $n$ -областями, но сам  $p$ - $n$ -переход получается резко несимметричным ( $p \gg n$ ), поэтому у такого диода электронная составляющая тока диффузии оказывается много меньше дырочной составляющей:

$$I_{\text{диф}} = I_p \cdot \frac{1}{2} \cdot I_n \approx I_p, \quad (3.1)$$

т. е. ток диффузии (прямой ток) определяется в основном инжекцией дырок из  $p$ -области в  $n$ -область.

Область  $p$ - $n$ -перехода с большой концентрацией основных носителей называют эмиттером, а область с малой концентрацией — базой (рис. 3.1, а).

При изготовлении плоскостного диода диффузионным методом проводится диффузия акцепторной или донорной примеси из газовой или жидкой среды в толщу пластины со слабо выраженной электропроводностью  $n$ - или  $p$ -типа.

В этих диодах концентрация введенной в поверхностный слой примеси сильно уменьшается с глубиной, поэтому эмиттерный слой получается неоднородным, а сам  $p$ - $n$ -переход — плавным (границей между областями можно считать плоскость, в которой концентрация акцепторов равна концентрации доноров).

После удаления (травлением) ненужных частей пластины и создания невыпрямляющих (линейных) контактов диффузионный диод можно считать готовым (рис. 3.1, б).

При изготовлении диода методом наращивания сначала получают кристалл, например, с донорной примесью. Затем, не нарушая структуры на нем, выращивают (или наращивают) кристалл с акцепторной примесью, что и позволяет получить резкий  $p$ - $n$ -переход.

Метод наращивания позволяет расположить между слоем  $n$  и слоем  $p^+$  очень тонкий слой  $p^-$ , которому сообщается малая доза акцепторной примеси. Этот слой, называемый эпитаксиальным, выполняет функцию базы диода. Обладая малой концентрацией основных носителей, он тем самым обеспечивает относительно большую толщину  $p$ - $n$ -перехода (рис. 3.1, в).

На рис. 3.2 показан разрез плоскостного диода Д7.

В этом диоде пластинка кристалла с  $p$ - $n$ -переходом 1 располагается на металлическом основании 2, к которому приварен

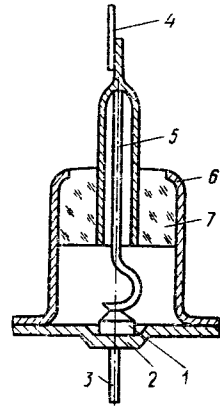


Рис. 3.2. Разрез плоскостного диода Д7:

1 — пластинка кристалла с  $p$ - $n$ -переходом; 2 — металлическое основание (ножка); 3 и 4 — внешние выводы; 5 — внутренний вывод; 6 — металлический баллон; 7 — изолирующая шайба

вывод 3. Второй вывод 4 соединен с пластинкой кристалла с помощью проводника 5. Корпус 6 состоит из металлического баллона ( $\varnothing=6,8$  мм), сваренного с основанием и изолирующей шайбой 7.

**Точечный диод** (принципиальное устройство) показан на рис. 3.3, а. При его изготовлении в хорошо отшлифованную пластину германия или кремния *n*-типа упирают металлическую иглу. В месте соприкосновения иглы с полупроводником образуется выпрямляющий (нелинейный) переход.

Следует заметить, что полупроводниковые диоды с нелинейным контактом между металлом и полупроводником известны давно. Они широко использовались, например, в качестве детекторов в простейших радиоприемниках. (Этот же принцип лежит в основе действия селеновых, меднозакисных выпрямительных элементов и некоторых других приборов.)

В настоящее время при изготовлении точечных диодов контакт подвергают электрической формовке. Процесс формовки заключается в пропуске через точечный контакт мощных коротких импульсов тока. При этом происходит местный разогрев контакта и кончик иглы сплавляется с полупроводником, что обеспечивает стабильность и механическую прочность контакта. Кроме того, часть материала иглы или часть входящих в нее примесей диффундирует в полупроводник, образуя под точечным контактом полусферическую микрообласть с дырочной электропроводностью (рис. 3.3, б). Граница между *p*- и *n*-областью у точечного *p-n*-перехода получается нечеткой (электропроводность *p*-типа постепенно переходит в *n*-тип).

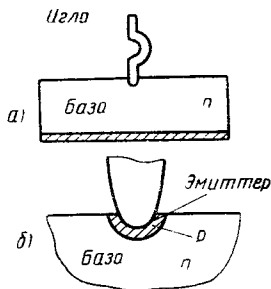


Рис. 3.3. Структура точечного диода (а). Образование *p-n*-перехода после формовки (б) (показано в увеличенном масштабе)

Примером может служить точечный диод, у которого базой служит пластинка германия *n*-типа, а игла выполнена из бериллиевой бронзы. В данном случае роль акцептора выполняет диффундирующий в кристалл бериллий.

Невыпрямляющий контакт у точечного диода выполняется так же, как и у плоскостного.

Пластинку кристалла полупроводниковых диодов помещают в герметичный корпус (металлический, металлокерамический, стеклянный) или заливают эпоксидными смолами.

Независимо от технологии изготовления диоды по применению или назначению можно разделить на следующие основные группы: *выпрямительные, универсальные* (высокочастотные), *сверхвысокочастотные, импульсные, опорные* (стабилитроны), *варикапы* и *туннельные, фотодиоды* и *светодиоды*.

По исходному полупроводниковому материалу диоды делятся на *германиевые, кремниевые* и *диоды из арсенида галлия*.

Для обозначения полупроводниковых диодов используются четыре элемента. Первый элемент обозначения — буква или цифра — означающие исходный материал: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия\*.

Второй элемент обозначения — буква, указывающая класс или группу приборов: Д — выпрямительные, универсальные, импульсные диоды; В — варикапы; А — сверхвысокочастотные диоды; И — туннельные диоды; С — стабилитроны.

Третий элемент обозначения — число, указывающее назначение или электрические свойства прибора. Например, низкочастотным диодам присваиваются числа:

<i>Прибор</i>	<i>Номер прибора</i>
Выпрямительные диоды . . . . .	101 ÷ 399
Универсальные диоды . . . . .	401 ÷ 499
Импульсные диоды . . . . .	501 ÷ 599
Варикапы . . . . .	601 ÷ 699

Четвертый элемент — буква, указывающая разновидность типа из данной группы приборов.

Пример обозначения: 2Д503Б — кремниевый импульсный диод, разновидность типа Б.

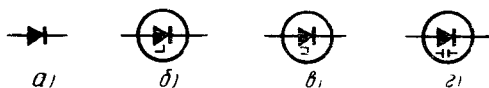


Рис. 3.4. Условные графические изображения диодов:

*а* — выпрямительный, СВЧ, импульсный; *б* — стабилитрон; *в* — туннельный диод; *г* — варикап

На рис. 3.4 показаны условные изображения диодов. Стрелка указывает прямое направление тока диода.

### § 3.2. ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ДИОДОВ

Вольт-амперная характеристика диодов снимается с помощью схем, показанных на рис. 3.5, *а*, *б*.

Экспериментальная (реальная) вольт-амперная характеристика диода  $I = \varphi(U)$  имеет некоторые отличия от теоретической характеристики, определяемой формулой (2.5).

На рис. 3.5, *в* реальная вольт-амперная характеристика диода показана сплошной, а теоретическая — штриховой линией. Расхождение теоретической и реальной характеристик на отдельных участках происходит по следующим причинам:

1. В прямом направлении при  $U \geq U_{\text{кн}}$  потенциальный барьер исчезает. В этом случае сопротивление диода определяется не диффузией основных носителей через снизившийся потенциальный барьер согласно формуле (2.5), а сопротивлением объема полупроводниковых областей (в основном это сопротивление, образуемое

\* Диоды, разработанные и освоенные промышленностью до 1964 г., обозначаются по-старому, первый элемент обозначения — буква Д.

базовой областью). Поэтому реальная вольт-амперная характеристика после точки  $I$  становится линейной, как у обычного сопротивления.

2. На участке между точками  $O$  и  $I$  теоретическая и реальная характеристики почти совпадают. Незначительное снижение реальной характеристики на этом участке объясняется падением напряжения на сопротивлении базы.

3. При  $U < 0$  на участке характеристики между точками  $O$ — $2$  обратный ток диода оказывается больше теплового тока  $I_0$ . В общем случае он состоит из трех основных составляющих:

$$I_{обp} = I_0 + I_G + I_y, \quad (3.2)$$

где  $I_G$  — ток термогенерации, который определяется количеством носителей (дырок и электронов), возникающих в самом  $p$ - $n$ -переходе из-за теплового возбуждения узлов кристаллической решетки.

Этот ток зависит от объема запирающего слоя и его температуры. Чем больше объем слоя, тем больше (за единицу времени) в нем генерируется дырок и электронов, тем большим оказывается  $I_G$ . Следовательно, ток термогенерации несколько увеличивается с увеличением обратного напряжения, в этом случае происходит расширение  $p$ - $n$ -перехода и объем запирающего слоя увеличивается. У германиевого диода  $I_G \ll I_0$ , а у кремниевого, наоборот,  $I_G \gg I_0$ . Это объясняется тем, что у кремниевого диода тепловой ток

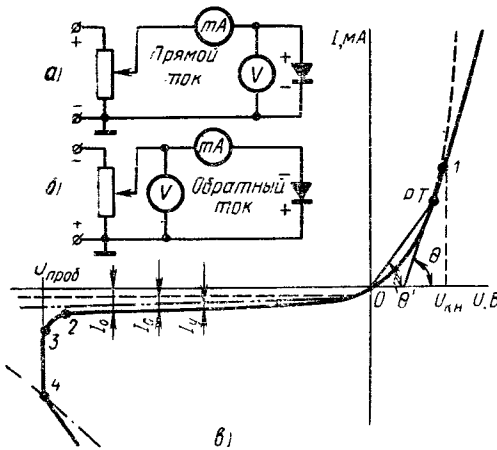


Рис. 3.5. Схемы для снятия вольт-амперной характеристики диодов (а, б); вольт-амперная характеристика диода (в)

в несколько тысяч раз, а ток термогенерации всего лишь в несколько десятков раз меньше, чем у германиевого диода;  $I_y$  — ток утечки, который протекает по поверхности кристалла от эмиттера к базе. Он в сильной степени зависит от состояния (загрязнения) этой поверхности и почти не зависит от температуры. Ток утечки увеличивается при увеличении обратного напряжения примерно по линейному закону и в основном определяет наклон обратной ветви вольт-амперной характеристики диода.

4. Между точками  $2$ — $3$  увеличивается обратный ток. Этот участок соответствует предпробойному состоянию диода. В точке  $3$

происходит пробой  $p$ - $n$ -перехода, сопровождающийся резким увеличением обратного тока при незначительном увеличении обратного напряжения.

Различают электрический и тепловой пробой  $p$ - $n$ -перехода.

**Электрический пробой** бывает туннельным и лавинным. Сильное электрическое поле в узком  $p$ - $n$ -переходе создает условие для квантовых (туннельных) переходов валентных электронов из  $p$ -области непосредственно в зону проводимости  $n$ -области (рис. 3.6).

Для создания обычного теплового тока валентные электроны  $p$ -области сначала должны преодолеть энергетический барьер и попасть в зону проводимости данной области, и лишь затем некоторые из них как неосновные носители могут перейти через  $p$ - $n$ -переход. То же самое справедливо и для дырок  $n$ -области.

Туннельный пробой возникает в очень узких (тонких)  $p$ - $n$ -переходах при напряжении, обычно не превышающем 15 В.

Другой разновидностью электрического пробоя является лавинный, при котором носители заряда, попавшие в  $p$ - $n$ -переход под действием сильного электрического поля, приобретают энергию, достаточную для ударной ионизации атомов кристалла. Лавинный пробой возникает в  $p$ - $n$ -переходах, толщина которых больше средней длины свободного пробега носителей между их очередными столкновениями с узлами кристаллической решетки. Этот вид пробоя наблюдается

обычно при обратных напряжениях больше 7 В. В интервале между 7 и 15 В оба вида электрического пробоя могут наблюдаться одновременно.

**Тепловой пробой**  $p$ - $n$ -перехода возникает вследствие нарушения теплового режима. С увеличением обратного напряжения и тока увеличиваются тепловая мощность, выделяемая в  $p$ - $n$ -переходе, а следовательно, и температура перехода. В свою очередь увеличение температуры приводит к увеличению обратного тока и рассеиваемой мощности. При определенных условиях происходит лавинообразное нарастание температуры и  $p$ - $n$ -переход разрушается. На рис. 3.5, в штрихпунктиром показана линия допустимой мощности диода.

У некоторых типов диодов при обычных условиях возможен только тепловой пробой. У всех остальных диодов первым наступает электрический пробой, который при увеличении обратного тока переходит в тепловой (точка 4, рис. 3.5, в).

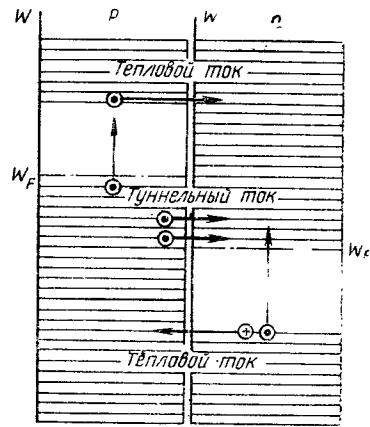


Рис. 3.6. Полевой пробой  $p$ - $n$ -перехода

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов зависят от температуры окружающей среды. На рис. 3.7 показано влияние температуры на вольт-амперную характеристику германиевого плоскостного диода Д7Д, а на рис. 3.8 — плоскостного кремниевого диода Д211.

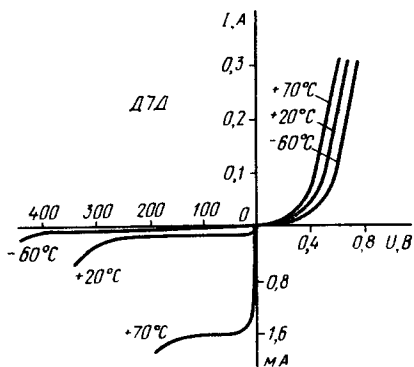


Рис. 3.7. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику германиевого диода

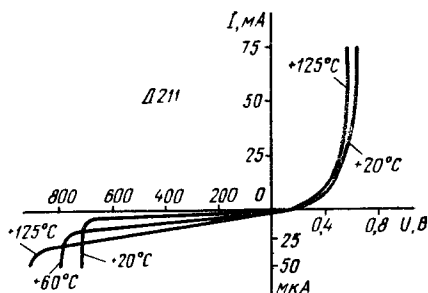


Рис. 3.8. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику кремниевого диода

С увеличением температуры увеличиваются тепловой ток и ток термогенерации, т. е. увеличивается обратный ток диода.

Примерное значение обратного тока диода можно найти по следующей эмпирической формуле:

$$I_{\text{обр}} \approx I_{\text{обр}} \left| A \frac{t^\circ - 20^\circ}{10^\circ} \right| \quad (3.3)$$

20° C;  $U_{\text{обр}} = \text{const}$ ,

где  $A$  — коэффициент, примерно равный 2 для германиевых диодов и 2.5 для кремниевых.

С увеличением температуры прямой ток диода также увеличивается. Это следует из выражения (2.11), у которого перед фигурными скобками стоит множитель  $I_0$ , возрастающий с увеличением температуры. Но при больших прямых токах основную роль начинает играть проводимость полупроводника кристалла (проводимость базы), которая в интервале рабочих температур уменьшается с увеличением температуры (см. рис. 1.9, кривая  $I$ ), что приводит к снижению прямого тока при фиксированном значении  $U_{\text{пр}}$ . Поэтому характеристики прямой ветви должны пересечься в некоторой точке. Однако эта точка у большинства диодов лежит далеко за пределами возможных прямых напряжений и токов.

С увеличением температуры напряжение лавинного пробоя увеличивается (рис. 3.8). Это происходит из-за сокращения средней длины свободного пробега носителей заряда в  $p$ - $n$ -переходе, что затрудняет возникновение ударной ионизации.



Напряжение полевого пробоя с увеличением температуры уменьшается, так как при высокой температуре туннельные переходы становятся более вероятными.

При тепловом пробое (рис. 3.7) с увеличением температуры напряжение пробоя уменьшается.

Для германиевых полупроводниковых диодов температурными границами являются  $(-60) \div (+70)^\circ\text{C}$ , а для кремниевых  $(-60) \div (+150)^\circ\text{C}$ .

Полупроводниковые диоды имеют следующие основные параметры.

Динамическое (дифференциальное) сопротивление

$$R_i, \text{ Ом} = \frac{dU}{dI} \approx \frac{\Delta U}{\Delta I}. \quad (3.4)$$

Это сопротивление прямо пропорционально котангенсу угла наклона касательной к характеристике в рабочей точке (см. рис. 3.5):

$$R_i = \frac{M_u}{M_i} \text{ctg } \theta, \quad (3.4')$$

где  $M_u$  и  $M_i$  — коэффициенты масштаба осей координат.

В прямом направлении при  $0 < U \leq U_{\text{кн}}$  динамическое сопротивление с хорошей степенью точности определяется по эмпирической формуле

$$R_{i \text{ пр}}, \text{ Ом} \approx 26 / I_{\text{пр}}, \quad (3.5)$$

где  $I_{\text{пр}}$  — прямой ток, мА.

При  $U > U_{\text{кн}}$ ,  $R_{i \text{ пр}} \approx r_s$ , где  $r_s$  — сопротивление полупроводниковых областей кристалла с учетом сопротивлений вводов (у диода с несимметричным  $p$ - $n$ -переходом  $r_s \approx r_0$ ) составляет единицы Ом.

В обратном направлении  $R_{i \text{ обр}} \approx R_y$ , где  $R_y = U_{\text{обр}} / I_y = \Delta U_{\text{обр}} / \Delta I_{\text{обр}}$  — сопротивление утечки диода (сотни килоом).

Статическое сопротивление (сопротивление диода постоянному току)

$$R_0, \text{ Ом} = \frac{U}{I} = \frac{M_u}{M_i} \text{ctg } \theta'. \quad (3.6)$$

Это сопротивление прямо пропорционально котангенсу угла наклона прямой, соединяющей рабочую точку с началом координат (см. рис. 3.5,  $\theta'$ ).

В справочниках вместо  $R_0$  часто приводят величины  $R_{\text{пр}}$  и  $R_{\text{обр}}$ , которые соответствуют сопротивлениям диода для постоянного тока при номинальных (или специально оговоренных) значениях прямого и обратного напряжений (или тока).

Иногда выпрямительные свойства диодов оценивают с помощью коэффициента выпрямления

$$k_{\text{выпр}} = I_{\text{пр}} / I_{\text{обр}} = R_{\text{обр}} / R_{\text{пр}} \text{ при } U = \pm 1\text{В}$$

(фиксированные значения для прямого и обратного напряжений могут быть неодинаковыми).

Важным параметром диода является его емкость

$$C_d \approx C_{бар} + C_{диф}. \quad (3.7)$$

На рис. 3.9 показаны зависимость  $C_{бар} = \varphi(U)$ , построенная по формуле (2.18), и зависимость  $C_{диф}$  от  $U$  согласно формуле (2.16).

При небольшом прямом токе  $C_{диф} \gg C_{бар}$ , поэтому  $C_d \approx C_{диф}$ . При обратном напряжении  $C_d \approx C_{бар}$ , так как в этом случае диффузионная емкость отсутствует. Диффузионная емкость обладает инерцией, поэтому с увеличением частоты она уменьшается. Барьерная емкость от частоты не зависит. В справочниках обычно указывают значение барьерной емкости при определенном значении обратного напряжения. В зависимости от  $S_{p-n}$  и  $d_{p-n}$  барьерная емкость имеет значения от десятков до сотен пикофарад.

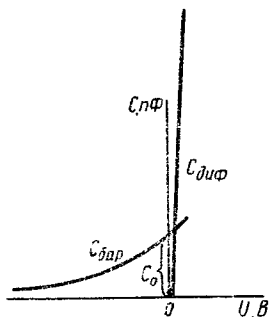


Рис. 3.9. Зависимость барьерной и диффузионной емкостей  $p-n$ -перехода от напряжения

Обратное максимально-допустимое напряжение

$$U_{обр\ max}, В \approx 0,8U_{проб}, \quad (3.8)$$

где  $U_{проб}$  — напряжение теплового или электрического пробоя (у различных диодов может иметь значение от десяти до тысячи вольт).

Максимально - допустимая мощность, рассеиваемая диодом,

$$P_{max}, Вт = \frac{t_{п\ max} - t_0}{R_{т\ пк} + R_{т\ ко}}, \quad (3.9)$$

где  $t_{п\ max}$  — максимально допустимая температура  $p-n$ -перехода (указывается в справочниках);  $t_0$  — температура окружающей среды;  $R_{т\ пк}$ ;  $R_{т\ ко}$  — тепловые параметры, определяемые экспериментально, которые называются тепловыми сопротивлениями ( $R_{т\ пк}$  — тепловое сопротивление между  $p-n$ -переходом и корпусом диода, а  $R_{т\ ко}$  — между корпусом и окружающей средой).

В справочниках часто приводится максимально допустимая мощность, рассеиваемая  $p-n$ -переходом, приведенная к  $20^\circ\text{C}$ . Из соотношения мощностей  $P_{max}/P_{max\ 20^\circ\text{C}}$ , каждую из которых определяют по формуле (3.9), получают расчетную формулу

$$P_{max} = \frac{t_{п\ max} - t_0}{t_{п\ max} - 20^\circ\text{C}} P_{max\ 20^\circ\text{C}}. \quad (3.10)$$

Для анализа работы полупроводникового диода, а также для выявления его особых параметров и характеристик удобно поль-

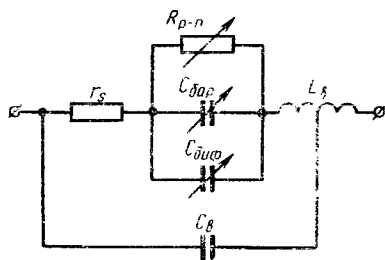


Рис. 3.10. Общая эквивалентная схема полупроводникового диода

зоваться эквивалентной схемой. В общем случае эквивалентная схема полупроводникового диода имеет вид, показанный на рис. 3.10.

На этой схеме:  $C_v$  — емкость между выводами;  $L_v$  — индуктивность выводов;  $r_s$  — общее сопротивление полупроводниковых областей кристалла и выводов диода;  $R_{p-n}$  — переменное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода;  $C_{бар}$  — переменная барьерная емкость;  $C_{диф}$  — переменная диффузионная емкость.

В эквивалентной схеме диода не показан источник э. д. с., который появляется лишь в особых случаях (когда диод используют как преобразователь различных видов энергии).

### § 3.3. СИЛОВЫЕ ДИОДЫ

Силовыми, или выпрямительными, диодами называют диоды, предназначенные для преобразования переменного напряжения в постоянное в мощных электротехнических установках. Это плоскостные диоды с относительно большой площадью  $p$ - $n$ -перехода.

Кроме параметров, указанных в § 3.2, силовые диоды дополнительно характеризуются электрическими величинами, определяющими их работу в выпрямителях;  $I_{обр}$  — обратный ток при некоторой величине обратного напряжения (обычно при  $U_{обр\ max}$ ), мкА;  $U_{пр\ max}$  — максимальное значение прямого напряжения, В.

Иногда в справочниках по полупроводниковым диодам приводятся:  $U_{обр. ср}$  — среднее за период значение обратного напряжения;  $I_{обр. ср}$  — среднее за период значение обратного тока;  $U_{выпр}$  — максимальное значение выпрямленного тока и  $U_{пр. ср}$  — среднее за период значение прямого напряжения.

Большое значение имеют параметры силовых диодов, характеризующие предельный режим их использования: максимальное обратное напряжение  $U_{обр\ max}$ , максимальное значение прямого тока  $I_{пр\ max}$  и максимальная температура корпуса.

Предельные параметры полупроводниковых диодов зависят от температуры и с нагревом прибора снижаются. В настоящее время промышленностью выпускают диоды  $I_{пр\ max}$ , которые составляют несколько десятков ампер, а  $U_{обр\ max}$  — несколько десятков киловольт. Частотный диапазон силовых диодов обычно невелик (до 2000 Гц).

В качестве основных материалов для производства силовых диодов используют кремний, германий и селен. Наиболее перспективны силовые диоды из кремния, они допускают больший перегрев и имеют низкое значение обратного тока.

В то же время прямое напряжение у кремниевых диодов больше, чем у германиевых, из-за большей ширины запрещенной зоны. Для того чтобы получить высокий коэффициент полезного действия выпрямителя, падение напряжения на диоде  $U_{пр}$  при протекании прямого тока  $I_{пр}$  должно быть минимальным.

Для получения больших значений обратного напряжения (в несколько сотен вольт) в базу силовых диодов обычно вносят малую дозу примеси, что приводит к расширению *p-n*-перехода и увеличению пробивного напряжения. Однако эта же мера приводит к уменьшению прямого допустимого тока из-за большого сопротивления базы.

Для достижения больших значений прямого тока увеличивают площадь *p-n*-перехода. Большие площади *p-n*-перехода можно получить только при изготовлении его методом диффузии. Этим методом обычно изготавливают силовые диоды, предназначенные для работы на низкоомную нагрузку.

Конструкции выпрямительных диодов могут быть самыми различными. Корпус диодов большой и средней мощности, как правило, предусматривает крепление к теплоотводу, поскольку тепло, выделяемое диодом, уже не может быть рассеяно самим корпусом.

На рис. 3.11, *a* представлена вольт-амперная характеристика выпрямительного диода Д231Б, а на рис. 3.11, *б* — его внешний вид.

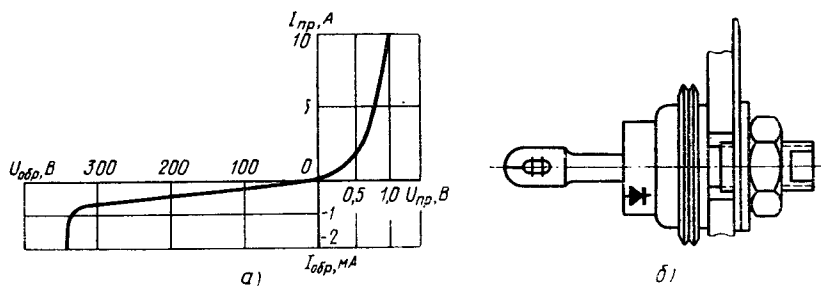


Рис. 3.11. Вольт-амперная характеристика (*a*) и внешний вид (*б*) диода Д231Б

В табл. 3.1 приведены основные параметры некоторых силовых диодов.

Таблица 3.1

Тип диода	$I_{обр\ max}$ , кВ	$I_{пр\ max}$ , А	$U_{пр}$ , В	$I_{обр\ max}$ , мкА	Примечание
Д226	0,4	0,3	$< 1$	$< 30$	Маломощный
Д231	0,3	10	$< 1$	$< 3000$	Сильноточный
Д1008	10	0,05	$< 10$	$< 100$	Высоковольтный столб, состоящий из нескольких последовательно включенных силовых диодов

### § 3.4. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ

Высокочастотные диоды применяются для детектирования (выпрямления токов высокой частоты), модуляции, преобразования частоты, а также в маломощных измерительных схемах.

В качестве высокочастотных диодов обычно используют точечные диоды. Так как площадь  $p$ - $n$ -перехода у точечных диодов относительно мала, то эти диоды имеют значительно меньшую максимально допустимую мощность по сравнению с плоскостными диодами, допускают меньшие выпрямленные токи и обратные напряжения. Обратное напряжение высокочастотных диодов не превышает 200 В, максимальная мощность 30 мВт и прямой ток 100 мА. Зато емкость перехода составляет не более 1 пФ, а диапазон рабочих частот определяется несколькими сотнями мегагерц.

На рис. 3.12 приведена эквивалентная схема высокочастотного диода.

Эквивалентная схема состоит из следующих элементов, являющихся ее параметрами:  $r_s$  — сопротивление объема базы, расположенного под точечным контактом;  $R_{p-n}$  — переменное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода;  $C_d$  — емкость  $p$ - $n$ -перехода.

Емкость высокочастотного диода с некоторой погрешностью можно считать независимой от внешнего напряжения и равной барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода при  $U=0$ , т. е.  $C_d \approx C_0$ .

На высоких частотах индуктивностью  $L_b$  и емкостью  $C_b$  можно пренебречь; их действие сказывается лишь в диапазоне СВЧ.

Как известно, выпрямительные свойства диода оцениваются с помощью коэффициента выпрямления:

$$k_{\text{выпр}} = I_{\text{пр}}/I_{\text{обр}} = R_{\text{обр}}/R_{\text{пр}} \text{ при } U = \pm 1\text{В.}$$

Под  $U$  можно понимать амплитудное значение напряжения высокочастотного колебания, приложенного к диоду в режиме, когда отсутствует сопротивление нагрузки.

При положительном полупериоде  $R_{p-n} \ll r_s$ , поэтому  $R_{\text{пр}} = r_s$  (рис. 3.12, б). При отрицательном полупериоде  $R_{p-n}$  велико по сравнению с сопротивлением емкости  $C_0$  (на частоте  $\omega$ ), поэтому  $R_{\text{обр}} \approx \left| r_s + \frac{1}{j\omega C_0} \right|$  (рис. 3.12, в). Ограничиваясь областью частот, на которых  $r_s \ll \frac{1}{\omega C_0}$ , получим  $R_{\text{обр}} \approx \left| \frac{1}{j\omega C_0} \right| = \frac{1}{\omega C_0}$ .

Следовательно

$$k_{\text{выпр}} \approx \frac{R_{\text{обр}}}{R_{\text{пр}}} \approx \frac{1}{\omega C_0 r_s}, \quad (3.11)$$

откуда условием эффективной работы диода является выполнение неравенства

$$\omega C_0 r_s \ll 1. \quad (3.12)$$

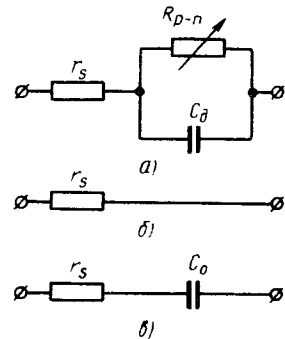


Рис. 3.12. Эквивалентная схема высокочастотного диода:

а — полная эквивалентная схема; б — эквивалентная схема для положительного полупериода; в — эквивалентная схема для отрицательного полупериода

Поэтому в высокочастотных диодах стремятся уменьшить емкость  $C_0$ , используя точечный  $p$ - $n$ -переход. Кроме того, полупроводниковый материал берется низкоомным, чтобы уменьшить сопротивление  $r_s$ .

На рис. 3.13, *a* изображена вольт-амперная характеристика германиевого точечного диода Д10А, а на рис. 3.13, *б* — его устройство. Прямые ветви характеристики точечного и плоскостного диодов практически не отличаются.

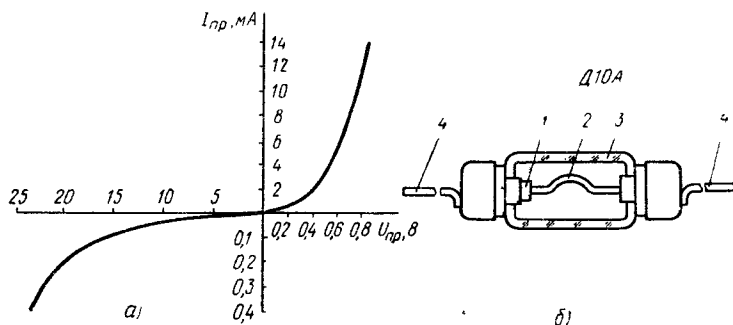


Рис. 3.13. Вольт-амперная характеристика (*a*) и устройство (*б*) точечного диода Д10А:

1 — кристалл с  $p$ - $n$ -переходом; 2 — вольфрамовая игла; 3 — стеклянный корпус; 4 — выводы

Для обратной ветви вольт-амперной характеристики высокочастотного диода показательнее более резкое возрастание обратного тока с увеличением напряжения, что обусловливается неоднородностью (сферичностью и плавностью) точечного  $p$ - $n$ -перехода.

Высокочастотные диоды характеризуются следующими основными параметрами:  $U_{пр}$  — прямым напряжением при заданном токе  $I_{пр}$ ;  $U_{обр\ max}$  — максимально допустимым обратным напряжением;  $I_{пр\ max}$  — максимально допустимым прямым током;  $I_{обр}$  — обратным током при максимальном обратном напряжении;  $R_i$  — динамическим сопротивлением;  $C_d$  — емкостью диода при заданном значении обратного напряжения.

Частотные свойства диодов характеризуются предельной (максимальной) частотой  $f_{max}$ , на которой выпрямленный диодом ток снижается на 70% от выпрямляемого тока на относительно низких частотах.

Дополнительным параметром детекторных диодов является коэффициент чувствительности по току

$$k_i, \text{ mA}/\text{mBt} = I_{выпр}/P_{вх}. \quad (3.13)$$

Этот параметр определяют отношением выпрямленного тока (в миллиамперах) к колебательной мощности (в милливаттах), подведенной ко входу детектора. Он характеризует полезный эффект детектирования.

Дополнительным параметром диодов, используемых для преобразования частот, являются потери преобразования

$$L_{\text{пр}}, \text{ дБ} = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}} \sim}{P_{\text{пр}} \sim}. \quad (3.14)$$

Этот параметр представляет отношение мощности сигнала, подведенного к преобразователю, к мощности преобразованного сигнала.

В табл. 3.2 приведены основные параметры некоторых высокочастотных диодов.

Таблица 3.2

Тип диода	$f_{\text{max}}$ , МГц	$U_{\text{обр max}}$ , В	$I_{\text{пр max}}$ , мА	$I_{\text{обр}}$ , мкА
Д10А	150	10	5	200
Д105	600	75	30	10
Д223	20	50	50	1

Примечание. Прямое напряжение у всех диодов  $U_{\text{пр}}=1$  В.

### § 3.5. ИМПУЛЬСНЫЕ ДИОДЫ

Импульсные диоды предназначены для использования в качестве ключевых элементов в импульсных схемах.

На рис. 3.14 приведена простейшая схема диодного ключа, работающего на активную нагрузку. На диод через сопротивление нагрузки воздействует генератор, вырабатывающий прямоугольные импульсы (рис. 3.15, а). Когда подается отрицательный импульс, сопротивление диода высокое, ключ разомкнут, при положительном импульсе сопротивление низкое, ключ замкнут.

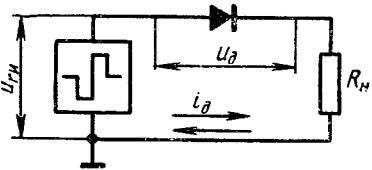


Рис. 3.14. Простейшая схема диодного ключа

Рассмотрим процессы, происходящие в диоде при его переключении с обратного напряжения на прямое и с прямого на обратное.

В промежутке времени между нулем и  $t_1$  диод закрыт поданным на него обратным напряжением (рис. 3.15, а, б), поэтому через нагрузку и диод течет лишь обратный ток диода  $I_{\text{обр}} = I_0 + I_G + I_{\gamma}$  (рис. 3.15, б).

В момент времени  $t_1$  напряжение переключается с обратного на прямое. Так как сопротивление нагрузки обычно много больше сопротивления открытого диода ( $R_{\text{н}} \gg R_{\text{пр}}$ ), то можно считать, что в промежутке времени между  $t_1$  и  $t_3$  через нагрузку и диод течет постоянный по величине ток  $I_{\text{пр}} = U_{\text{г. и. пр}}/R_{\text{н}}$  (рис. 3.15, б), откуда  $u_{\text{д}} = R_{\text{пр}} i_{\text{д}} = R_{\text{пр}} I_{\text{пр}}$ .

Появление прямого тока со временем вызывает некоторое снижение прямого сопротивления диода.

Так как  $I_{np} \approx \text{const}$ , то этот переходный процесс можно наблюдать на временной диаграмме прямого напряжения, выделяющегося на диоде (рис. 3.15, в).

Интервал времени от начала импульса прямого тока до момента, когда прямое напряжение на диоде уменьшится до уровня  $1,2$  от установившейся величины  $U_{д.пр}$  называется временем установления и обозначается  $\tau_{уст}$ .

Физический смысл переходного процесса установления прямого сопротивления диода объясняется следующим образом. При появлении прямого тока в базе диода происходит накопление неравновесных носителей (например, дырок) и устанавливается их распределение концентрации согласно формуле (2.12). Как известно, при ограниченной величине тока накопление заряда мгновенно произойти не может.

На рис. 3.16, а показаны последовательные стадии накопления неравновесного заряда и изменения, происходящие в распределении концентрации неравновесных носителей для промежутка времени между моментами  $t_1$  и  $t_2$  (можно считать, что в момент времени  $t_2$  переходный процесс практически заканчивается).

По закону электростатической индукции неравновесные заряды притягивают к месту своего расположения заряды противоположного знака, т. е. основные носители базы, что и приводит к некоторому снижению ее сопротивления.

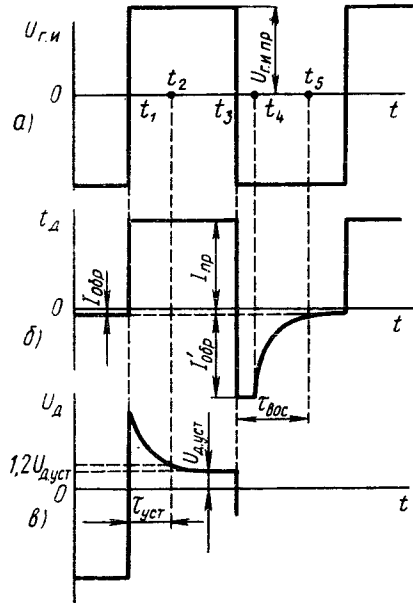


Рис. 3.15. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу диодного ключа

В момент времени  $t_3$  напряжение на диоде меняется на обратное. При этом инжектирование носителей из эмиттера в базу прекращается и неравновесный заряд начинает рассасываться; неравновесные носители рекомбинируют с основными носителями базы. Одновременно с этим возникают условия для диффузии некоторого количества неравновесных носителей в направлении  $p$ - $n$ -перехода, который они свободно проходят под действием электрического поля. Поэтому обратный ток в начальный момент после переключения оказывается значительным, а обратное сопротивление диода — примерно равным сопротивлению базы  $R'_{обп} \approx r_б$ .

Так как  $R_n \gg r_б$ , то можно утверждать, что  $I_{обп} \approx U_{г.н.обп} / R_n$  (см. рис. 3.15, б).



На рис. 3.16, б показаны последовательные стадии рассасывания неравновесного заряда и изменения, происходящие в распределении концентрации неравновесных носителей в базе диода.

В интервале времени между  $t_3$  и  $t_4$  обратный ток примерно постоянный и равен  $I_{обр}$ , а это означает, что градиент концентрации неравновесных носителей на границе базы с  $p$ - $n$ -переходом при уменьшении самой концентрации в этом сечении также остается постоянным.

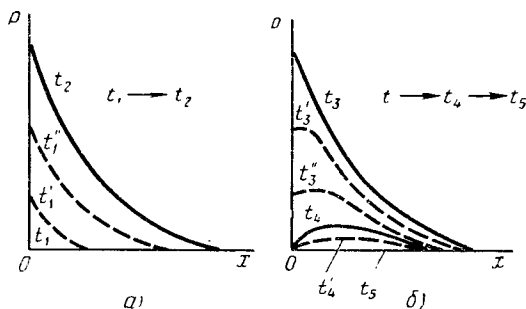


Рис. 3.16. Распределение неравновесных носителей в базе диода в различные моменты времени: а — при накоплении неравновесного заряда; б — при рассасывании неравновесного заряда

В интервале времени между  $t_4$  и  $t_5$  градиент концентрации неравновесных носителей убывает вместе с рассасыванием оставшейся части неравновесного заряда. При этом обратный ток диода убывает (примерно по экспоненте) до установившегося значения  $I_{обр}$ , т. е. происходит восстановление высокого обратного сопротивления диода,  $R_{обр} \gg R_{пр}$ .

Интервал времени от момента переключения диода с прямого направления на обратное до момента установления его высокого обратного сопротивления называется временем восстановления и обозначается  $\tau_{вос}$  (см. рис. 3.15, б).

Как известно, накопление неравновесных носителей в приконтактных областях  $p$ - $n$ -перехода соответствует процессам формирования заряда диффузионной емкости, а диффузия неравновесных носителей в направлении  $p$ - $n$ -перехода при рассасывании неравновесного заряда соответствует процессам разряда и ликвидации этой емкости. Следовательно, чем меньше  $S_{диф}$ , тем быстрее (при прочих равных условиях) протекают переходные процессы в диоде, т. е.  $\tau_{уст}$  и  $\tau_{вос}$  оказываются меньшими.

Для уменьшения диффузионной емкости диода согласно формуле (2.16) необходимо уменьшить время жизни неравновесных носителей. Это достигается увеличением удельной проводимости области базы, а также легированием полупроводника базы золотом (или медью).

Примесные атомы золота в полупроводнике являются своеобразными ловушками, которые относительно легко захватывают электроны проводимости и дырки, способствуя тем самым их взаимной рекомбинации.

Совокупность данных мер (и некоторых других) позволяет снизить  $\tau_{уст}$  и  $\tau_{вос}$  до величин, меньших  $10^{-9}$  с.

Следует заметить, что время восстановления сильно зависит от сопротивления, включенного последовательно с диодом. Действительно, чем меньше это сопротивление, тем больше разрядный ток диффузионной емкости и тем быстрее происходит рассасывание накопившихся неравновесных носителей.

По времени восстановления импульсные диоды разделяются на миллисекундные ( $\tau_{вос} > 0,1$  мс), микросекундные ( $0,1$  мс  $> \tau_{вос} > 0,1$  мкс) и наносекундные ( $\tau_{вос} < 0,1$  мкс).

Кроме диффузионной емкости на переходные процессы в импульсных диодах влияет также и барьерная емкость (как междуэлектродная емкость в вакуумном диоде), поэтому некоторые (маломощные) импульсные диоды выполняются в виде точечных диодов.

В качестве дополнительных параметров для импульсных диодов иногда указывают максимальное прямое импульсное напряжение  $U_{пр. и макс}$  и максимальный импульсный ток  $I_{пр. и макс}$ , а также их отношение

$$R_{пр. и}, \text{ Ом} = U_{пр. и макс} / I_{пр. и макс}, \quad (3.15)$$

называемое импульсным сопротивлением диода.

В табл. 3.3 приведены основные параметры некоторых импульсных диодов.

Таблица 3.3

Тип диода	$U_{обр макс}$ , В	$U_{пр и макс}$ , В	$I_{пр макс}$ , мА	$I_{обр макс}$ , мкА	$\tau_{вос}$ , мкс	$C_D$ , пФ
Д20	20	$\leq 5$	20	$\leq 50$	$\leq 0,1$	—
Д220	50	—	50	$\leq 1$	$\leq 0,5$	1,5
2Д503А	30	2,5	20	$\leq 4$	$\leq 0,004$	5

Примечание. У всех диодов  $R_{пр. и} = 75$  Ом.

### § 3.6. СТАБИЛИТРОНЫ (ОПОРНЫЕ ДИОДЫ)

Стабилитроны представляют собой полупроводниковые диоды, вольт-амперные характеристики которых отражают слабую зависимость напряжения от тока в области электрического пробоя и которые используются для стабилизации напряжения (рис. 3.17, б).

Подобной вольт-амперной характеристикой обладают сплавные диоды с базой, изготовленной из низкоомного (высоколегированного примесью) полупроводникового материала. При этом образуется тонкий  $p-n$ -переход с очень четкими границами, что и создает условия для возникновения резкого электрического пробоя при относительно низких обратных напряжениях.

В германиевых диодах электрический пробой быстро переходит в тепловой, поэтому в качестве стабилитронов применяются обычно кремниевые диоды, обладающие большей устойчивостью в отношении теплового пробоя.

На рис. 3.17, б штрих-пунктиром показана линия допустимой мощности, ограничивающая рабочий участок стабилитрона.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая стабилитроном, определяется по формуле (3.9) или (3.10), и зависит от тех же факторов, что и у обычного диода.

Кремниевые стабилитроны используют для стабилизации напряжений источников питания (как стабилитроны газового разряда), а также для фиксации уровней напряжений (и токов) в схемах (отсюда и происходит второе название кремниевых стабилитронов «опорные диоды») и для некоторых других целей.

На рис. 3.17, а изображена схема стабилизации напряжения с помощью опорного диода.

Следует помнить, что опорный диод в схему стабилизации обычно включают в обратном (запорном) направлении. Прямая ветвь вольт-амперной характеристики кремниевого диода, в том числе и опорного, имеет резкий излом, поэтому для стабилизации малых напряжений ( $U \approx 1 \div 1,5$  В) можно использовать кремниевые диоды, включенные в прямом направлении.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами.

Напряжение стабилизации  $U_{ст}$  соответствует точке на середине рабочего участка. Так как рабочий участок (участок электрического пробоя диода) почти параллелен оси ординат, то можно считать, что  $U_{ст} \approx U_{проб}$  (в настоящее время наиболее широко используются опорные диоды с напряжением стабилизации от 7 до 14 В).

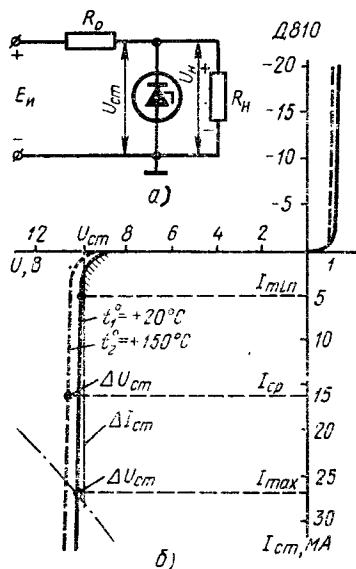


Рис. 3.17. Вольт-амперная характеристика (б) и схема включения (а) стабилитрона

Максимальный и минимальный токи стабилизации  $I_{\max}$  и  $I_{\min}$ . Максимальный ток определяется отношением максимально допустимой мощности к напряжению стабилизации

$$I_{\max} \approx P_{\max}/U_{\text{ст}}. \quad (3.16)$$

Минимальный ток определяется гарантированной устойчивостью состояния электрического пробоя  $p$ - $n$ -перехода.

Среднее значение тока стабилизации

$$I_{\text{ср}} = \frac{I_{\max} + I_{\min}}{2} \approx \frac{I_{\max}}{2}. \quad (3.17)$$

Динамическое (или дифференциальное) сопротивление в рабочей точке (при среднем значении тока стабилизации  $I_{\text{ср}}$ );  $R_i = \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta I_{\text{ср}}}$  (от единиц до десятков Ом).

Этот параметр характеризует основное свойство стабилитрона. Чем меньше  $R_i$ , тем лучше осуществляется стабилизация.

Статическое сопротивление или сопротивление опорного диода постоянному току в рабочей точке

$$R_0 = U_{\text{ст}}/I_{\text{ср}}. \quad (3.18)$$

Иногда пользуются параметром, который называют коэффициентом нелинейности, или добротностью, стабилитрона:

$$Q_{\text{ст}} = R_0 R_i \geq 100. \quad (3.19)$$

Одним из наиболее важных параметров стабилитрона является температурный коэффициент напряжения:

$$\text{TKU}, 1/\text{град} = \Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}\Delta T. \quad (3.20)$$

Он показывает относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на один градус при постоянном значении тока. Иногда ТКУ выражается в процентах  $[\text{TKU}, \% = (\Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}\Delta T) \times 100]$ .

Физический смысл ТКУ можно пояснить следующим образом. На рис. 3.17 показаны две характеристики стабилитрона при разных температурах окружающей среды:  $t_1^0 = +20^\circ \text{C}$  и  $t_2^0 = +150^\circ \text{C}$ . Увеличение температуры на  $\Delta T = t_2^0 - t_1^0 = 130^\circ \text{C}$  вызывает изменение напряжения стабилизации  $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$  на величину  $\Delta U_{\text{ст}} \approx 0,6 \text{ В}$ , следовательно, для этого стабилитрона  $\text{TKU} = 0,6 / 10 \cdot 130 \approx \approx 0,45 \cdot 10^{-3} 1/\text{град}$  (или  $0,045\%$  град).

При лавинном характере пробоя ТКУ положителен. С увеличением температуры напряжение этого типа пробоя увеличивается и уменьшается при понижении температуры.

При полевом пробое ТКУ становится отрицательным, так как с увеличением температуры напряжение этого типа пробоя уменьшается и, наоборот, увеличивается с понижением температуры (см. § 3.2).

Смена знака ТКУ происходит при напряжении стабилизации (напряжениях электрического пробоя) между 5 и 6 В.

Для уменьшения ТКУ стабилитрона иногда применяют комбинацию из последовательно включенных (двух или более), специально подобранных  $p$ - $n$ -переходов с противоположным по знаку температурным коэффициентом напряжения.

В табл. 3.4 приведены основные параметры некоторых стабилитронов.

Таблица 3.4

Тип стабилитрона	$U_{ст}$ , В	$R_i$ , Ом	ТКУ, % град	$I_{мин}$ , мА	$I_{max}$ , мА	$P_{max}$ , мВт
Д808	7 — 8,5	12	0,045	5	33	280
Д810	9 — 10,5	25	0,045	5	26	280
Д813	11,5 — 14	35	0,045	5	20	280
Д815Е	15	2,5	0,1	5	550	8000

Примечание. В графе  $U_{ст}$ , В указаны граничные значения, в пределы которых попадает напряжение стабилизации стабилитронов данного типа.

### 3.7. ВАРИКАПЫ (ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ДИОДЫ)

В а р и к а п ы — это полупроводниковые диоды, которые используют в качестве электрически управляемой емкости.

Принцип действия варикапов основан на свойстве барьерной емкости обратного смещенного  $p$ - $n$ -перехода изменять свою величину в зависимости от приложенного к нему напряжения (рис. 3.18, а).

Варикапы широко используются в схемах автоматической подстройки частоты, амплитудной и частотной модуляции, в схемах параметрических усилителей и др., поэтому их иногда называют параметрическими диодами.

На рис. 3.18, б, в показаны временные диаграммы управляющего напряжения на варикапе и изменения барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода;  $U_{см}$  яв-

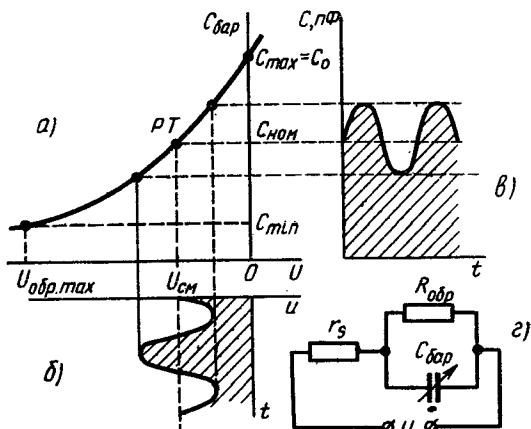


Рис. 3.18. Построения, поясняющие принцип действия варикапа:

а — зависимость барьерной емкости от напряжения смещения; б и в — временные диаграммы управляющего напряжения и изменения барьерной емкости; г — эквивалентная схема варикапа

ляется напряжением смещения, которое определяет положение рабочей точки.

От обычных диодов варикапы отличаются только лучшими емкостными параметрами и характеристиками.

Основные параметры варикапов.

Добротность  $Q_C$  — добротность конденсатора, роль которого выполняет варикап.

На рис. 3.18, *г* показана эквивалентная схема диода, включенного в обратном направлении.

На низкой частоте  $1/\omega_n C_{бар} \gg r_s$ , поэтому сопротивлением  $r_s$  можно пренебречь. Добротность конденсатора, шунтированного сопротивлением, определяется выражением

$$Q_C = \omega_n C_{бар} R_{обр}. \quad (3.21)$$

На высокой частоте  $1/\omega_n C_{бар} \ll R_{обр}$ , поэтому обратным сопротивлением  $p$ - $n$ -перехода можно пренебречь. Добротность конденсатора с последовательно подключенным сопротивлением определяется выражением

$$Q_C = \frac{1}{\omega_n C_{бар} r_s}. \quad (3.22)$$

Если ограничить снизу значение добротности единицей, можно получить частотный диапазон варикапа:

$$f_{max} = \frac{1}{2\pi C_{бар} r_s}; \quad f_{min} = \frac{1}{2\pi C_{бар} R_{обр}}. \quad (3.23)$$

Следовательно, высокочастотные варикапы должны иметь малое сопротивление базы (германиевые или арсенид-галлиевые диоды с малой толщиной базы и с высокой концентрацией примеси  $r_s = 2 \div 6$  Ом), а низкочастотные — высоким сопротивлением обратного смещенного  $p$ - $n$ -перехода (кремниевые диоды  $R_{обр} = 1$  МОм).

Номинальная емкость варикапа  $C_{ном}$  — барьерная емкость  $p$ - $n$ -перехода при заданном напряжении смещения. Для высокочастотных варикапов она составляет несколько десятков, а для низкочастотных десятки тысяч пикофарад. Получить такие значения барьерной емкости у низкочастотных варикапов можно лишь при большой площади  $p$ - $n$ -перехода ( $S_{p-n} = 0,1 \div 10$  см<sup>2</sup>), который обычно создают на основе кремния методом диффузии.

Коэффициент перекрытия по емкости

$$k_C = C_{max}/C_{min} = 5 \div 10, \quad (3.24)$$

где  $C_{max}$  — максимальная емкость варикапа; ее величина ограничивается значением  $C_0$ , так как очень малое сопротивление открытого  $p$ - $n$ -перехода оказывает сильное шунтирующее действие на емкость и резко снижает ее добротность;  $C_{min}$  — минимальная емкость варикапа, ее величина ограничивается обратным допустимым напряжением  $p$ - $n$ -перехода (рис. 3.18, *а*).

Стабильность работы варикапа характеризуется величиной температурного коэффициент емкости

$$\text{ТКС, } 1/\text{град} = \Delta C / C_{\text{ном}} \Delta T. \quad (3.25)$$

Он представляет собой относительное изменение номинальной емкости варикапа, приходящееся на один градус изменения температуры окружающей среды.

### § 3.8. ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Туннельный диод представляет собой полупроводниковый прибор с одним *p-n*-переходом, изготовленным на основе высоколегированного полупроводникового материала.

Высокая доза примеси в этом материале вызывает смещение уровня Ферми настолько, что он располагается у электронного полупроводника в зоне проводимости, а у дырочного — в валентной зоне (рис. 3.19, а). Такие полупроводники называют вырожденными.

Если объединить высоколегированные полупроводники с различным типом проводимости в одном кристалле так, чтобы между ними имелась резкая граница, то получится очень узкий *p-n*-переход с шириной 0,01 мкм.

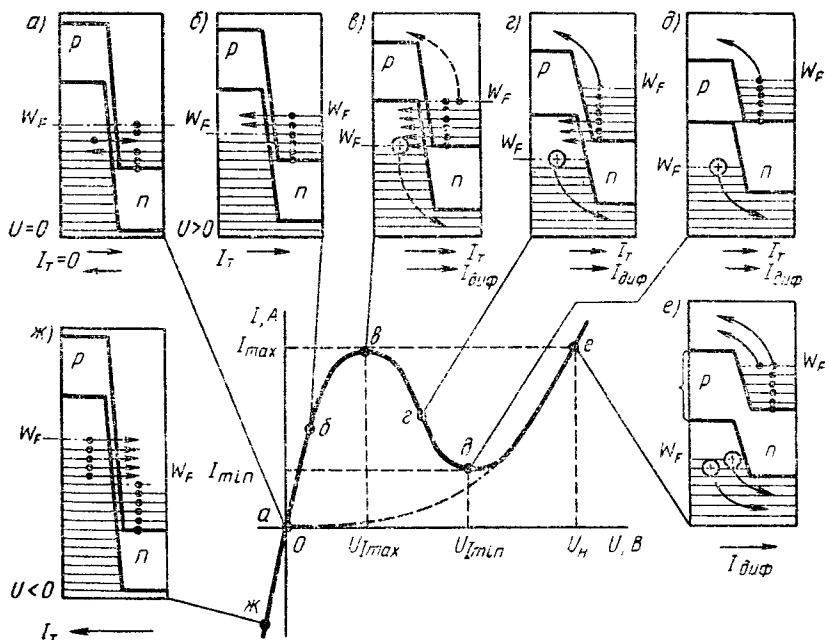


Рис. 3.19. Энергетические диаграммы туннельного диода при различных напряжениях смещения и его вольт-амперная характеристика

При образовании  $p$ - $n$ -перехода происходит смещение энергетических зон полупроводников с различным типом проводимости в такой мере, что уровень Ферми для них становится прямой горизонтальной линией. При этом в случае вырожденных полупроводников нижняя граница зоны проводимости  $n$ -области становится ниже верхней границы валентной зоны  $p$ -области (рис. 3.19, а). Для простоты рассуждений будем считать, что все разрешенные уровни, расположенные ниже уровня Ферми, заняты, а расположенные выше него — свободны.

В очень узких  $p$ - $n$ -переходах возникают условия для относительно свободного туннельного прохождения электронов через потенциальный барьер. Однако для этого необходимо, чтобы напротив занятого электроном уровня по одну сторону барьера имелся свободный уровень за барьером.

Рассмотрим вольт-амперную характеристику туннельного диода по выделенным на ней отдельным точкам (а, б, в, г, д, е, ж, рис. 3.19):

а) при нулевом смещении электронам проводимости  $n$ -области противостоят валентные электроны  $p$ -области (рис. 3.19, а). Если все указанные уровни заполнены, то туннельные переходы невозможны. В действительности при комнатной температуре некоторая часть этих уровней освобождается за счет электронов, переброшенных на уровни, расположенные выше уровня Ферми. Поэтому существует определенная вероятность, что валентный электрон  $p$ -области, не меняя своей энергии, совершит туннельный переход и займет соответствующий уровень в зоне проводимости  $n$ -области. Существует точно такая же вероятность туннельного перехода электрона проводимости  $n$ -области в валентную зону  $p$ -области. Так как эти вероятности одинаковы, то встречные потоки электронов, совершающих туннельные переходы, взаимно компенсируются и суммарный туннельный ток оказывается равным нулю ( $I_T = 0$ , рис. 3.19, а). При дальнейших рассуждениях эти составляющие учитываться не будут;

б) если к  $p$ - $n$ -переходу приложить небольшое прямое напряжение, то энергетические уровни  $p$ -области понизятся относительно энергетических уровней  $n$ -области (рис. 3.19, б). В этом случае уровни некоторых электронов проводимости  $n$ -области расположатся против свободных уровней, находящихся в валентной зоне  $p$ -области, что создает благоприятные условия для их туннельного перехода. Поэтому в  $p$ - $n$ -переходе появится туннельный ток, величина которого будет зависеть от смещения энергетических зон, т. е. от приложенного прямого смещения (туннельный ток протекает от  $p$ -области к  $n$ -области в направлении, противоположном движению электронов);

в) при увеличении прямого смещения туннельный ток будет увеличиваться до тех пор, пока не произойдет совмещение уровня Ферми  $n$ -области с верхним уровнем валентной зоны  $p$ -области. В этом случае туннельный ток достигает максимума, так как против уровней электронов проводимости  $n$ -области располагаются



все свободные уровни валентной зоны  $p$ -области, превышающие уровень Ферми (рис. 3.19,  $\theta$ );

г) при дальнейшем увеличении прямого смещения некоторые уровни электронов проводимости  $n$ -области располагаются против запрещенной зоны  $p$ -области и туннельный ток уменьшается (рис. 3.19,  $\zeta$ ). В результате на вольт-амперной характеристике получается участок с отрицательным сопротивлением;

д) при некотором значении прямого напряжения зона проводимости  $n$ -области и валентная зона  $p$ -области начинают расходиться и туннельный ток прекращается (рис. 3.19,  $\delta$ ,  $e$ );

е) при прямом напряжении в  $p$ - $n$ -переходе наряду с туннельным током появляется диффузионный ток, как у обычного диода (на вольт-амперной характеристике он показан штриховой линией). При расхождении зоны проводимости  $n$ -области с валентной зоной  $p$ -области (начиная с точки  $\delta$ ) существует только диффузионный ток и туннельный диод при таком условии подобен обычному диоду, включенному в прямом направлении (рис. 3.19,  $\delta$ ,  $e$ );

ж) при обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода туннельного диода валентная зона  $p$ -области перекрывается с разрешенными и незаполненными уровнями зоны проводимости  $n$ -области. При этом возникают условия для относительно свободного туннельного прохождения валентных электронов  $p$ -области в зону проводимости  $n$ -области. В результате этого появляется значительный туннельный ток обратного направления, величина которого очень сильно зависит от смещения зон, т. е. от величины обратного напряжения (рис. 3.19,  $\text{ж}$ ).

Из сказанного следует, что туннельный диод не имеет запирающего направления. Рабочим участком вольт-амперной характеристики туннельного диода является участок  $\theta$ — $\delta$ , на котором он обладает отрицательным динамическим (дифференциальным) сопротивлением:

$$R_i = dU/dI < 0. \quad (3.26)$$

Минимальное абсолютное значение этого сопротивления является одним из основных параметров туннельного диода. Для различных типов диода оно имеет значение от единиц до десятков Ом.

Другими основными параметрами туннельных диодов являются: максимальный прямой ток  $I_{\max}$  в точке максимума вольт-амперной характеристики; минимальный прямой ток  $I_{\min}$  в точке минимума вольт-амперной характеристики; отношение максимального тока к минимальному  $I_{\max}/I_{\min}$ ; напряжения, соответствующие максимальному и минимальному значениям тока  $U_{I_{\max}}$  и  $U_{I_{\min}}$ , а также напряжение раствора  $U_n$ , соответствующее максимальному току на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики.

На рис. 3.20 приведена эквивалентная схема туннельного диода по переменному току. Она состоит из барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода  $C_d$ ; динамического (отрицательного) сопротивления  $R_i$ ;

сопротивления кристалла полупроводника, контактов и подводящих проводов  $r_s$ ; индуктивности выводов диода  $L_B$  и емкости выводов и корпуса  $C_B$ .

Основным преимуществом туннельных диодов является сохранение ими отрицательного сопротивления вплоть до сотен гигагерц. Дело в том, что туннельный ток не связан с медленными процессами диффузии или дрейфа носителей, а распространяется как обычный ток в проводнике со скоростью света.

Предельная частота, на которой активная составляющая полного сопротивления диода обращается в нуль,

$$f_{\text{пр}} = \frac{1}{2\pi |R_{i \text{ min}}| C_d} \sqrt{\frac{R_{i \text{ min}}}{r_s} - 1}. \quad (3.27)$$

Туннельные диоды используются в схемах генераторов и усилителей диапазона СВЧ, в быстродействующих ключевых и импульсных устройствах и других схемах.

Туннельные диоды могут работать в более широком интервале рабочих температур по сравнению с обычными полупроводниковыми диодами (до  $+200^\circ\text{C}$  германиевые; до  $+400^\circ\text{C}$  кремниевые; до  $+600^\circ\text{C}$  арсенид-галлиевые).

К недостаткам туннельных диодов следует отнести то, что они являются двухполюсниками.

Поэтому в ряде схем, созданных на туннельных диодах, возникают определенные сложности с разделением цепей входа и выхода.

Рабочий участок в туннельных диодах расположен в диапазоне значительно более низких напряжений по сравнению с другими полупроводниковыми приборами, поэтому туннельные диоды относительно маломощны. Кроме того, они нуждаются в высокостабильных источниках питающих напряжений.

Однако в диапазоне СВЧ туннельные диоды имеют целый ряд существенных преимуществ по сравнению с другими полупроводниковыми приборами.

В настоящее время туннельные диоды изготавливают в основном из германия и арсенида галлия. В качестве доноров используют фосфор или мышьяк, а в качестве акцепторов — галлий или алюминий для германиевых диодов. Для арсенид-галлиевых олово, свинец, серу, селен, теллур (доноры), цинк, кадмий (акцепторы).

Для получения узкого  $p$ - $n$ -перехода применяется метод сплавления или диффузии примесей.

Для обеспечения возможности работы туннельных диодов на высоких частотах выбирают такие конструктивные формы, которые обеспечивают малые величины  $r_s$  и  $L_B$ . Сопротивление  $r_s$  понижают уменьшением размеров элементов. У туннельных диодов из гер-

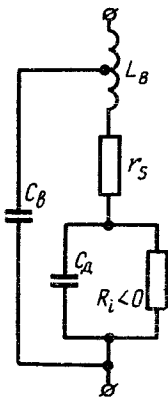


Рис. 3.20. Эквивалентная схема туннельного диода

мания это сопротивление составляет 0,1—0,5 Ом, а у диодов из арсенида галлия — 1—10 Ом.

Для образования контакта к кристаллу присоединяют мембранный массивный электрод и ленточный лепесток или припаивают плоскую пластину. При этом индуктивность составляет величину  $10^{-10}$  Г. Тонкая проволока неприемлема, так как подобные выводы имеют индуктивность не меньше, чем  $3 \cdot 10^{-9}$  Г.

Различные конструкции туннельных диодов представлены схематически на рис. 3.21.

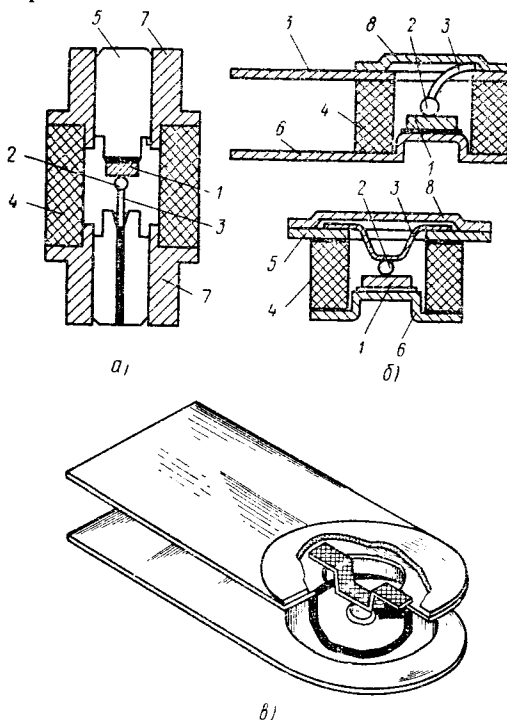


Рис. 3.21. Конструкции туннельных диодов: а — патронного типа; б — таблеточного типа; в — с ленточными выводами; г — с ленточными выводами; 1 — полупроводниковый кристалл; 2 — p-n-переход; 3 — соединительный электрод; 4 — корпус; 5, 6 — выводы; 7 — втулка корпуса; 8 — крышка

Германиевые туннельные диоды оформляются в металло-стеклянном корпусе с гибкими выводами, а арсенид-галлиевые туннельные диоды — в металлокерамическом корпусе.

В качестве примера можно привести следующие туннельные диоды:

1И302А — германиевый диод;  $I_{\max} = 1,7 \div 2,3$  мА;  $I_{\max}/I_{\min} = 4,5$ ;  $U_{I_{\max}} = 60$  мВ;  $C_d = 80$  пф.

3И301А — арсенид-галлиевый диод;  $I_{\max} = 1,5 \div 2,4$  мА;  $I_{\max}/I_{\min} = 8$ ;  $U_{I_{\max}} = 180$  мВ;  $U_H \geq 0,65$  В;  $C_d = 12$  пф.

Одной из разновидностей туннельных диодов являются обращенные диоды. Проводимость в них при обратном напряжении значительно больше, чем при прямом.

Большой обратный ток и нелинейность вблизи нулевой точки позволяют использовать такие туннельные диоды в качестве пассивного элемента радиотехнических устройств, детекторов и смесителей для работы при малом сигнале и как ключевые устройства для импульсных сигналов малой амплитуды.

Обычно при изготовлении обращенных диодов добиваются, чтобы степень вырождения одной из областей *p-n*-перехода была малой. Например, *n*-область легируют так, чтобы уровень Ферми располагался вблизи нижней границы зоны проводимости. Вольт-амперная характеристика такого прибора принимает специфический вид. На рис. 3.22 приведена типичная вольт-амперная характеристика обращенного диода. При прямом включении  $I_{\max}$  будет небольшим ( $I_{\max}=0,5-0,01$  мА). Обратная ветвь вольт-амперной характеристики обращенного диода практически не отличается от характеристики обратно смещенного туннельного диода.

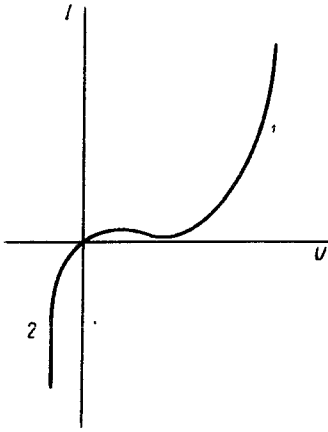


Рис. 3.22. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

Вольт-амперную характеристику обращенных диодов для напряжения  $U < U_{\max}$  обычно можно аппроксимировать следующей формулой:

$$I \approx \frac{U}{R_0} e^{\beta U}, \quad (3.28)$$

где  $R_0$  — дифференциальное сопротивление диода при  $U=0$ ; экспериментально величину  $\beta$  можно определить по величине наклона кривой зависимости логарифма проводимости от напряжения

$$\ln \frac{I}{U} (U) = -\ln R_0 - \beta U.$$

Эквивалентная схема обращенного диода не отличается от эквивалентной схемы туннельного диода. Инерционность обращенного диода определяется временем перезаряда его емкости и зависит от параметров эквивалентной схемы. Как правило, время переключения обращенного диода не превышает 1 нс.

Как детекторы, обращенные диоды обладают существенными преимуществами перед более распространенными смесительными и точечными диодами. Главным образом эти преимущества обус-

ловливаются тем, что вольт-амперная характеристика имеет большую нелинейность в области нулевого смещения, особенно когда пиковый ток не превышает 100 мкА. Процессы детектирования и смещения, осуществляемые вблизи нуля смещения, обладают низким уровнем шума в противоположность точечным диодам, у которых наибольшая нелинейность характеристик наблюдается при небольшом прямом токе.

Детекторы на обращенных диодах имеют более высокую токовую чувствительность при замкнутой цепи и импеданс их более подходящий для конструирования широкополосных цепей, чем типичные точечные диоды. Например, чувствительность по току детектора на обращенном диоде в дециметровом диапазоне длин волн в 10—20 раз выше, чем в обычном диоде.

Кроме того, температурный коэффициент  $\beta$  для детекторов на обращенных диодах составляет лишь четвертую часть от соответствующей величины на точечных диодах.

Детекторные характеристики типичного обращенного диода приведены в табл. 3.5.

Таблица 3.5

Характеристика	Величина
Тангенциальная чувствительность ( $F_{\text{усилителя}}=15$ дБ; $V_{\text{усилителя}}=2$ МГц), дБ·м	-59
Чувствительность по току $\beta$ , нА/мВт	10
Чувствительность по напряжению $K$ , В/мВт	2
Импеданс, Ом	50—200
Отклонение от квадратичного закона, дБ·м	-20

Важным преимуществом обращенных диодов по сравнению с диодами с точечными контактами является их низкий уровень шума  $1/f$ . Это обстоятельство делает их применение полезным в малощумящих смесителях доплеровских радиолокационных систем, у которых промежуточные частоты находятся в звуковом диапазоне и в детекторах видеосигнала. Обладая малыми низкочастотными шумами, обращенные диоды дают выигрыш в коэффициенте шума на 20—30 дБ. По-видимому, низкий уровень шума  $1/f$  есть следствие очень малого тока, который существует в смесителях при нулевом смещении.

Структуры обращенных диодов не отличаются от типичных структур обычных туннельных диодов. Они монтируются в корпусе, аналогичные корпусам детекторов с точечными контактами. На рис. 3.23 показана конструкция обращенного диода, изготовленного для применения в качестве детектора. Диод собирают, помещая его в муфты, находящиеся на концах патрона стержня,

на котором укреплена пластина полупроводника и стержень с пружиной из Pb—Sb. Передвижением стержней в муфтах добиваются хорошего электрического контакта. Затем для получения желаемых характеристик на диод подают электрические импульсы.

Типичными характеристиками обращенного диода являются:

$$0,25\text{мА} \geq I_{\text{max}} \geq 0,05\text{мА};$$

$$I_{\text{max}}/I_U \geq 4; 45\text{мВ} \leq U_{\text{max}} \leq 65\text{мВ};$$

$$0,05\text{пФ} \leq C_{ju} \leq 0,2\text{пФ}; 60\text{Ом} \leq R_s \leq 12,5\text{Ом};$$

$$C_k = 0,11\text{пФ},$$

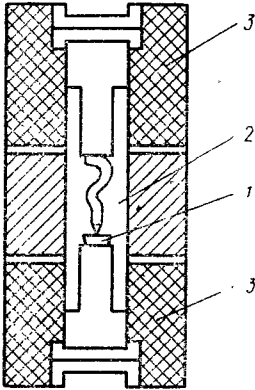


Рис. 3.23. Конструкция обращенного диода:

1 — полупроводниковый кристалл; 2 — металлическая контактная пружинка; 3 — внешние контакты

где  $C_{ju}$  — емкость перехода при напряжении впадины;  $C_k$  — емкость корпуса. При использовании диода в детекторном контуре трехсантиметрового диапазона высотой 0,125 см его последовательная индуктивность равна 1 кГ. Диод имеет в точке перегиба отрицательное сопротивление  $\approx 1000$  Ом.

### § 3.10. ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫЕ ДИОДЫ (ЛПД)

Лавинно-пролетный диод — это прибор, обладающий динамическим отрицательным дифференциальным сопротивлением в режиме лавинного пробоя. Однако в отличие от туннельного диода отрицательное сопротивление ЛПД проявляется только в том случае, если его помещают в высокочастотный резонатор, настроенный на определенную частоту, и задают ему режим лавинного пробоя. В таком режиме ЛПД является генератором СВЧ-колебаний с частотами до нескольких десятков гигагерц. В статическом режиме сопротивление ЛПД во всем диапазоне токов и напряжений положительно.

Образование отрицательного сопротивления ЛПД возможно лишь в сравнительно узком диапазоне СВЧ и объясняется результирующим сдвигом фаз между ВЧ-напряжением, приложенным к диоду, и током, наведенным во внешней цепи. На остальных частотах сопротивление положительно.

Поэтому на статической вольт-амперной характеристике ЛПД нет участков с отрицательным сопротивлением (рис. 3.24). Сдвиг фаз обусловлен как возникновением лавины электронов и дырок под действием сильного электрического поля, так и конечным временем пролета носителей через область пространственного заряда.

Относительная инерционность процесса ударной ионизации и конечное значение времени пролета носителей через область пространственного заряда являются причиной запаздывания СВЧ-тока диода от напряжения.

На рис. 3.25 показана схема  $p$ - $n$ -перехода ЛПД и распределение электрического поля в переходе. На диод подается обратное напряжение такой величины, что рабочая точка смещается в область лавинного умножения. В  $p$ - $n$ -переходе начинается интенсивный процесс ударной ионизации атомов кристаллической решетки подвижными носителями заряда и образование новых пар электронов и дырок.

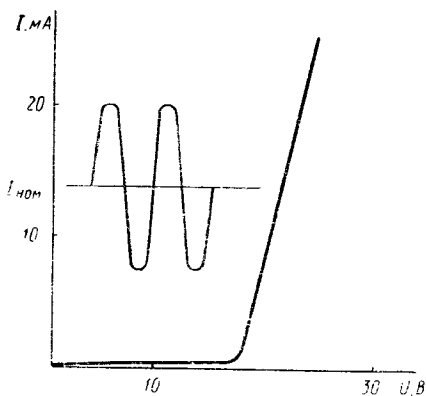


Рис. 3.24 Обратная ветвь вольт-амперной характеристики ЛПД

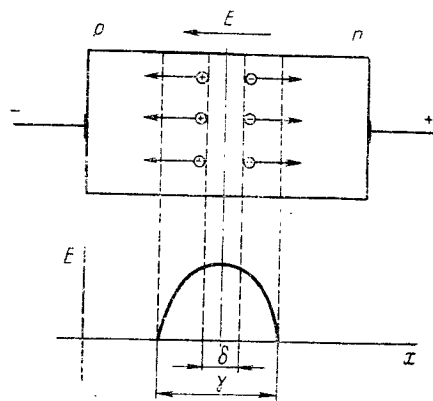


Рис. 3.25. Схема ЛПД типа  $p$ - $n$  и распределение напряженности поля:

$\gamma$  - ширина запирающего слоя;  $\delta$  - ширина слоя умножения

Как видно из рис. 3.25 напряженность электрического поля максимальна в плоскости границы между  $p$ - и  $n$ -областями. Поэтому ударная ионизация происходит лишь в узком слое *умножения*  $\delta$ , прилежащем к плоскости границы.

Вновь созданные электроны и дырки под действием сильного поля дрейфуют через  $p$  и  $n$  пролетные участки запирающего слоя, расположенные по обе стороны от слоя умножения. Дырки дрейфуют через  $p$ -слой, а электроны через  $n$ -слой. В соответствии с возрастанием электрического поля скорость носителей заряда растет линейно. Но уже при напряженности поля, вызывающей лавинное умножение носителей ( $E > 10^3$  В/см), скорость носителей заряда становится практически постоянной (примерно  $10^7$  см/с для кремния и  $5 \cdot 10^6$  для германия).

Происходит так называемое *насыщение* дрейфовой скорости носителей. Следовательно, носители заряда дрейфуют с конечной скоростью за конечный промежуток времени. Пролетное время носителей заряда пропорционально ширине области пролета и это

объясняет запаздывание лавинного тока от напряжения в ЛПД. Следует учитывать также инерционность лавинного процесса.

Время развития лавинного процесса протекает конечно, поэтому электрическое поле в каждый момент определяет не величину лавинного тока, а скорость его изменения. В связи с этим сдвиг фазы между изменением напряженности поля и изменением тока составляет около  $\pi/2$ . Следовательно, полный сдвиг фаз лавинного тока и напряженности поля (с учетом времени пролета) составляет величину большую, чем  $\pi/2$ .

Дрейфуя через пролетные участки, электроны и дырки частично компенсируют объемный заряд ионов примеси и снижают напряженность поля в слое умножения. В результате уменьшения напряженности поля лавинный ток уменьшается. Это является одной из причин самовозбуждения лавинно-пролетного диода в резонаторе.

Следовательно, в режиме генерации напряжение ЛПД достигает максимума, когда происходит ионизация атомов, и минимума, когда ионизация прекращается.

Поэтому слой умножения инжектирует как бы пакеты носителей.

Теперь допустим, что на ЛПД подается переменное напряжение такой амплитуды, чтобы рабочая точка не выходила из области лавинного пробоя, а следовательно, сохранялась постоянной дрейфовая скорость носителей заряда. На рис. 3.24 приведена обратная ветвь вольт-амперной характеристики и величина приложенного смещения. Пусть частота сигнала такова, что ток запазды-

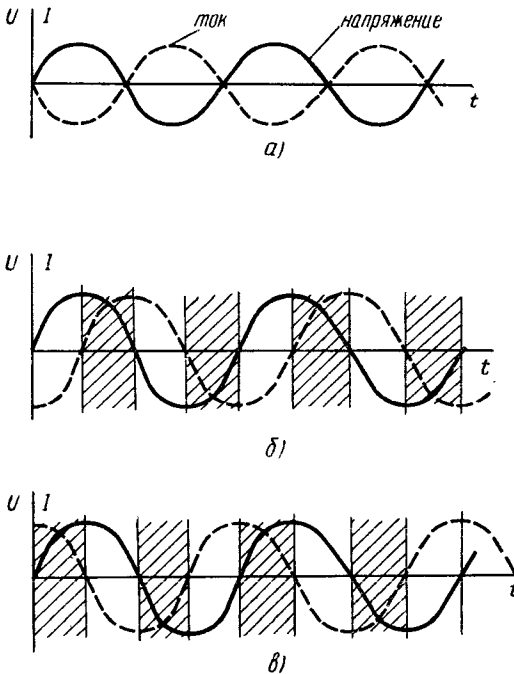


Рис. 3.26. Временные диаграммы изменения напряжения и тока в ЛПД:

*a* — фазовый сдвиг напряжения и тока  $180^\circ$ ; *б* — фазовый сдвиг  $90^\circ$ ; *в* — фазовый сдвиг  $270^\circ$

вает от приложенного напряжения ровно на половину периода (рис. 3.26, *a*). В этом случае рост напряжения сопровождается уменьшением тока, что соответствует отрицательному сопротивлению. Таким образом, если ЛПД включить в резонатор, настроенный на частоту колебаний, полупериод которой равен времени протекания лавинного процесса и пролета носителей через *p-n*-пере-



ход, то диод будет обладать отрицательным дифференциальным сопротивлением и обеспечивать генерацию мощности.

Снижение или увеличение частоты сигнала (рис. 3.26, б, в) приводит к тому, что ток будет запаздывать на угол, соответственно меньший или больший  $180^\circ$ . Заштрихованные области соответствуют отрицательному сопротивлению.

Как видно из рисунка, изменение частоты в ту или иную сторону приводит к тому, что за полный период колебаний прибор имеет отрицательное сопротивление меньшую часть периода. Если

частота снижена до величины, при которой время лавинного умножения и пролета носителей через  $p$ - $n$ -переход меньше четверти периода, то в среднем за период сопротивление будет положительным и генерация прекратится. То же самое произойдет, если частота будет увеличена до значения, при котором задержка умножения и пролетное время будут больше  $3/4$  периода. Следовательно, генерация ЛПД возможна без внешнего возбуждения на частотах, когда сдвиг фаз между напряжением и током лежит в пределах от  $90$  до  $270^\circ$ . Конструкция диода должна обеспечивать на заданной частоте сдвиг фаз напряжения и тока по половине периода. Рассмотренная структура ЛПД (см. рис. 3.25) является не единственной возможной для генерации СВЧ-мощности.

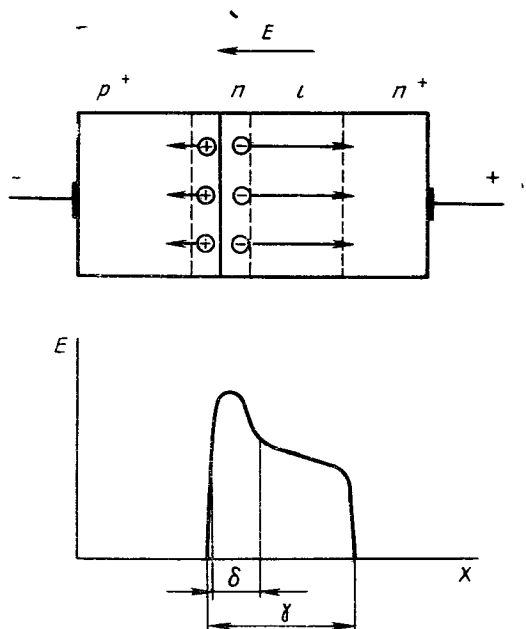


Рис. 3.27. Схема ЛПД типа  $p^+-n-i-n^+$  и распределение напряженности поля по структуре

На рис. 3.27 приведена схема ЛПД типа  $p^+-n-i-n^+$  и распределение напряженности поля по структуре.

Механизм СВЧ генератора на структуре  $n^+-p-i-p^+$  впервые был теоретически разработан Ридом в 1958 г. Однако практическое воплощение его идеи встретило серьезные технологические трудности. Первые образцы со структурой, предложенной Ридом, были созданы лишь в 1964 г.

Как видно из рисунка, при напряжении лавинного пробоя поле перехода перекрывает высокоомные области  $n$  и  $i$ . Напряженность электрического поля резко изменяется в пределах запирающего слоя.

Участок интенсивного умножения занимает лишь часть запирающего слоя — узкий слой умножения  $\delta$ .

В остальной части запирающего слоя напряженность поля ниже критической, при которой происходит ионизация атомов решетки, но несколько выше

значения, при котором наступает насыщение дрейфовой скорости. Время дрейфа дырок в  $p^+$ -область очень мало, а электронов в  $n^+$ -область через  $n$ - и  $i$ -слой значительно больше. Таким образом, время действия электронов через область собственной проводимости будет определять диапазон частот, в котором фазный сдвиг между напряжением и током равен  $180^\circ$  и прибор имеет отрицательное дифференциальное сопротивление.

Еще одной разновидностью лавинно-пролетных диодов является структура  $p$ - $i$ - $n$  (рис. 3.28). Такой диод состоит из сильнолегированных  $p$ - $n$ -областей между которыми расположена область  $i$  с собственной проводимостью.

Проводимость  $i$ -слоя настолько низка, что при напряжении лавинного умножения поле охватывает весь слой собственной проводимости и практически не меняется по его толщине. Поэтому ионизация атомов происходит равномерно по всей ширине запирающего слоя. В этом случае следует учитывать пролетное время как электронов, так и дырок.

В  $p$ - $i$ - $n$ -диоде слой умножения и пролетный слой практически совпадают и ширина слоя не зависит в определенных пределах от приложенного к диоду напряжения.

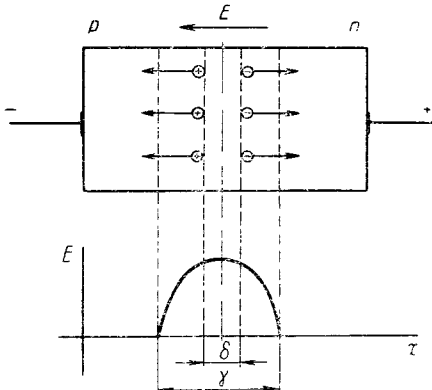


Рис. 3.28. Схема ЛПД типа  $p$ - $i$ - $n$  и распределение напряженности поля по структуре

Вольт-амперная характеристика ЛПД имеет резкий излом при напряжении, приложенном на диод, равном пробивному. При обратных напряжениях, меньших  $U_{пр}$ , через диод протекает обратный ток, величина которого, как правило, не превышает  $0,1$  мкА.

При напряжении на диоде, превышающем  $U_{пр}$ , ток резко

возрастает и при дальнейшем увеличении напряжения растет почти линейно. При этом наклон вольт-амперной характеристики сохраняется везде положительным вплоть до теплового пробоя, который и ограничивает величину постоянного тока диода.

Основными параметрами ЛПД являются:

а) выходная мощность  $P_{вых}$  — мощность генератора на ЛПД в заданном диапазоне частот и напряжения питания. Это важнейший параметр ЛПД. Максимальная полезная мощность генератора при заданном сопротивлении нагрузки зависит от добротности диода и от амплитуды переменного тока и напряжения. Максимальное значение выходной мощности различных типов ЛПД колеблется в пределах  $10$ — $100$  мВт на частоте  $7$ — $50$  ГГц;

б) пробивное напряжение  $U_{пр}$  — величина напряжения лавинного пробоя перехода. Этот параметр необходим для задания режима работы. Величина напряжения лавинного пробоя ЛПД обычно не превышает  $30$  В. Но имеются приборы с  $U_{пр}$ , достигающим  $160$  В.

СВЧ-генератор на ЛПД обычно работает при напряжении  $0,5$ — $1,5$  В, превышающем пробивное;

в) номинальный рабочий ток  $I_{ном}$  — величина обратного тока ЛПД, при котором обеспечивается выходная мощность

генератора. Величина  $I_{\text{ном}}$  составляет  $5 \div 15$  мА для различных классов приборов;

г) максимальная емкость  $p$ - $n$ -перехода  $C_{\text{max}}$  — максимальное значение емкости ЛПД при напряжении, близком к пробивному;

д) сопротивление растекания  $r_s$  — максимальное последовательное сопротивление ЛПД в режиме генерации при заданном токе и напряжении. Отечественные приборы имеют  $r_s$  не более 10 Ом;

е) коэффициент полезного действия лавинно-пролетных диодов сравнительно низок (составляет несколько процентов);

ж) температурный коэффициент мощности ТКМ и частоты ТКЧ — параметры, показывающие изменения мощности и частоты при изменении температуры окружающей среды на  $1^\circ\text{C}$ ;

з) максимально-допустимый ток  $I_{\text{max}}$  — максимальная величина тока, при которой ЛПД работает в течение гарантированного срока с заданным уровнем надежности. Величина  $I_{\text{max}}$  обычно ограничивается максимальной температурой перехода  $T_{\text{пmax}}$ . Величина  $T_{\text{пmax}}$  как и для большинства германиевых приборов составляет  $90^\circ\text{C}$  и для кремниевых  $150^\circ\text{C}$ , а величина тока  $I_{\text{max}}$  для отечественных германиевых приборов не превышает  $15 \div 20$  мА.

На рис. 3.29 приведена эквивалентная схема лавинно-пролетного диода.

Параметрами эквивалентной схемы являются:  $C$  — полная емкость  $p$ - $n$ -перехода при напряжении, равном пробивному, но при отсутствии лавинного тока;  $L_w = 2\omega L_{\text{л}}$  — индуктивность, где  $L_{\text{л}}$  — лавинная индуктивность (параметр, характеризующий инерцию процесса ударной ионизации);  $2\omega$  — полная ширина запирающего слоя;  $x_\omega$  — реактивное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода;  $R_\omega$  — активное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода;  $r_s$  — сопротивление растекания или сопротивление потерь;  $L_{\text{п}}$  — индуктивность патрона диода;  $C_{\text{п}}$  — емкость патрона диода.

Рассмотренные параметры эквивалентной схемы имеют следующие величины:  $C = 0,07 \div 0,5$  пФ;  $r_s = 2 \div 10$  Ом;  $C_{\text{п}} \approx 0,2$  пФ;  $L_{\text{п}} \approx (0,3 \div 3) \cdot 10^{-9}$  Гн. Что касается  $x_\omega$  и  $R_\omega$ , то их значение в зависимости от величины тока и частоты могут принимать как положительные, так и отрицательные значения с ярко выраженными

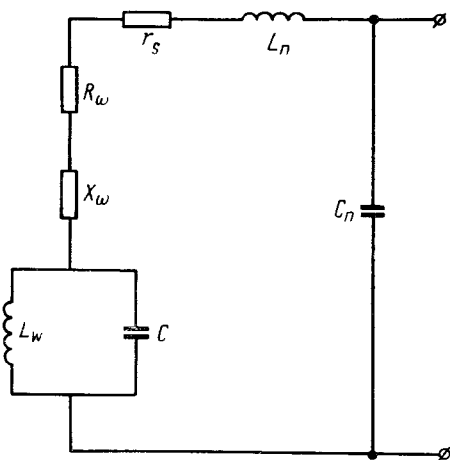


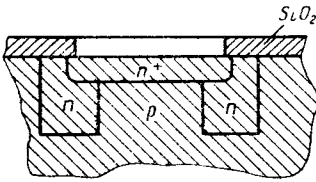
Рис. 3.29. Эквивалентная схема ЛПД

максимумами и минимумами. В зависимости от величины тока реактивное сопротивление  $X_w$  может быть слабо емкостным, либо индуктивным.

Лавинно-пролетные диоды изготавливают из самых различных полупроводниковых материалов и различными технологическими способами, применяемыми для производства СВЧ-диодов (диффузией, эпитаксией, ионным легированием).

При их изготовлении стремятся по возможности снизить активные потери: утечку тока по поверхности  $p$ - $n$ -перехода и сопротивление объема кристалла. Необходимо обеспечить однородность  $p$ - $n$ -перехода, в противном случае возможно возникновение локальных пробоев и т. д. Если пробой перехода будет плавный, то отрицательное динамическое сопротивление исключено.

Рис. 3.30. Структура ЛПД



Лавинно-пролетные диоды изготавливают по планарной, планарно-эпитаксиальной и меза-технологии.

На рис. 3.30 приведена одна из возможных структур лавинно-пролетного диода, изготовленного методом планарной технологии. Для устранения поверхностного пробоя создано защитное кольцо  $n$ -типа.

На рис. 3.31 приведены два вида конструкций лавинно-пролетных диодов в коаксиальном исполнении. Для интегральных полосковых схем в настоящее время разрабатывают бескорпусные ЛПД с полосковыми выводами.

Преимуществом ЛПД перед другими генераторами СВЧ мощности является незначительная суммарная толщина структуры, имеющая один переход. Это очень важно, так как ЛПД работает в режиме лавинного пробоя и плотность мощности на переходе достигает больших величин, до  $10^6$  Вт/см<sup>2</sup>. Тонкие структуры облегчают отвод тепла от перехода. Кроме того, для лучшего отвода тепла в ЛПД применяют так называемую обратную сборку, кристалл присоединяют к теплоотводу той стороной, где переход расположен на небольшой глубине от поверхности кристалла.

Преимуществом ЛПД перед другими генераторами СВЧ мощности является незначительная суммарная толщина структуры, имеющая один переход. Это очень важно, так как ЛПД работает в режиме лавинного пробоя и плотность мощности на переходе достигает больших величин, до  $10^6$  Вт/см<sup>2</sup>. Тонкие структуры облегчают отвод тепла от перехода. Кроме того, для лучшего отвода тепла в ЛПД применяют так называемую обратную сборку, кристалл присоединяют к теплоотводу той стороной, где переход расположен на небольшой глубине от поверхности кристалла.

Преимуществом ЛПД перед другими генераторами СВЧ мощности является незначительная суммарная толщина структуры, имеющая один переход. Это очень важно, так как ЛПД работает в режиме лавинного пробоя и плотность мощности на переходе достигает больших величин, до  $10^6$  Вт/см<sup>2</sup>. Тонкие структуры облегчают отвод тепла от перехода. Кроме того, для лучшего отвода тепла в ЛПД применяют так называемую обратную сборку, кристалл присоединяют к теплоотводу той стороной, где переход расположен на небольшой глубине от поверхности кристалла.

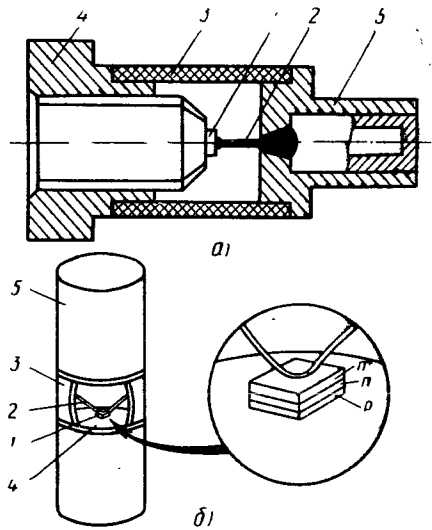


Рис. 3.31. Конструкция ЛПД:  
а — германиевого; б — кремниевого; 1 — кристалл; 2 — внутренний вывод; 3 — керамическая втулка; 4 — металлическое остование; 5 — ниппель

В настоящее время для изготовления ЛПД применяют германий, кремний и арсенид галлия. Кремний обладает наилучшей теплопроводностью по сравнению с другими полупроводниковыми материалами.

Максимальная полезная мощность растет с увеличением ширины запрещенной зоны и скорости дрейфа носителей, следовательно, в этом отношении на первом месте арсенид галлия, на втором кремний и на третьем германий.

Величина к. п. д. зависит от структуры диода (постоянной потерь  $\tau_s = Cr_s$ ) и материала, из которого изготовлен диод. Применение германия позволяет получить в симметричных диодах  $\tau_s$  в два раза выше, чем в случае применения других материалов. Диоды из арсенида галлия с *p-i-n*-структурой достигают минимального  $\tau_s$ .

Кремниевые ЛПД на частоте 50 ГГц в импульсном режиме дают мощность 350 мВт при к. п. д. 0,5%; в непрерывном режиме на частоте 14 ГГц получена мощность 4,7 Вт при к. п. д. 9% и, наконец, создан ЛПД, который на частоте 1 ГГц при к. п. д. 30—40% дает колебательную мощность 435 Вт. ЛПД применяют в СВЧ-радиоаппаратуре в качестве высокочастотного гетеродина приемника, передающего генератора и генератора шума СВЧ-диапазона. В последнем используется режим лавинной ионизации *p-n*-перехода, обуславливающий высокий уровень шума (до 40 дБ). По этой причине ЛПД не могут быть использованы в качестве усилителей.

Другим недостатком ЛПД является очень низкий к. п. д. Это объясняется тем, что амплитуда колебательного напряжения на диоде является намного меньше величины постоянного напряжения, приложенного к диоду для обеспечения режима лавинного умножения. Величина суммарного напряжения, с одной стороны, не должна намного превышать напряжение лавинного пробоя, а, с другой стороны, не должна быть меньше напряжения, при котором снижается дрейфовая скорость носителей.

Низкий к. п. д. ЛПД, кроме того, объясняется зависимостью вольт-амперной характеристики ЛПД от частоты колебаний. На частоте, на которой отрицательное сопротивление имеет наибольший модуль, амплитуда переменного напряжения значительна, но амплитуда тока мала. В результате получается, что отдаваемая мощность мала.

Если частота колебаний несколько выше, то амплитуда тока увеличится за счет появления составляющей реактивной проводимости:

$$\bar{T} = (G + jB) \bar{U}; B > 0; |G| > |G_L|.$$

При этом отдаваемая мощность максимальна, но к. п. д. остается невысоким (10—12%). Режим работы существенно изменится, если увеличить высокочастотную мощность и ток. Для получения максимального к. п. д. объединяют начальные колебания с большой амплитудой напряжения и большой амплитудой тока соответствующей настройкой резонатора, согласованного на двух частотах.

В настоящее время на частоте 1 ГГц получен к. п. д. до 60% в Si-диодах и до 45% на частоте 2—3 ГГц в Ge-диодах. Однако, большие плотности тока, требуемые для возникновения аномального режима, не позволяют осуществить непрерывную генерацию.

ЛПД с рабочей частотой выше 50 ГГц трудно изготовлять из-за очень малых размеров, а ЛПД с частотой ниже 1 ГГц имеют большие размеры, поэтому трудно отводить тепло от перехода.

В настоящее время за рубежом разработаны ЛПД с  $P_{\text{вых}} = 100$  мВт на  $f=50$  ГГц, к. п. д.—2% и  $F_{\text{ш}}=36$  дБ, германиевые ЛПД с к. п. д.—43%, обеспечивающие в непрерывном режиме 5,3 Вт на  $f=45$  мГц и в импульсе 7,5 Вт на  $f=3$  ГГц.

Кремниевые ЛПД могут генерировать в непрерывном режиме 2,7 Вт на  $f=13$  ГГц. Арсенид-галлиевые ЛПД в настоящее время могут генерировать в непрерывном режиме 5 Вт на 13,5 ГГц и 0,75 Вт на 35 ГГц. Это пока самые высокие достижения.

### § 3.11. ДИОДЫ ГАННА

Диод\* Ганна — это полупроводниковый прибор без *p-n*-перехода, обладающий отрицательным сопротивлением. Образование отрицательного сопротивления в объеме полупроводникового кристалла получило название — о б ъ е м н ы й э ф ф е к т.

В 1963 г. Ганном были обнаружены генерации электромагнитных СВЧ-колебаний под действием сильного электрического поля в кристалле арсенида галлия. Это явление впоследствии получило название эффект Ганна. В 1964 г. появилось сообщение о создании на основе эффекта Ганна прибора, работающего в непрерывном режиме генерации в СВЧ-диапазоне. Для работы такого генератора необходимы: источник постоянного тока, объемный резонатор и кристаллик арсенида галлия.

На основе эффекта Ганна были созданы приборы, работающие в качестве усилителей, триггеров, а также намечались пути создания датчиков для применения в автоматике.

Для понимания принципа действия этих приборов рассмотрим кратко сущность эффекта Ганна.

Ганном было замечено, что при напряженности постоянного электрического поля в 1000 В/см, приложенного на кристалл арсенида галлия, происходило периодическое изменение тока, протекающего через кристалл с амплитудой, доходившей до долей ампера. Явление это наблюдалось только в полупроводниковых кристаллах, имеющих две зоны с электронной электропроводностью на различных энергетических уровнях.

К таким полупроводниковым материалам относятся GaAs, InSb, InAs, ZnSe и CdTe. Однако наиболее характерным для диодов Ганна и наиболее исследованным является GaAs.

На рис. 3.32 показана структура зоны проводимости арсенида галлия. Эта зона состоит из нижнего минимума (нижняя долина) и более высоких минимумов (верхняя долина). Верхняя долина приподнята над нижней на величину  $\Delta=0,36$  эВ.

В обычном состоянии электроны находятся в нижней долине. Здесь они имеют более высокую подвижность.

---

\* Термин диод обозначает здесь в соответствии со сложившейся терминологией полупроводниковую структуру с двумя выводами.

Верхняя долина в отсутствие сильного электрического поля остается незаполненной. Когда электроны при возбуждении попадают в верхнюю долину, они становятся менее подвижными, по сравнению с электронами, находящимися в нижней долине. При

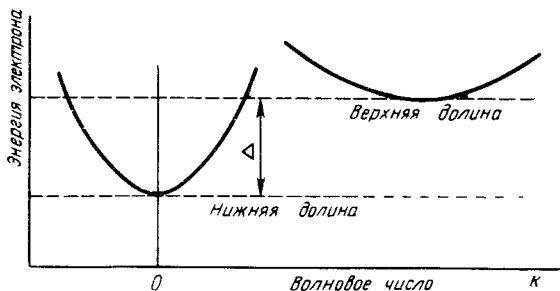


Рис. 3.32. Структура зоны проводимости арсенида галлия

подключении к однородному образцу арсенида галлия напряжения, как показано на рис. 3.33, через него потечет ток. Плотность тока

$$j = qn\mu E = qn\mu u = \sigma E, \quad (3.29)$$

где  $q$  — заряд электрона;  $\mu$  — подвижность электрона;  $n$  — концентрация носителей заряда;  $u$  — средняя дрейфовая скорость носителей;  $\sigma$  — проводимость;  $E$  — напряженность электрического поля.

На рис. 3.34 приведена вольт-амперная характеристика образца GaAs. По мере увеличения напряженности электрического поля ток в кристалле сначала увеличивается линейно, так как электроны в основном находятся в нижней долине, и полупроводник ведет себя как элемент с положительной проводимостью (участок AB).

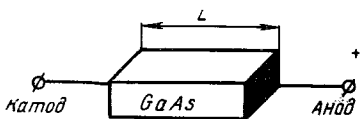


Рис. 3.33. Структура генератора Ганна

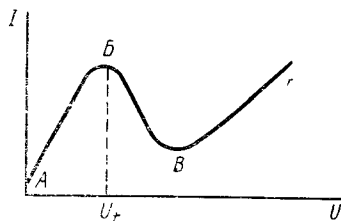


Рис. 3.34. Вольт-амперная характеристика образца

При дальнейшем увеличении напряженности поля все большее количество электронов получает дополнительную энергию для перехода в зону с большим энергетическим уровнем и меньшей подвижностью, и количество таких электронов начинает преобладать. А поскольку они имеют меньшую подвижность в этой зоне,

то при увеличении напряжения суммарный ток в соответствии с (3.29) стремится уменьшаться, что соответствует отрицательному сопротивлению (участок *БВ*).

При очень больших полях подавляющее число электронов находится в верхней долине и с возрастанием электрического поля в соответствии с выражением (3.29) ток будет возрастать, т. е. образец имеет опять положительное сопротивление (участок *ВГ*).

В действительности, статическая вольт-амперная характеристика диода Ганна не имеет участка отрицательного сопротивления. Оно возникает только в динамическом режиме.

При наличии участка отрицательного сопротивления на вольт-амперной характеристике однородного образца распределение поля неустойчиво. Критическая напряженность поля, при которой возникает отрицательное сопротивление, составляет для  $\text{GaAs} \approx 3 \text{ кВ/см}$  и для  $\text{InP} \approx 6 \text{ кВ/см}$ .

При такой напряженности поля любая флуктуация концентрации зарядов в какой-либо области, например, в результате неоднородного легирования, приводит к уменьшению плотности электронов в этой области кристалла. Напряженность поля здесь увеличится и некоторое число электронов осуществит переход в верхнюю долину, где подвижность электронов ниже. Средняя дрейфовая скорость электронов упадет.

К замедлившимся электронам начнут притекать носители, находящиеся ближе к катоду и от них удалятся электроны, находящиеся ближе к аноду.

Таким образом, создается область с повышенной концентрацией электронов и область с пониженной, т. е. электрический диполь (рис. 3.35, *а*).

В области с пониженной концентрацией электронов происходит дальнейшее возрастание электрического поля, что в свою очередь приводит к переходу еще большего количества электронов в верхнюю долину и снижению их дрейфовой скорости. Таким образом, скорость переноса электронов непрерывно возрастает и происходит

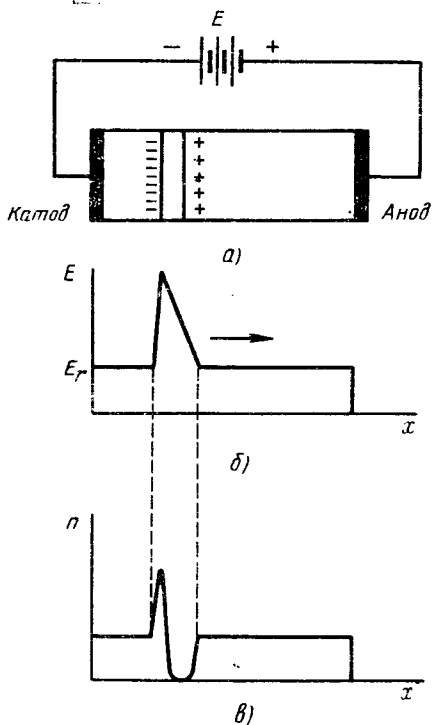


Рис. 3.35. Движение домена сильного поля вдоль образца GaAs



лавиннообразное нарастание электрического поля. В результате образуется узкая область сильного поля (домен сильного поля, (рис. 3.35, б). Передний фронт домена оказывается обедненным электронами, а задний — обогащенным (рис. 3.35, в).

Поле же в остальной области образца спадает до величины меньшей критической, так что большая часть диода обладает положительным сопротивлением. Это объясняется тем, что общее напряжение (разность потенциалов между анодом и катодом) фиксировано, всякое увеличение поля в одном месте образца приводит к уменьшению поля в другой его части. Нарастание поля в домене прекратится, когда его скорость станет равной скорости электронов вне домена.

Под действием поля, приложенного к образцу, домен дрейфует через него от катода к аноду. Когда он исчезает у анода, у катода возникает другой домен сильного поля и начинает свое движение через полупроводник, повторяя весь цикл.

Хотя критическая напряженность электрического поля велика, реальное приложенное напряжение лежит в интервале 6—26 В, так как активная область прибора имеет толщину всего несколько десятков микрон.

Параметры домена зависят от величины произведения концентрации электронов на длину образца  $n_0L$  и приложенного напряжения. Так, напряженность поля в домене при увеличении  $n_0L$  и  $E$  может возрасти от 40 кВ/см до 300 кВ/см.

При равновесной концентрации образца  $n_0 \leq 10^{15}$  см<sup>-3</sup> время формирования домена составляет  $\tau_f \approx 10^5/n_0$ , с. Размеры домена составляют 0,1÷0,03 длины образца (см. рис. 3.35). Домен дрейфует от катода к аноду со скоростью  $10^7$  см/с и исчезает у анода.

Как правило, в образце возникает всего один домен сильного поля, так как значительная часть напряжения, приложенного к образцу, приходится на домен, а вне домена напряженность поля значительно меньше критической. Обычно домен образуется в непосредственной близости от катода, так как вблизи от контактов концентрация неоднородностей больше. Если же флуктуация возникает вблизи анода, то она, не успев вырасти в домен, достигнет анода.

При формировании домена ток падает, а при исчезновении — вновь возрастает до пороговой величины (рис. 3.36). Плотность тока при формировании домена сильного поля уменьшится до величины  $j_r = \sigma E_r$ , так как напряженность поля в образце (вне домена) снизится до величины  $E_r$  (см. рис. 3.35, б). При исчезновении домена плотность тока возрастет до величины  $j_t = \sigma E_t$ , где  $E_t$  — напряженность поля в образце при отсутствии домена сильного тока.

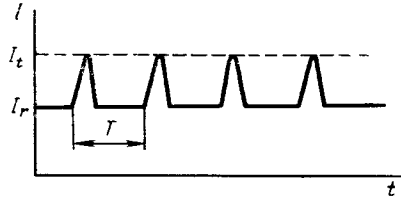


Рис. 3.36. Зависимость тока, протекающего через диод Ганна, от времени

При возникновении у катода нового домена плотность тока опять снизится до величины  $j_r$ , т. е. цикл повторится. Таким образом, в образце возникает периодическая модуляция тока со сверхвысокой частотой (см. рис. 3.36), т. е. образец полупроводника является СВЧ-генератором и носит название генератора Ганна.

Рабочая частота прибора определяется временем дрейфа домена через кристалл. Период колебания тока приблизительно равен времени пролета электрона от катода к аноду:

$$T \approx L/u,$$

где  $L$  — длина образца;  $u$  — дрейфовая скорость электрона.

Так, например, для образцов с длиной  $L \approx 10^{-2}$  см (при дрейфовой скорости  $u = 10^7$  см/с) частота колебаний диода Ганна составляет 1 ГГц, при толщине активной области порядка  $10^{-3}$  см частота составляет 10 ГГц.

Время задержки современных логических элементов ЭВМ составляет несколько наносекунд и существенного снижения этого времени с помощью полупроводниковых приборов с  $p$ - $n$ -переходом не ожидается.

Поскольку емкость диода Ганна до возбуждения домена пренебрежимо мала, в таких приборах не существует частотного ограничения, присущего приборам с  $p$ - $n$ -переходом.

Диоды Ганна в настоящее время находят применение в следующих логических схемах:

а) устройство памяти, основанное на непрерывных колебаниях при подаче одного импульса;

б) схемы преобразования аналоговых напряжений в последовательность импульсов. В этом случае используются приборы трапециевидальной формы, в которых путь домена зависит от внешнего приложенного напряжения;

в) логические схемы «И», использующие третий электрод.

Диод Ганна может работать как импульсный усилитель или генератор, если его напряжение смещения  $U_b$  несколько ниже порогового напряжения  $U_t$  и если он нагружен на сопротивление  $R_n$ . Схема импульсного усилителя приведена на рис. 3.37.

Пороговое поле  $E_t$ , при котором домен возникает, несколько больше поля смещения  $E_0$ , при котором поле исчезает. Это очень важное свойство домена сильного поля (своеобразный *гистерезис* между пороговыми полями возникновения и уничтожения домена) обуславливает возможность использования диода Ганна в триггерном режиме, в логических схемах.

В этом режиме постоянное поле смещения выше порога исчезновения домена, но ниже порога его возникновения. При поступлении на диод импульса напряжения (рис. 3.38) суммарное поле на диоде становится выше порога возникновения домена. Длительность импульса должна быть короче пролетного времени домена и в результате возникает только один домен, который дойдет до анода и исчезнет.

При возникновении домена ток в диоде уменьшается на 10% от первоначальной величины и не изменяется за время переноса домена от катода к аноду. При рассасывании домена на аноде ток в диоде принимает первоначальное значение. В результате диод формирует одиночный прямоугольный импульс тока, длительностью равного времени пролета домена (рис. 3.38).

Так как скорость движения домена составляет около  $10^7$  см/с, то в кристалле, например, длиной 20 мкм можно возбудить импульсы длительностью 200 пс. Однако время выполнения логической операции определяется временем формирования импульсов, т. е. еще меньшей величиной.

Импульс тока преобразуется в импульс напряжения с помощью нагрузочного резистора  $R_n$ , включенного последовательно с диодом. Этот импульс напряжения может быть использован для возбуждения новых доменов в последующих диодах Ганна.

Во многих случаях один диод может обеспечить возбуждение доменов в  $m$  диодах, включенных параллельно. Максимально возможная величина  $m$  для одного возбуждающего диода называется нагрузочной способностью прибора.

Поскольку существует пороговое напряжение, при котором возникает домен, прибор при соответствующем подборе напряжения смещения и комбинировании входов может использоваться как логический элемент «И», либо «Включающее ИЛИ».

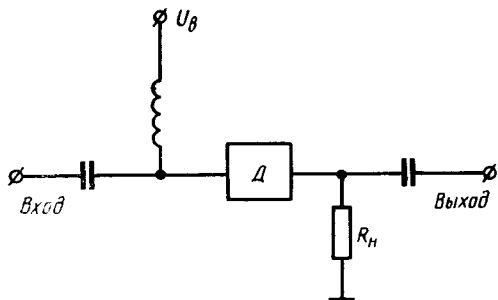


Рис. 3.37. Импульсный усилитель на диоде Ганна

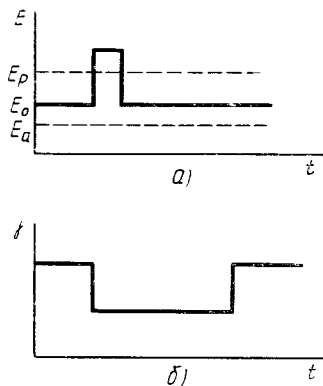


Рис. 3.38. Работа диода Ганна в триггерном режиме:

$a$  — напряженность поля, приложенного к диоду Ганна;  $b$  — плотность тока, протекающего через диод Ганна

Было найдено, что прибор может продолжать генерировать колебания и после снятия возбуждающего импульса. Это объясняется тем, что при рассасывании домена у анода переходные процессы в схеме могут привести к образованию у катода нового домена.

Для повышения чувствительности прибора к нему добавляют третий контакт, который также осуществляет развязку между входом и выходом.

Приборы с дополнительными контактами можно использовать для различных логических элементов.

Так, диод Ганна с несколькими параллельными входными контактами позволяет создать схему «Включающее ИЛИ». При подаче на любой входной контакт импульса напряжения в приборе образуется домен и на выходе появляется импульс тока.

Для создания логической схемы «И» импульсы напряжения с одинаковыми амплитудами подаются на вход диода через самостоятельные резисторы так, что при подаче только одного входного сигнала электрическое поле в образце не превышает величины порогового поля.

Для построения сравнивающего устройства на одну поверхность кристалла наносят два электрода малой площади и на вторую — один электрод большой площади (рис. 3.39).

Если входное напряжение подается только на один электрод малой площади, то поле вблизи него оказывается достаточно высоким для возбуждения домена, последний начинает двигаться в кристалле пока не достигнет точки, в которой напряженность поля ниже  $E_s$ , необходимой для существования домена, или пока не достигнет анода. Если напряжение подается на оба электрода малой площади, то общая площадь электрода увеличивается и напряженность поля между анодом и катодом оказывается недостаточной для возбуждения домена.

Для выполнения функции сравнения площадь поперечного сечения двух электродов катода и расстояние между ними должны быть малыми.

При работе в непрерывном режиме, т. е. когда напряжение смещения постоянно, важным параметром является мощность рассеяния диода Ганна. В приборе выделяются большие мощности на единицу объема (порядка 10 мВт/см), поэтому требуется решить вопрос об отводе тепла.

Мощность рассеяния диода Ганна при подаче напряжения смещения, но при отсутствии домена равна

$$P_d \approx E_i^2 A_{д1} n e l,$$

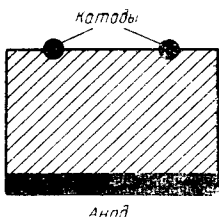


Рис. 3.39. Сравнивающее устройство

где  $A$  — площадь поперечного сечения диода;  $l$  — длина образца;  $n$  — концентрация электронов;  $e$  — заряд электрона;  $\mu_1$  — подвижность электронов в нижней долине.

При движении домена мощность рассеяния уменьшается до 50% от первоначального значения.

Для изготовления диодов Ганна применяют кристаллы из арсенида галлия  $n$ -типа толщиной менее 50 мкм со стороной квадрата 150 мкм. Кристаллы с ориентацией (100) подвергают химической полировке.

Один из вариантов диодов Ганна имеет  $n^{++}-n^- - n^+$ -структуру и изготавливается на эпитаксиальном арсениде галлия. На индивидуальных приборах вытравливают меза-ступеньку (рис. 3.40).

На рис. 3.41 показана одна из наиболее распространенных конструкций такого прибора.

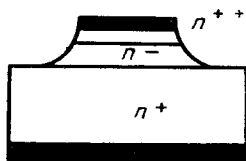


Рис. 3.40. Поперечное сечение меза-диода Ганна

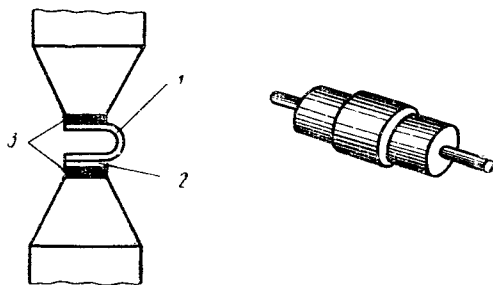


Рис. 3.41. Генератор Ганна:  
1 — пружина для устранения напряжения; 2 — пластина GaAs; 3 — омические контакты

Молибденовые выводы, покрытые оловом, присоединяются с обеих сторон пластины. Собранный прибор (в корпусе) имеет длину 19 мм и диаметр 6,3 мм.

При использовании прибора в схемах, его помещают в резонатор и настраивают на требуемую рабочую частоту. Стандартная детекторная головка позволяет включать прибор в волновод. С помощью настраиваемой секции прибор согласуется с нагрузкой.

Входное напряжение, необходимое для формирования домена, зависит от толщины пластины арсенида галлия. Чтобы последовательное сопротивление составляло 20—50 Ом, арсенид галлия слабо легируют. Это облегчает согласование прибора с волноводом и уменьшает требования к величине постоянного тока.

В непрерывном режиме диоды работают при напряжении смещения 6—8 В. Импеданс прибора, измеренный на частоте 8,7 ГГц, соответствует отрицательному сопротивлению в 50 Ом, включенному последовательно с конденсатором емкостью 0,65 пФ. Разработаны приборы, способные давать на выходе мощность до 10 кВт в диапазоне частот 0,4—1,5 ГГц; до 1 кВт в диапазоне частот 1,5—5,2 ГГц и до 100 Вт в диапазоне частот 5,2—11 ГГц.

Импульсные приборы Ганна смогут найти широкое применение в телеметрических системах, в переносных радиолокационных станциях, в маяках для авиации и флота, в радиолокационных высотомерах и светолокаторах, особенно для небольших самолетов и т. д.

Приборы Ганна непрерывного действия будут конкурировать с транзисторами, варакторами и клистродами.

Генератор на эффекте Ганна сможет в качестве гетеродина заменить отражательные клистроны в приемниках РЛС. Они имеют достаточную выходную мощность, генерируют частоты, относительно свободные от паразитной модуляции и, следовательно, имеют лучшую спектральную чистоту.

Ширина спектральной линии генератора на эффекте Ганна в диапазоне 2—3 ГГц составляет примерно 1 кГц.

По сравнению с транзисторами или с туннельными диодами приборы на эффекте Ганна имеют большую выходную мощность на более высоких частотах. В диапазоне 2—3 ГГц их выходная мощность примерно в 5—10 раз больше мощности туннельных диодов.

### § 3.12. СВЕТОДИОДЫ

Светодиодами называют приборы с *p-n*-переходами, которые испускают свет при прохождении через них прямого тока. Светодиоды являются источниками некогерентного излучения. Действие светодиодов основано на инжекции неосновных носителей *p-n*-переходом и последующей излучательной рекомбинацией избыточных электронов и дырок в *p*- и *n*-областях. На рис. 3.42 изображена схема включения светодиода. Попавшие в *p*-область электроны рекомбинируют с основными носителями заряда

(дырками). Аналогично ведут себя дырки, инжектируемые в *n*-область. Выделяемая при этом энергия излучается в виде света или же передается кристаллической решетке.

Свет в *p-n*-областях возникает во всех участках, отстоящих от перехода на расстоянии не более чем диффузионная длина, а его направление будет самым разнообразным. Используют обычно свет от плоскости, параллельной переходу, предусмотрев в конструкции прибора окно для его выхода.

В полупроводниковых материалах с большой шириной запрещенной зоны (GaAs, GaP, SiC) вероятность излучательной рекомбинации достаточно высока, что и определяет возможность изготовления на их основе источников света. В отличие от указанных материалов, в германии и кремнии процесс рекомбинации носителей с излучением света в обычных условиях маловероятен.

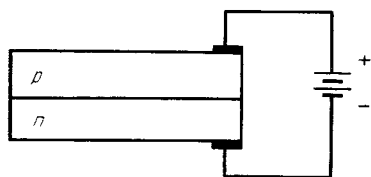


Рис. 3.42. Схема включения светодиода

Одним из основных параметров светодиода является длина волны излучаемого света, определяющая цветосвечение  $\lambda$ . Длина волны излучаемого света определяется разностью энергий уровней, между которыми происходит переход электронов.

В случае рекомбинации в результате перехода носителей заряда из одной зоны в другую длина волны света определяется шириной запрещенной зоны полупроводника. Такие источники света изготавливаются из арсенида галлия и фосфида индия. То же самое относится к излучению в фосфиде галлия. В фосфиде галлия или карбиде кремния основную роль играют оптические переходы между примесными уровнями. Длина волны излучаемого света связана с разностью энергий уровней электронов соотношением  $\lambda = h/E$ . Так, например, в арсениде галлия, у которого  $E_\lambda$  примерно равна ширине запрещенной зоны (1,38 эВ), длина волны излучаемого света составляет 0,9 мкм.

Для того чтобы получить излучение в более коротковолновой области спектра, приходится использовать материал с большей шириной запрещенной зоны. Так, на основе карбида кремния и фосфида галлия получены источники света с излучением в зеленой, желтой и красной областях видимого света.

Для этой цели карбид кремния легируют примесями, имеющими различную глубину залегания, например бор, азот, алюминий и др. Каждая примесь соответствует определенной длине волны света.

В реальных приборах переход носителей заряда обычно происходит не между двумя уровнями, а между двумя группами тесно расположенных друг к другу энергетических уровней. Это приводит к тому, что спектр излучения оказывается размытым.

На рис. 3.43 приведено спектральное распределение излучения от светодиода из фосфида галлия.

Длинноволновые максимумы излучения обусловлены рекомбинацией носителей на неконтролируемой примеси, их интенсивность значительно меньше интенсивности основной полосы — примерно на два порядка. Размытие спектра излучения характеризуется обычно шириной кривой спектрального распределения на *полувысоте*, т. е. расстоянием между двумя точками на этой кривой, соответствующим половине максимума интенсивности. Ширина кривой спектрального распределения относится к числу основных параметров светодиодов.

Важнейшим параметром светодиода является к. п. д.  $\eta$ .

К. п. д. полупроводниковых источников света определяется как отношение мощности излучения к электрической мощности, подводимой к прибору и теоретически равен 100%. Однако на практике достигнутое значение

к. п. д. в настоящее время не превышает 1%. Это объясняется прежде всего тем, что в реальных приборах имеют место безызлучательные механизмы рекомбинации носителей заряда. Задача увеличения доли излучательной рекомбинации в общем рекомбинационном процессе оказывается достаточно сложной и определя-

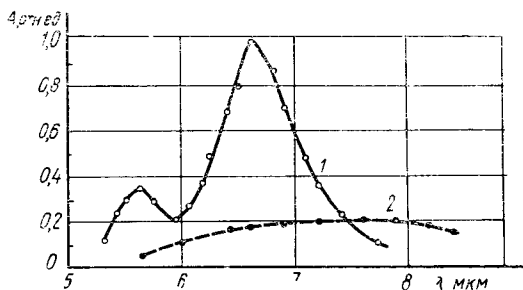


Рис. 3.43. Спектральное распределение излучения от светодиода из фосфида галлия при подаче на светодиод смещения:

1 — прямого; 2 — обратного

ется степенью совершенства кристаллической структуры полупроводника, наличием в нем посторонних примесей, технологией изготовления прибора и т. д. Кроме того, уменьшение к. п. д. в реальных приборах обусловлено потерями излучения на полное отражение и поглощение в кристалле и световыходе.

Для того чтобы снизить поглощение света в материале полупроводника целесообразно применять вырожденные полупроводники.

Основным параметром светодиодов является мощность излучения  $P$ . Она определяется конструкцией прибора. Чем больший ток можно пропускать через прибор без существенного его подогрева, тем больше мощность излучения.

На рис. 3.44 приведены амплитудные характеристики карбидокремниевых и фосфидогаллиевых светодиодов. При больших токах прибор начинает разогреваться из-за электрических потерь на омических сопротивлениях, и его эффективность резко падает.

Работа светодиодов возможна в импульсном режиме. Импульсные светодиоды и источники инфракрасного излучения излучают световые импульсы при пропускании электрических импульсов через  $p$ - $n$ -переход в прямом направлении. При этом через прибор

можно пропускать значительно большие токи и, следовательно, получать в импульсе большую мощность излучения.

Отличительным свойством светодиодов является их малая инерционность. Она составляет величину  $10^{-8}$ — $10^{-9}$  с. Благодаря малым временам жизни неосновных носителей возможна работа светодиодов на частотах до 100 МГц. Так, например, на основе сплавного карбидокремниевого перехода создан излучатель наносекундных импульсов света с собственными фронтами нарастания и спада светового импульса порядка 3 нс и стабильностью амплитуды световой вспышки во времени 1%.

Световые импульсы наблюдаются и при обратном включении светодиода. В этом случае свет излучается электронно-дырочной плазмой, возникающей при пробое. Однако при прямом включении светодиода световой выход обычно в 3 раза превышает световой выход при обратном включении.

Выпускается несколько типов светодиодов: индикаторные, импульсные и инфракрасные излучатели. Основными материалами для источников света являются соединения элементов III и V групп, в том числе GaP; (Ga,Al) As; Ga (As,P). Кроме того, диоды изготавливаются из GaAs и SiC с использованием люминофоров, преобразующих инфракрасное излучение в видимое.

Наиболее распространенным методом изготовления светодиодов является диффузионный метод с использованием обычной планарной технологии, пригодной для использования пластин большой площади. В качестве исходного материала берется монокристалл фосфида галлия, полученный методом выращивания из расплава, легированного теллуром и кислородом; *p-n*-переход создается диффузией цинка.

Вторым распространенным способом изготовления светодиодов из фосфида галлия является метод жидкофазной эпитаксии. Подложкой служит монокристалл фосфида галлия *p*-типа, выращенный из расплава и легированный цинком и кислородом. На него методом жидкофазной эпитаксии наращивается слой фосфида галлия *n*-типа, легированный цинком и кислородом. Переход образуется внутри эпитаксиального слоя в результате диффузии цинка из подложки.

Легированный кислородом приграничный слой подложки является источником интенсивного красного излучения вследствие ре-

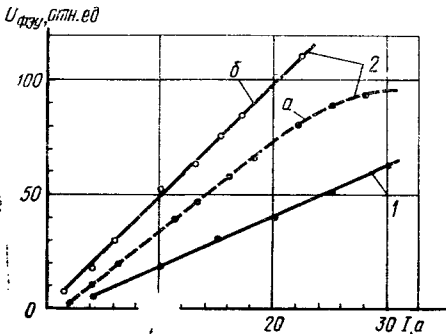


Рис. 3.44. Зависимости амплитуды импульса света от тока через светодиод:

1 — карбидокремниевый светодиод при запуске в прямом направлении; 2 — фосфидогаллиевый светодиод при запуске в прямом (б) и обратном (а) направлениях



комбинации на соединении Zn—O вблизи *p-n*-перехода. Одна из распространенных конструкций светодиода показана на рис. 3.45. Кристалл приваривается к ножке с выводами, которая монтируется в коваровый или керамический баллон, обладающий очень малой емкостью, иногда коаксиальной конструкции.

Верхняя часть корпуса заканчивается стеклянной (или из эпоксидной смолы) линзой, которая служит выходным окном для излучения, концентрирует излучение в узком конусе и защищает полупроводниковый кристалл от повреждений.

Металлостеклянный и металлокерамический корпуса обычно применяют малых размеров.

В табл. 3.6 приведены характеристики светодиода, изготовленного таким способом.

Для снижения общего внутреннего отражения, а следовательно, для повышения эффективности разработан диод в виде полусферы. Это позволило увеличить эффективность в 5—10 раз.

В настоящее время светодиоды выпускают не только в виде одиночных источников, но и в виде матриц. Так создана панель монолитной конструкции, содержащая 7000 диодов и позволяющая индуцировать одновременно 200 знаков.

Светодиоды находят широкое применение в качестве буквенно-цифровых индикаторов и индикаторных панелей. Такие индикаторы работают от источников питания с напряжением 5 В и могут возбуждаться интегральными схемами. Преимущество таких инди-

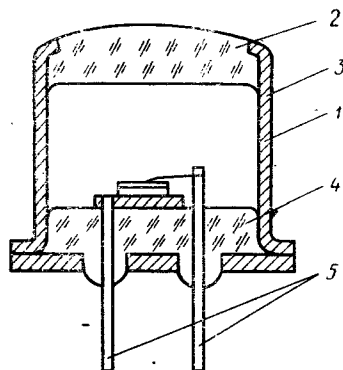


Рис. 3.45. Устройство светодиода:

1 — полупроводниковая пластина с *p-n*-переходом; 2 — линза; 3 — коваровый баллон; 4 — ножка; 5 — выводы

Таблица 3.6

Параметр	Значение
Рабочее напряжение, В	1,8—2,0
Длина волны в максимуме спектра, мкм	7
Выходная световая мощность, мВт	50*
Световой поток, млм	1*
Яркость фронтальная, нт	205*
Яркость боковая, нт	445*
Время послесвечения, мкс	0,14

\* При токе 5 мА.

каторов по сравнению с ламповыми — малые габариты и вес, высокое быстродействие и практически неограниченный срок службы. К недостаткам относится малая высота знака.

Широкое применение находят такие индикаторы в приборах с цифровым отсчетом. Светодиоды с голубым, зеленым, желтым и красным свечением применяют в домашних телефонах и часах. Светодиоды находят применение в установках аварийной сигнализации и в аппаратах для слепых, в системах ночного видения, связи, в контрольно-измерительной аппаратуре.

Они все больше заменяют лампы накаливания, газоразрядные и лазерные источники света, по сравнению с последними они безопаснее и проще в обращении и потребляют малую мощность.

### Контрольные вопросы

1. Поясните различие между теоретической и экспериментальной вольт-амперными характеристиками диодов.
2. Дайте классификацию и графическое изображение диодов.
3. Начертите вольт-амперную характеристику выпрямительного диода, стабилитрона и туннельного диода.
4. В чем состоит конструктивное отличие выпрямительных и ВЧ-диодов?
5. Какими факторами ограничивается частотный предел в туннельном диоде и в варикапе?
6. На каком свойстве  $p-n$ -перехода основан принцип действия варикапа?
7. Объясните механизм пробоя  $p-n$ -перехода в выпрямительном диоде, в стабилитроне и в туннельном диоде.
8. Объясните принцип действия диода Ганна. Какие требования предъявляются к материалу из которого изготавливают диоды Ганна?
9. Расскажите о светодиодах и их устройстве.
10. Какие основные области применения светодиодов?
11. Расскажите об обращенных диодах. В чем заключается основное отличие их от туннельных диодов?
12. Нарисуйте вольт-амперную характеристику обращенного диода и объясните ее.

§ 4.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзисторы представляют собой полупроводниковые приборы, состоящие из одного или нескольких электронно-дырочных переходов, пригодные для усиления мощности, имеющие три или более выводов (рис. 4.1).

Транзистор имеет три области: эмиттер, базу и коллектор. Переход, который образуется на границе областей эмиттер — база, называется эмиттерным, а на границе база — коллектор — коллекторным. (В дальнейшем в целях краткости эмиттерный и коллекторный  $p$ - $n$ -переходы будут называться просто переходами.) Электропроводность базы может быть как электронной, так и дырочной; соответственно различают транзисторы со структурами  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  (рис. 4.1 а).

Принцип работы транзисторов обоих типов одинаков, различие заключается в том, что в транзисторе со структурой  $p$ - $n$ - $p$  основной ток, текущий через базу, создается дырками, инжектированными из эмиттера, а в транзисторе  $n$ - $p$ - $n$  — электронами. В усилительном режиме работы транзистора эмиттерный переход смещают в прямом направлении, коллекторный — в обратном (рис. 4.1, а).

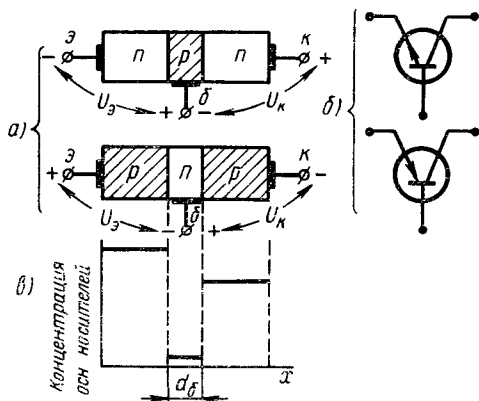


Рис. 4.1. Схематическое изображение транзисторов типа  $n$ - $p$ - $n$  и  $p$ - $n$ - $p$  (а), распределение концентрации основных носителей вдоль структуры транзистора в равновесном состоянии (б) и условное графическое изображение транзисторов (б)

На рис. 4.1, б показаны условные обозначения транзисторов. Эмиттер изображается в виде стрелки, которая указывает прямое направление тока эмиттерного перехода.

Если бы эмиттерный и коллекторный переходы находились на большом расстоянии друг от друга, т. е. толщина базы была бы значительно больше диффузионной длины, то носители, инжектированные эмиттером, не доходили бы до коллектора, а рекомбинировали в базе. Такая система из двух *p-n*-переходов вела бы

себя как два взаимно несвязанных полупроводниковых диода. Причем вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода представляла бы прямую, а коллекторного — обратную ветвь характеристики диода.

Особенность транзистора заключается во взаимном влиянии переходов друг на друга. Для эффективного влияния эмиттерного перехода на коллекторный необходимо выполнение следующих основных требований.

Толщина базы транзистора должна быть много меньше диффузионной длины инжектируемых в нее носителей  $d_b = 1,5 \div 25 \text{ мкм} \ll L_p$ .

База должна иметь концентрацию основных носителей много меньшей концентрации их в области эмиттера. На рис. 4.1, в показано распределение концентрации основных носителей для равновесного состояния вдоль структуры транзистора, имеющего резкие границы между областями. (Концентрацию

основных носителей в области коллектора обычно делают несколько меньшей, чем в области эмиттера.)

Площадь коллекторного перехода должна быть в несколько раз больше площади эмиттерного перехода.

На рис. 4.2, а показана схема транзистора типа *p-n-p* с подведенными к нему источниками питания, а на рис. 4.2, б приведено распределение потенциала вдоль структуры транзистора (штрих-пунктирной линией — без питающих напряжений, с источниками питания — сплошной). Для простоты рассуждений эмиттерный и коллекторный переходы будем считать бесконечно тонкими.

При подключении коллекторного напряжения  $U_k$  происходит обратное смещение коллекторного перехода и в коллекторной цепи появляется слабый ток (как в полупроводниковом диоде, вклю-

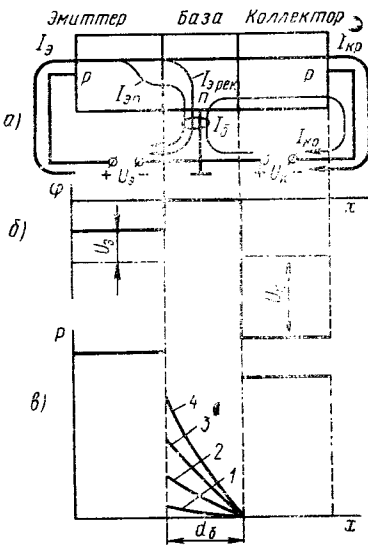


Рис. 4.2. Распределение токов в транзисторе (а) потенциала вдоль структуры транзистора (б) и неравновесных неосновных носителей в базе при различных токах эмиттера (в)

ченном в обратном направлении). В дальнейшем этот ток будет называться неуправляемым током коллектора и обозначаться  $I_{к0}$ .

При подключении эмиттерного напряжения  $U_э$  происходит прямое смещение перехода и в цепи появляется ток эмиттера  $I_э$ , который в основном определяется током диффузии.

Ток диффузии эмиттера имеет две составляющие — электронную  $I_{эn}$  и дырочную  $I_{эp}$ :

$$I_э = I_{эn} + I_{эp}.$$

Если концентрация основных носителей в эмиттерной и базовой областях была бы одинакова, то эмиттерный ток состоял бы наполовину из электронов, инжектированных из базы в эмиттер, наполовину из дырок, инжектированных из эмиттера в базу. Но, так как у транзистора база бедна основными носителями (электронами проводимости), а область эмиттера, наоборот, имеет очень высокую концентрацию основных носителей (дырок), дырочная составляющая тока эмиттера у транзистора много больше бесполовой электронной составляющей:

$$I_{эp} \gg I_{эn}.$$

Электронная составляющая замыкается через цепь базы и не участвует в создании тока коллектора. Диффузия электронов из базы в эмиттер выполняется притоком в базу новых электронов из внешней цепи, что и определяет величину и направление электронной составляющей тока эмиттера. Для цепи базы  $I_{эn}$  является одной из составляющих тока базы (рис. 4.2, а).

Отношение

$$\frac{I_{эp}}{I_э} = \frac{I_{эp}}{I_{эp} + I_{эn}} = \gamma = 0,98 \div 0,995$$

и называется эффективностью эмиттера. Так как электронную составляющую  $I_{эn}$  стремятся сделать по возможности малой, эффективность эмиттера у транзистора оказывается близкой к единице.

Дырочная составляющая тока эмиттера определяется переходом дырок из эмиттера в базу. Инжектированные в базу дырки под действием тепловой диффузии, стремящейся выровнять их концентрацию по всему объему базы, перемещаются в направлении коллектора. Так как электрическое поле в базе транзистора, создаваемое источниками питания, относительно невелико, можно считать, что перемещение дырок от эмиттера к коллектору через тонкую базу происходит исключительно за счет диффузии. При непрерывной инжекции ( $I_э = \text{const}$ ) в базе устанавливается соответствующее распределение концентрации дырок, что и предопределяет их перенос через базу. Например, току  $I_{э2}$  соответствует кривая распределения 2, показанная на рис. 4.2, в.

Если увеличить прямое смещение эмиттерного перехода (увеличить  $I_{\text{э}}$  до значения  $I_{\text{эз}}$ ), то концентрация дырок около эмиттера возрастет, а около коллектора останется по-прежнему равной нулю (кривая 3, рис. 4.2, в). При этом увеличится градиент концентрации  $n$ , следовательно, возрастет диффузионный ток дырок к коллектору.

Приближаясь к обратно смещенному коллекторному переходу дырки совершенно свободно (как неосновные носители) переходят из базы в коллектор, увеличивая тем самым ток коллектора. Так как дырки переходят из базы в коллектор беспрепятственно, их концентрация на границе базы с коллекторным переходом оказывается равной нулю.

Некоторое количество дырок при своем движении в базе успевает рекомбинировать с электронами проводимости, вызывая тем самым дополнительный приток электронов в базу из внешней цепи. Это обуславливает разделение дырочной составляющей тока эмиттера:

$$I_{\text{эп}} = I_{\text{э рек}} + I_{\text{кр}},$$

где  $I_{\text{э рек}}$  — рекомбинационная составляющая тока эмиттера, совпадающая по направлению с  $I_{\text{эн}}$  (замыкается через цепь базы);  $I_{\text{кр}}$  — часть тока эмиттера, замыкающаяся через коллекторную цепь (рис. 4.2, а).

Как указывалось, при изготовлении транзистора базу делают тонкой и бедной основными носителями, а площадь коллекторного перехода — в несколько раз большей площади эмиттерного. При этом, как показано на рис. 4.3, на коллектор попадает большинство инжектируемых дырок, движущихся под действием диффузии в направлении уменьшения своей концентрации. Поэтому

$$I_{\text{э рек}} \ll I_{\text{кр}}.$$

Отношение

$$\frac{I_{\text{кр}}}{I_{\text{эп}}} = \frac{I_{\text{кр}}}{I_{\text{кр}} + I_{\text{э рек}}} = \delta = 0,98 \div 0,995 \text{ и (4.1)}$$

называется коэффициентом переноса.

Из сказанного следует, что у транзистора величина  $\delta$ , как и  $\gamma$ , близка к единице. Поэтому

$$\alpha_{\text{и}} = \frac{I_{\text{кр}}}{I_{\text{э}}} = \frac{I_{\text{кр}}}{I_{\text{эп}}} \cdot \frac{I_{\text{эп}}}{I_{\text{э}}} = \gamma = 0,95 \div 0,99 \text{ и (4.2)}$$

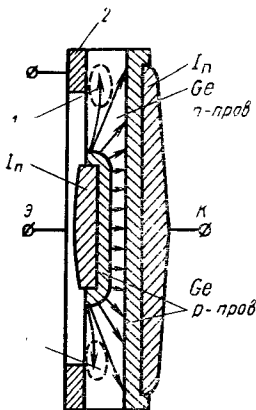


Рис. 4.3. Разрез сплавного, плоскостного транзистора типа  $p-n-p$ , изготовленного на основе германия (стрелками показаны пути дырок, движущихся под действием диффузии в направлении уменьшения концентрации):

1 — область усиленной рекомбинации; 2 — контактное кольцо базы

называется статическим (интегральным) коэффициентом передачи тока эмиттера и также близко к единице. Этот коэффициент показывает, какая часть тока эмиттера замыкается через коллекторную цепь.

Первый закон Кирхгофа применительно к транзистору дает равенство

$$I_{\text{э}} = I_{\text{к}} + I_{\text{б}}, \quad (4.3)$$

где, согласно рис. 4.2,  $a$ ,  $I_{\text{э}} = I_{\text{э}n} + I_{\text{э}p}$ ;  $I_{\text{б}} = I_{\text{э}n} + I_{\text{э}рек} - I_{\text{к0}}$ ;  $I_{\text{к}} = I_{\text{к}p} + I_{\text{к0}}$ , используя формулу (4.3), получим  $I_{\text{к}} = \alpha_{\text{н}} I_{\text{э}} + I_{\text{к0}}$ .

Наряду с  $\alpha_{\text{н}}$  часто используют статический (интегральный) коэффициент передачи тока базы;

$$\beta_{\text{н}} = \frac{I_{\text{к}p}}{I_{\text{э}n} + I_{\text{э}рек}} = \frac{I_{\text{к}} - I_{\text{к0}}}{I_{\text{б}} + I_{\text{к0}}}. \quad (4.4)$$

#### § 4.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

В зависимости от того, какой электрод является общим для входной и выходной цепи, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (сокращенно будем обозначать ОБ, рис. 4.4,  $a$ ), с общим эмиттером (ОЭ, рис. 4.4,  $b$ ) и с общим коллектором (ОК, рис. 4.4,  $в$ ).

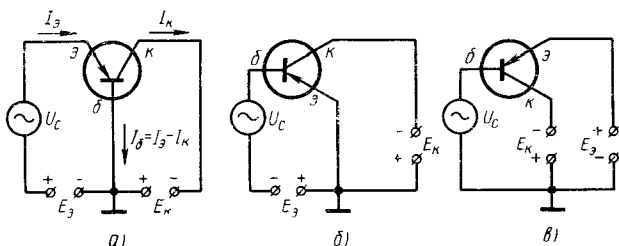


Рис. 4.4. Основные схемы включения транзистора:  $a$  — с общей базы (ОБ);  $б$  — с общим эмиттером (ОЭ);  $в$  — с общим коллектором (ОК)

Согласно формуле (4.3) ток эмиттера в транзисторе распределяется между базой и коллектором.

Если ток эмиттера возрастет на величину  $+\Delta I_{\text{э}}$  (например, из-за увеличения напряжения эмиттера при воздействии напряжения сигнала  $+\Delta U_c$ ), то соответственно возрастут и остальные токи. Для этого состояния получим равенство

$$I_{\text{э}} + \Delta I_{\text{э}} = I_{\text{к}} + \Delta I_{\text{к}} + I_{\text{б}} + \Delta I_{\text{б}}. \quad (4.5)$$

Произведя вычитание из (4.5) равенства (4.3), получим

$$\Delta I_{\text{э}} = \Delta I_{\text{к}} + \Delta I_{\text{б}}. \quad (4.6)$$

Приращение тока базы, как и сам ток базы, относительно малы, поэтому

$$\Delta I_K \approx \Delta I_B.$$

Транзистор характеризуют коэффициентом (дифференциальным) прямой передачи по току, который представляет собой отношение приращения выходного тока к вызвавшему его приращению входного тока при постоянном напряжении в выходной цепи. Для схемы с ОБ выходной ток — это ток коллекторной цепи, а входной ток — ток эмиттерной цепи.

Поэтому коэффициент прямой передачи по току для схемы с ОБ

$$\alpha = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B}, \text{ при } U_K = \text{const.} \quad (4.7)$$

В усилительном режиме в схеме с ОБ статический коэффициент передачи по току транзистора и  $\alpha$  примерно одинаковы, т. е.

$$\alpha \approx \alpha_{ст} = 0,95 \div 0,99.$$

Приращение коллекторного тока можно определить, используя формулу (4.7):

$$\Delta I_K = \alpha \Delta I_B. \quad (4.8.)$$

Приращение тока базы представляет собой разность приращений токов эмиттера и коллектора:

$$\Delta I_B = \Delta I_E - \Delta I_K.$$

Подставив в предыдущее равенство вместо  $\Delta I_K$  выражение (4.8), получим

$$\Delta I_B = \Delta I_E - \alpha \Delta I_B = \Delta I_E (1 - \alpha).$$

Следовательно,

$$\Delta I_B = \Delta I_E (1 - \alpha). \quad (4.9)$$

В схеме с ОЭ выходным током является ток коллектора, а входным — ток базы, поэтому коэффициент прямой передачи по току в схеме с ОЭ

$$\beta = \Delta I_K / \Delta I_B. \quad (4.10)$$

Легко выразить  $\beta$  через  $\alpha$ :

$$\beta = \frac{\alpha \Delta I_E}{\Delta I_E (1 - \alpha)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx \frac{1}{1 - \alpha}, \quad (4.11)$$

так как  $\alpha \approx 1$ .

Как видно из формулы (4.11), для увеличения  $\beta$  необходимо чтобы статический коэффициент  $\alpha$  был по возможности близким к единице.

Для  $\alpha = 0,96$  коэффициент  $\beta = 0,96 / (1 - 0,96) = 24$ , если  $\alpha = 0,99$ , то  $\beta = 100$ .



В схеме с ОК выходным током является ток эмиттера, а входным — ток базы. Коэффициент прямой передачи по току схемы с ОК примерно равен  $\beta$  и определяется по формуле

$$\frac{\Delta I_3}{\Delta I_6} = \frac{\Delta I_3}{\Delta I_3 (1 - \alpha)} = \frac{1}{1 - \alpha} \approx \beta. \quad (4.12)$$

На практике часто используют примерные равенства:

$$\alpha = \alpha_H \approx I_K / I_3; \quad (4.13)$$

$$\beta = \beta_H \approx I_K / I_6; \quad (4.14)$$

которые справедливы при условии  $I_K \gg I_6 > I_{K0}$ .

Зная параметры  $\alpha$  и  $\beta$ , можно по формулам (4.13) и (4.14) определить токи  $I_K$ ,  $I_3$ ,  $I_6$ :

$$\left. \begin{aligned} I_K &\approx \alpha I_3; \\ I_3 &\approx I_K / \alpha; \end{aligned} \right\} \quad (4.15)$$

$$\left. \begin{aligned} I_6 &\approx I_K / \beta; \\ I_6 &\approx I_3 (1 - \alpha); \end{aligned} \right\} \quad (4.16)$$

### § 4.3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Режим транзистора в любой схеме включения определяется током и напряжением на входе и выходе схемы. Для получения статической характеристики одну из четырех величин выбирают в качестве аргумента (независимая переменная), другую — в качестве функции (зависимая переменная). Из оставшихся двух величин одну фиксируют (поддерживают постоянной), другую — оставляют свободной (величина меняется в зависимости от аргумента, но в характеристике эти изменения не отражаются). Задавая различные значения фиксированной величине, получают семейство статических характеристик транзистора.

На рис. 4.5, а изображена принципиальная схема для снятия

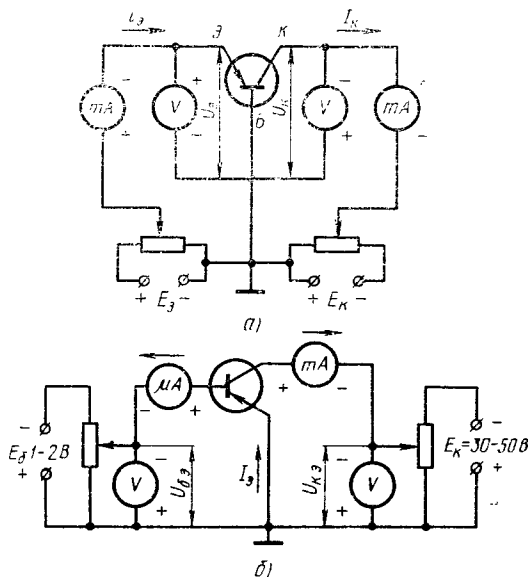


Рис. 4.5. Схемы для снятия характеристик транзистора:

а — с общей базой; б — с общим эмиттером

статических характеристик с общей базой. (Полярность источников питания устанавливается в зависимости от типа транзистора  $p-n-p$  или  $n-p-n$ .)

Входные (или эмиттерные) статические характеристики транзистора с ОБ представляют собой зависимость

$$I_3 = \varphi(U_3) \text{ при } U_K = \text{const.} \quad (\text{рис. 4.6, а})$$

Входная статическая характеристика при  $U_K=0$  (нулевая) подобна обычной характеристике полупроводникового диода, включенного в прямом направлении.

При подаче отрицательного коллекторного напряжения (например,  $U_K=-5$  В) входная характеристика смещается влево (рис. 4.6, а).

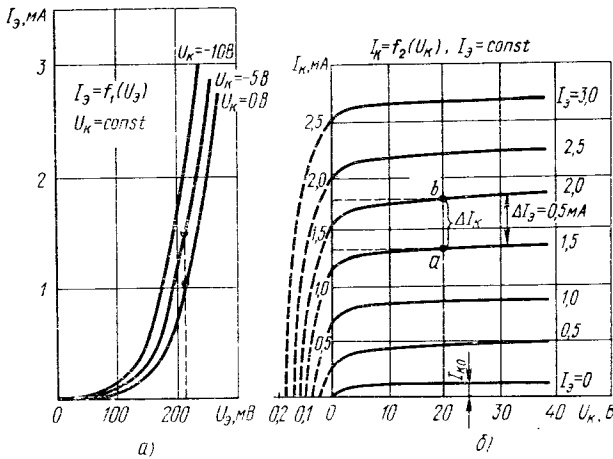


Рис. 4.6. Семейство входных (а) и выходных (б) характеристик транзистора в схеме с общей базой

Коллекторное напряжение, влияющее на положение входной статической характеристики, свидетельствует о наличии в транзисторе внутренней обратной связи. Эта обратная связь возникает в основном из-за сопротивления базы для базового тока  $r'_b$  (рис. 4.7, а). Данное сопротивление (от десятков до сотен Ом) образуется слаболегированной областью базы, которая представляет собой пластинку с относительно большой длиной и малым сечением (см. рис. 4.3).

В схеме с ОБ сопротивление  $r'_b$  является общим для входной и выходной цепей. На рис. 4.7, б оно вынесено за пределы идеального транзистора, у которого собственное сопротивление базы для тока принимается равным нулю.

Пусть в данной схеме  $U_3 = \text{const}$ , тогда напряжение на эмиттере идеального транзистора, которое определяет ток эмиттерного перехода,

$$U'_3 = U_3 - r'_\delta I_\delta = U_3 - r'_\delta (I_{3n} + I_{3\text{рек}} - I_{K0}). \quad (4.17)$$

При подаче (или увеличении по модулю) коллекторного напряжения появляется (или несколько увеличивается)  $I_{K0}$ . Кроме того, уменьшается  $I_{3\text{рек}}$ , так как при увеличении коллекторного напряжения происходит расширение коллекторного перехода и соответственно реальная ширина базы  $d'_\delta$  уменьшается (рис. 4.7, а). Поэтому напряжение  $U'_3$ , приложенное к эмиттеру идеального транзистора, при увеличении  $|U_K|$  и  $U_3 = \text{const}$  согласно формуле (4.17) возрастает, что и объясняет увеличение тока эмиттера и смещение влево входной статической характеристики транзистора с ОБ. При  $U_K = -10$  В входная статическая характеристика сместится влево еще больше (примерно на удвоенное расстояние) и т. д., до  $U_{K\text{max}}$ .

Выходные (или коллекторные) статические характеристики транзистора с ОБ представляют зависимость  $I_K = \varphi(U_K)$  при  $I_3 = \text{const}$  (рис. 4.6, б). Несмотря на то что коллекторный ток — обратный ток и напряжение на коллекторе (для транзистора *p-n-p*) отрицательное, характеристики принято изображать в положительных осях координат.

Нулевая выходная характеристика ( $I_3 = 0$ ) является обычной характеристикой диода, включенного в обратном направлении. Остальные характеристики снимаются при  $I_3 = 0,5; 1$  мА и т. д.

Как известно, при появлении тока эмиттера ток коллектора увеличивается на величину  $I_{Kp} = \alpha I_3 \approx I_3$ . Ток  $I_{Kp}$  можно рассматривать как искусственно созданный дополнительный ток неосновных носителей коллекторного перехода. Поэтому (на основании формулы (2.11), где  $I'_0 = I_{Kp}$ ) можно утверждать, что любая выходная статическая характеристика транзистора с ОБ представляет собой обычную вольт-амперную характеристику полупроводникового диода, смещенную по оси обратного тока на величину  $I_{Kp}$ .

При обратно смещенном коллекторном переходе наблюдается незначительное увеличение наклона выходных характеристик при переходе от меньшего значения  $I_3$  к большему. Это объясняется косвенным влиянием коллекторного напряжения на величину  $I_{Kp}$

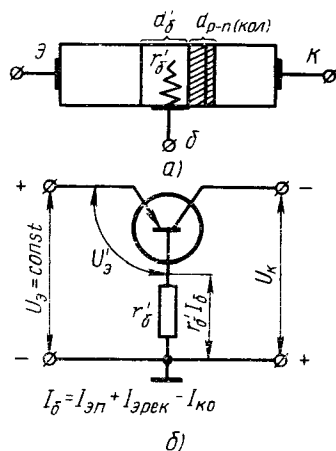


Рис. 4.7. Структура (а) и эквивалентная схема (б) транзистора, иллюстрирующая действие сопротивления  $r'_\delta$  в транзисторе

(с увеличением  $U_k$  уменьшается  $d'_b$  и  $I_{э рек}$ , следовательно,  $I_{кр}$  несколько увеличивается, причем это увеличение будет тем большим, чем больше сам ток  $I_{кр}$ , т. е. чем больше ток  $I_э$ ).

При очень больших токах эмиттера выходные статические характеристики сгущаются, так как при этих условиях происходит относительное увеличение  $I_{э рек}$  и  $I_{эл}$ , т. е. статический коэффициент прямой передачи по току  $\alpha_n = I_{кр}/I_э$  уменьшается. Более подробно этот вопрос будет освещен в конце параграфа.

Для снятия начальных участков выходных статических характеристик транзистора с ОБ необходимо в схеме (см. рис. 4.5, а) изменить полярность коллекторного напряжения.

Статические характеристики транзистора с ОЭ снимаются с помощью схемы, изображенной на рис. 4.5, б.

Входные статические характеристики транзистора с ОЭ представляют собой зависимость

$$I_б = \varphi(U_б) \text{ при } U_k = \text{const.}$$

Эти характеристики показаны на рис. 4.8, а. Входным током транзистора при данной схеме включения является ток базы. Так как эмиттер в схеме заземлен (соединен с точкой нулевого потенциала), то напряжение  $U_б$  и  $U_k$  отсчитываются относительно эмиттера, т. е.  $U_б = U_{бэ}$ ;  $U_k = U_{кэ}$ .

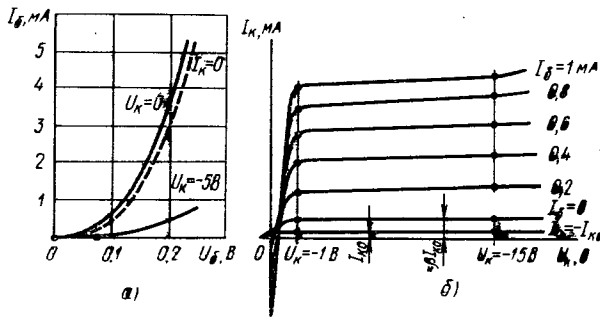


Рис. 4.8. Семейство входных (а) и выходных (б) характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером

Нулевая входная характеристика (при  $U_k = 0$  и  $U_б < 0$ ) представляет собой суммарную характеристику эмиттерного и коллекторного переходов, соединенных параллельно и подключенных к источнику в прямом направлении (рис. 4.9, а). На рисунке видно, что в случае, когда  $U_k = 0$ , а  $U_б < 0$ , то  $U_{кб} > 0$ . Это положительное напряжение, приложенное к коллекторному переходу, создает в коллекторной цепи ток, который по направлению противополо-

жен обычному току коллектора. В этом случае ток коллектора отрицателен, а ток базы представляет собой сумму:

$$I_6 = I_3 - I_k = I_3 + |I_k|$$

Следует обратить внимание на то, что замыкание и размыкание коллектора (рис. 4.9, б) не может привести к существенному изменению тока базы, который в основном определяется относительно большим сопротивлением  $r_b'$ . Поэтому при замыкании коллектора на эмиттер (если  $U_6 = \text{const}$ ) происходит лишь распределение практически неизменного тока базы между коллекторной и эмиттерной цепями (обычно  $I_k > I_3$ ).

Из сказанного следует, что у транзистора с ОЭ нулевая входная характеристика ( $U_k = 0$ ) почти совпадает с характеристикой, снятой при  $I_k = 0$  (на рис. 4.8, а показана штриховой линией).

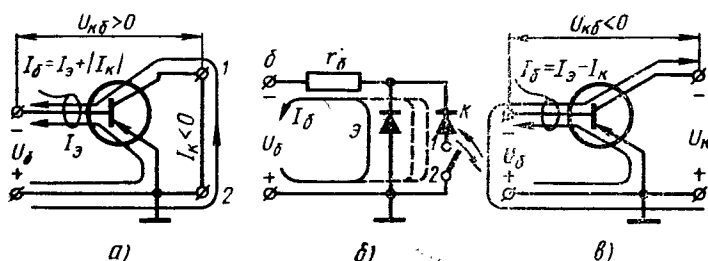


Рис. 4.9. Транзистор с ОЭ при коротком замыкании коллектора с эмиттером (а), распределение тока базы при замыкании ОЭ, при  $|U_k| > |U_6|$ , когда  $U_{кб} < 0$  (в)

При небольшом отрицательном напряжении на коллекторе (рис. 4.9, в), когда  $|U_k| > |U_6|$  (соответственно  $U_{кб} < 0$ ), ток коллектора меняет свое направление на обычное  $I_k > 0$  и ток базы становится разностным

$$I_6 = I_3 - I_k$$

Для этого обычно бывает достаточным напряжение  $U_k \approx -1$  В. Так как при данном напряжении ток базы резко уменьшается (из суммарного становится разностным), то соответствующая входная характеристика располагается значительно ниже нулевой. При дальнейшем увеличении (по модулю) коллекторного напряжения (например, до  $U_k = -5$  В) входная характеристика незначительно смещается веерообразно вправо. В справочниках обычно приводятся две входные статические характеристики: нулевая и характеристика, снятая при  $U_k = -5$  В. Все остальные характеристики, снятые при  $|U_k| > 1$  В, незначительно отличаются от последней и практически сливаются с ней.

Выходные статические характеристики транзистора с ОЭ представляют зависимость  $I_k = \varphi(U_k)$  при  $I_6 = \text{const}$ . Вид этих характеристик показан на рис. 4.8, б.

Нулевая выходная характеристика проходит через начало координат и в рабочей области  $|U| \geq 1$  В располагается на уровне, примерно равном  $\beta_n I_{k0}$ .

Выходные статические характеристики при  $I_6 = \text{const}$  в рабочей области располагаются над нулевой на соответствующем уровне и по сравнению с выходными статическими характеристиками транзистора с ОБ имеют примерно в  $\beta$  раз больше наклон и более резко выраженное сгущение при значительных токах базы.

Выходные статические характеристики пересекают ось ординат в точках  $I_k < 0$ . При этом величина  $|I_k|$  оказывается тем большей, чем больше  $I_6$ , так как увеличение  $I_6$  достигается с помощью увеличения  $|U_6|$ , что соответственно увеличивает (по модулю) и ток коллектора, текущий в обратном направлении (рис. 4.9, а). Начальный участок выходных характеристик транзистора в схеме с ОЭ, где  $I_k < 0$ , пока не имеет практического значения и поэтому в справочниках не приводится.

При смене полярности напряжения на базе ( $U_6 > 0$ ) можно установить ток базы  $I_6 = -I_{k0}$ . В этом случае  $I_9 = 0$ , а  $I_k = I_{k0}$ . Дальнейшее увеличение напряжения на базе не может привести к уменьшению (т. е. изменению) коллекторного тока, поэтому как в схеме транзистора с ОБ, так и в схеме ОЭ  $I_{k0}$  является неуправляемым током коллекторной цепи.

На рис. 4.10 показана примерная зависимость  $\alpha = f(I_9)$  при  $U_k = \text{const}$ .

При очень малых прямых токах эмиттера, как  $\alpha_n$ , так и  $\alpha$  оказываются много меньшими единицы. Это объясняется тем, что в базе транзистора при малом токе эмиттера вследствие малого градиента концентрации дырок не создается условий для их быстрого переноса через базу (например, при токе  $I_{91}$  кривая 1, рис. 4.2, в). Поэтому в данном случае большинство дырок рекомбинирует с электронами, и слабый ток эмиттера почти целиком замыкается через базу, не достигая коллекторного перехода. Для случаев  $I_{92}$  и  $I_{93}$  (кривые 2 и 3 на рис. 4.2, в) создаются оптимальные условия для переноса дырок через базу. При этих токах  $I_{kp} \approx I_9$ , т. е.  $\alpha_n$  и  $\alpha$  примерно равны единице. При очень больших токах эмиттера в базе накапливается очень большой заряд, образованный дырками, который притягивает (через цепь базы) и удерживает в базе такой же по величине отрицательный заряд, образуемый электронами проводимости. Поэтому, несмотря на возросшую скорость дырок,двигающихся к коллектору, вероятность их рекомбинации с электронами значительно увеличивается. Это вызывает дополнительную потерю тока эмиттера и соответственно приводит к некоторому уменьшению как  $\alpha_n$ , так и  $\alpha$ .

Уменьшение этих параметров вызывается также увеличением электронной составляющей тока эмиттера, ибо удерживаемые

в базе электроны увеличивают в ней концентрацию основных носителей, что, как известно, снижает эффективность эмиттера  $\gamma$ .

На рис. 4.11 показана зависимость  $\beta = \varphi(I_6)$ . Эта зависимость подобна характеристике  $\alpha = f(I_3)$  (рис. 4.10), так как большему току эмиттера (при прочих равных условиях) соответствует больший ток базы, а большему значению  $\alpha$  — большее значение  $\beta$ , и наоборот.

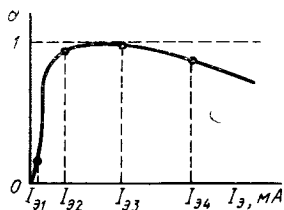


Рис. 4.10. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОБ  $\alpha$  от тока эмиттера

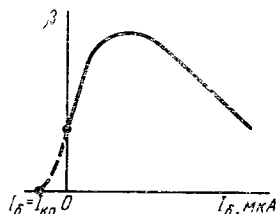


Рис. 4.11. Зависимость  $\beta$  от тока базы

#### § 4.4. РАБОЧИЙ РЕЖИМ ТРАНЗИСТОРОВ

В усилительных схемах в выходную цепь транзистора наряду с источником питания включают нагрузку, а во входную — источник усиливаемого сигнала. На рис. 4.12 изображена простейшая схема усилителя напряжения низкой частоты (УНЧ) на транзисторе с ОБ. В цепь коллектора транзистора включена нагрузка  $R_n$ , а в цепь эмиттера включен источник усиливаемого сигнала  $u_c$ . Для простоты рассуждений будем считать, что  $u_c = \pm \Delta U_c$  (под приращениями могут пониматься любые мгновенные значения усиливаемого сигнала).

При положительном приращении напряжения в цепи эмиттера ток эмиттера возрастает на величину  $\Delta I_3 = \Delta U_3 / R_{вх. об}$ , где  $R_{вх. об}$  — сопротивление для переменного тока входной цепи транзистора, включенного по схеме с ОБ. Это сопротивление относительно мало как динамическое сопротивление полупроводникового диода, включенного в прямом направлении. Приращение тока эмиттера вызовет приращение тока коллектора:

$$\Delta I_k = k_i \Delta I_3,$$

где  $k_i = \Delta I_k / \Delta I_3$  — коэффициент усиления схемы по току, который практически не отличается от  $\alpha$ , потому что приращение тока

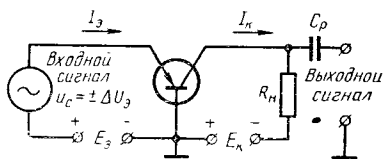


Рис. 4.12. Схема простейшего усилителя напряжения низкой частоты на транзисторе с ОБ

коллектора транзистора определяется только током эмиттера и почти не зависит от напряжения на коллекторе. Следовательно  $k_i \approx \alpha$ . Приращение тока коллектора вызовет приращение напряжения на нагрузке:

$$\Delta U_H = \Delta I_K R_H = k_i \Delta I_E R_H \approx \alpha \frac{\Delta U_E}{R_{\text{вх. об}}} R_H,$$

поэтому коэффициент усиления схемы транзистора с ОБ по напряжению оказывается равным

$$k_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_E} \approx \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}}. \quad (4.18)$$

Из формулы (4.18) следует, что при  $R_H \gg R_{\text{вх. об}}$   $k_u \gg 1$ , т. е. схема осуществляет усиление сигнала по напряжению.

Коэффициент усиления схемы транзистора с ОБ по мощности

$$k_p = \frac{P_{\text{вых.}}}{P_{\text{вх.}}} = \frac{U_H I_H}{2} \cdot \frac{2}{I_E U_E} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E} \cdot \frac{\Delta U_H}{\Delta U_E} = k_i k_u \approx \alpha^2 \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}} \gg 1. \quad (4.19)$$

Усилительные свойства транзисторов можно объяснить следующим образом. Как известно у транзисторов приращения (амплитуды переменных составляющих) тока в цепи коллектора и эмиттера примерно одинаковы, но ток коллектора протекает под действием большего напряжения по большому сопротивлению нагрузки ( $R_H \gg R_{\text{вх. об}}$ ). Поэтому одинаковые приращения токов связаны с различными приращениями напряжений:  $\Delta U_K \gg \Delta U_E$ .

Нагрузочная (рабочая) коллекторная характеристика транзистора с ОБ для усилительного каскада на сопротивлениях такая же, как у пентода или вакуумного триода. Ее аналитическое выражение имеет следующий вид:

$$U_K = E_K - I_K R_H. \quad (4.20)$$

Это уравнение прямой линии, которая проводится через две точки, отложенные на осях координат. Точка на оси абсцисс соответствует напряжению источника питания коллектора  $E_K$ , а точка на оси ординат определяется уравнением  $I_K = E_K / R_H$ .

Построение нагрузочной коллекторной характеристики на семействе выходных статических характеристик показано на рис. 4.13. Рабочая точка на нагрузочной коллекторной характеристике задается током эмиттера  $I_{E0}$ .

В коллекторной цепи рабочая точка определяет постоянные составляющие коллекторного тока  $I_{K0}$  и коллекторного напряжения  $U_{K0}$ . Рабочий участок нагрузочной коллекторной характеристики располагается в области активного (или усилительного) режима транзистора (область I на рис. 4.13.). В этой области изменения



тока эмиттера вызывают пропорциональные изменения тока коллектора. Активному режиму транзистора соответствуют напряжения  $U_K < 0$  и  $U_э > 0$ .

Снизу (на уровне неуправляемого тока коллектора) рабочий участок нагрузочной коллекторной характеристики ограничивается областью отсечки (область II). В режиме отсечки транзистор заперт, при этом  $U_K < 0$ ,  $U_э \ll 0$ .

Сверху рабочий участок нагрузочной коллекторной характеристики ограничивается областью насыщения (область III). В режиме насыщения дальнейшее увеличение тока эмиттера практически не вызывает увеличения тока коллектора. Значения токов в цепях транзистора, при которых он переходит в режим насыщения (или выходит из него), обозначаются  $I_{эн}$ ,  $I_{кн}$ ,  $I_{бн}$ . При переходе транзистора в режим насыщения происходит смена знака коллекторного напряжения:  $U_K$  становится положительным. Более подробно режим насыщения транзистора рассмотрен в § 4.7.

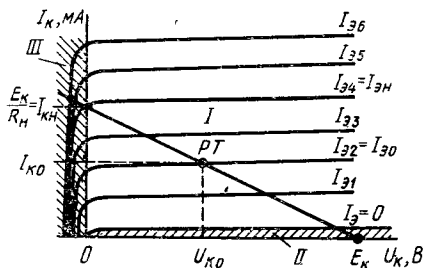


Рис. 4.13. Нагрузочная характеристика УНЧ

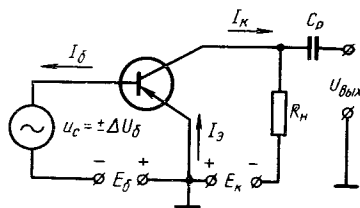


Рис. 4.14. Схема простейшего УНЧ на транзисторе с ОЭ

В усилительных схемах наиболее часто используют транзисторы с ОЭ. На рис. 4.14 показана простейшая схема усилителя напряжения низкой частоты на транзисторе с ОЭ. В этой схеме усиливаемый сигнал подается в цепь базы. Напряжение сигнала  $u_c = \pm \Delta U_б$  это то же напряжение, что и в схеме с ОБ, только с другим знаком (т. е.  $\Delta U_б = \Delta U_э$ ), но входным током является не ток эмиттера, а ток базы, приращения которого относительно малы. Поэтому входное сопротивление усилительной схемы на транзисторе с ОЭ больше выходного сопротивления схемы с ОБ:

$$R_{вх. оэ} = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б} = \frac{\Delta U_э^2}{\Delta I_э \alpha} = R_{вх. об} \frac{\beta}{\alpha} \approx R_{вх. об} \beta^2, \quad (4.21)$$

$$\text{где } \Delta I_б = \frac{\Delta I_к}{\beta} = \frac{\Delta I_э \alpha}{\beta}.$$

Рабочий коэффициент усиления по напряжению схемы транзистора с ОЭ

$$k_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_б} = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_э} = \alpha \frac{R_H}{R_{вх. об}}. \quad (4.22)$$

При одинаковой нагрузке коэффициенты усиления по напряжению в обеих схемах равны.

Коэффициент усиления по мощности схемы транзистора с ОЭ

$$k_p = k_i k_u \approx \beta \alpha \frac{R_H}{R_{вх. об}}, \quad (4.23)$$

т. е. в  $\beta$  раз больше, чем у схемы с общей базой.

На рис. 4.15 показана нагрузочная коллекторная характеристика транзистора с ОЭ при  $E_k = 10$  В и  $R_H = 4$  кОм, нанесенная на семейство статических выходных характеристик транзистора МП41А. Мелкий масштаб характеристик не позволяет выделить на данном рисунке область отсечки, которая как и в схеме с ОБ

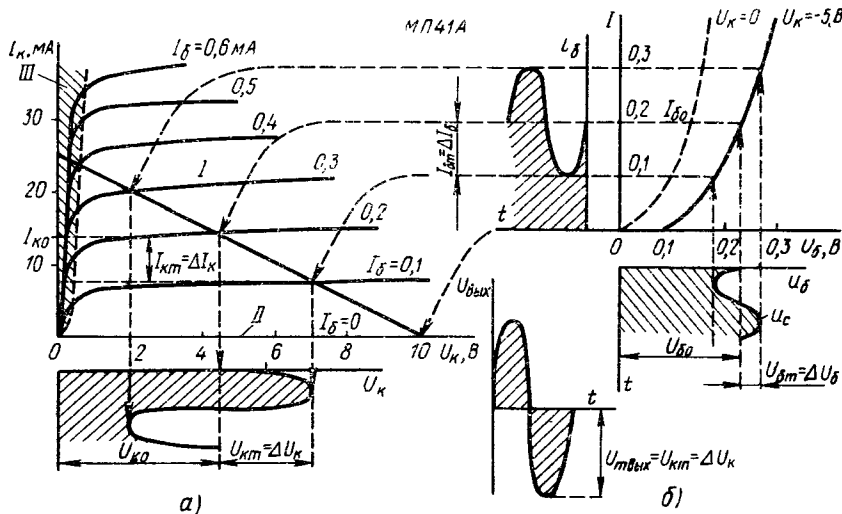


Рис. 4.15. Иллюстрация работы УНЧ на транзисторе с ОЭ:

а — нагрузочная коллекторная характеристика; б — нагрузочная входная характеристика

определяется неуправляемым током коллектора. Характеристика, снятая при  $I_b = -I_0$  (а также при  $I_b = 0$ ), совпадает с осью абсцисс. Область насыщения транзистора, в которой увеличение тока базы не вызывает заметных изменений тока коллектора, заштрихована. В этой области  $U_{кэ}$  остается отрицательным, но  $U_{кб}$ , как и в схеме с ОБ, становится положительным. Это объясняется тем, что в режиме насыщения напряжение между базой и эмиттером по модулю становится  $U_{кэ}$ .

На рис. 4.15, б показана нагрузочная входная характеристика транзистора, которая в усилительном режиме практически совпадает со статической характеристикой, снятой при  $U = -5$  В.

Временные диаграммы на рис. 4.15 иллюстрируют работу уси-

лительного каскада на транзисторе с ОЭ. Напряжение на базе  $U_{б0}=0,225$  В и ток  $I_{б0}=0,2$  мА определяют положение рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике, т. е. определяют  $U_{к0}=4,5$  В и  $I_{к0}=14$  мА. Изменения входного напряжения (под действием сигнала) вызывают изменения входного тока (ток базы). При изменении тока базы изменяется выходной ток (ток коллектора) и в коллекторной цепи выделяется усиленный сигнал, который через разделительный конденсатор поступает на выход каскада. Для данной схемы:

$$R_{вх. оэ}, O_M = \frac{\Delta U_б}{\Delta I_б} = \frac{0,035}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 350;$$

$$k_i = \frac{\Delta I_к}{\Delta I_б} = \frac{6,5}{0,1} = 65 \approx \beta;$$

$$k_u = \frac{\Delta U_к}{\Delta U_б} = \frac{2,5}{0,035} = 71,5;$$

$$k_p = k_i k_u = 4650.$$

Схема усилителя на транзисторе с ОК рассматривается в специальных курсах.

В отличие от усилительных схем на электронных лампах схемы на биполярных транзисторах обладают некоторыми специфическими особенностями:

1. В любой из схем включения транзистора во входной цепи протекает ток усиливаемого сигнала, следовательно, расходуется и мощность. Поэтому любой из усилительных каскадов на транзисторах можно рассматривать как усилитель мощности.

2. Входное сопротивление схем не только конечно, но и относительно мало, особенно в схемах с общей базой и общим эмиттером, а выходные сопротивления относительно велики, что вызывает известные затруднения при согласовании отдельных каскадов.

#### § 4.5. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ ТРАНЗИСТОРОВ

При анализе транзисторных схем удобно отвлечься от постоянных составляющих токов и напряжений, которые в усилительной схеме выполняют вспомогательную роль, и представить транзистор в виде некоторой эквивалентной схемы, обладающей для переменных токов и напряжений теми же свойствами, т. е. таким же входным и выходным сопротивлением, коэффициентом передачи напряжения и тока со входа на выход и с выхода на вход. Усилительные свойства транзистора (как и электронной лампы) в эквивалентной схеме учитывают с помощью генератора тока или напряжения, включенного в выходную цепь, величина сигнала которого зависит от входного тока транзистора.

Элементы, образующие эквивалентную схему, можно рассматривать как параметры транзистора.

Из-за нелинейности характеристик транзистора все его параметры (т. е. элементы эквивалентных схем) оказываются зависящими от режима, определяемого положением рабочей точки на этих характеристиках.

Измеряют (или определяют) параметры транзистора малыми сигналами, которые на его криволинейных характеристиках укладываются на столь малых участках, которые с большой точностью можно принять за отрезки прямых линий.

На рис. 4.16 показана эквивалентная схема транзистора, соответствующая физическим (первичным или внутренним) параметрам. Каждому элементу этой эквивалентной схемы можно придать определенный физический смысл:  $r_э$  — дифференциальное (динамическое) сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении. Это сопротивление, как динамическое сопротивление полупроводникового диода, включенного в прямом направлении, в зависимости от режима имеет значения от единиц до де-

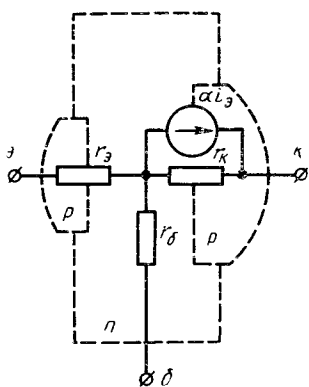


Рис. 4.16. Физическая эквивалентная схема транзистора

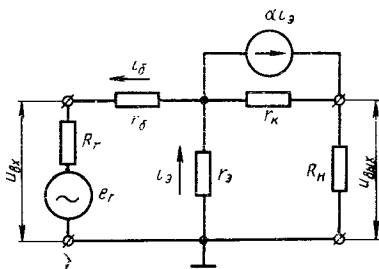


Рис. 4.17. Физическая эквивалентная схема транзистора с ОЭ

сятков Ом;  $r_б$  — сопротивление базы для переменного тока примерно равно сопротивлению базы для постоянного тока  $r'_б$  (составляет несколько сотен Ом);  $r_к$  — дифференциальное (динамическое) сопротивление коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении, оно составляет сотни тысяч Ом.

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода  $r_к = dU_к/dI_к = \Delta U_к/\Delta I_к$  при  $I_э = \text{const}$  определяется приращением тока коллектора, вызванного изменением коллекторного напряжения при постоянном токе эмиттера. Как уже отмечалось, это приращение возникает в основном из-за меняющейся ширины базы.

Генератор тока  $\alpha I_э$  в выходной цепи характеризует усилительные свойства транзистора.

Достоинство физических параметров его заключается в том, что они принадлежат транзистору как таковому и не зависят от способа его включения в схему.

Так, например, на рис. 4.17 показана эквивалентная схема транзистора с ОЭ, составленная на основе физических параметров. Следует заметить, что в этой схеме генератор тока приведен к току эмиттера. При необходимости он может быть пересчитан и приведен ко входному току схемы (току базы).

Недостаток физических параметров заключается в том, что некоторые из них невозможно непосредственно измерить.

Поэтому на практике часто пользуются вторичными (или внешними) параметрами транзистора, характеризующими его как активный линейный четырехполюсник (рис. 4.18). Активность транзистора проявляется в его усилительных свойствах, линейностью он обладает только при воздействии малых сигналов.

Как известно линейный четырехполюсник характеризуется двумя уравнениями, взаимно связывающими токи и напряжения на входе и выходе. Можно составить шесть пар таких уравнений, определяющих шесть различных систем параметров.

В транзисторной технике наиболее широкое распространение получила система  $h$ -параметров

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2 \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2 \end{aligned} \right\}, \quad (4.24)$$

постоянные коэффициенты которой  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$ .

Из уравнений (4.24) находим:

параметр  $h_{11} = u_1/i_1$ , при  $u_2 = 0$ . Это входное сопротивление транзистора при коротком замыкании на выходе. (Чтобы осуществить замыкание по переменному току, обычно при измерениях выход транзистора шунтируют большой емкостью.);

параметр  $h_{12} = u_1/u_2$ , при  $i_1 = 0$ . Это коэффициент обратной связи, показывающий, какая часть напряжения передается с выхода транзистора на его вход при разомкнутой входной цепи. (Чтобы осуществить холостой ход по переменному току, обычно во входную цепь транзистора включают большую индуктивность.);

параметр  $h_{21} = i_2/i_1$ , при  $u_2 = 0$ . Это коэффициент передачи (усиления) транзистора по току, измеренный при коротком замыкании на выходе. Для схемы транзистора с ОБ этот параметр численно равен  $-\alpha$ , а для схемы с ОЭ  $\beta$ ;

параметр  $h_{22} = i_2/u_2$ , при  $i_1 = 0$ . Это выходная проводимость транзистора при разомкнутой входной цепи.

Однотипные внешние параметры получаются различными для различных схем включения транзистора, поэтому их снабжают дополнительным индексом, например,  $h_{11\beta}$ ,  $h_{12\beta}$  и т. д. для схемы с ОБ и  $h_{11\alpha}$ ,  $h_{12\alpha}$  и т. д. для схемы с ОЭ.

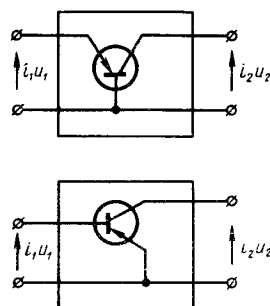


Рис. 4.18. Транзистор, представленный в виде четырехполюсника

Между  $h$ -параметрами и физическими параметрами транзистора существует следующая связь:

$$\left. \begin{aligned} r_3 &= h_{116} - \frac{h_{126}(1+h_{216})}{h_{226}} = \frac{h_{129}}{h_{229}}; \\ r_6 &= \frac{h_{126}}{h_{226}} = h_{119} - \frac{h_{129}(1+h_{219})}{h_{229}}; \\ r_k &= \frac{1-h_{216}}{h_{226}} = \frac{1+h_{219}}{h_{229}}; \\ h &= -h_{216} = \frac{h_{219}}{1+h_{219}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

Формулы (4.25) позволяют выразить  $h$ -параметры одной схемы включения транзистора через  $h$ -параметры другой схемы.

Параметры  $h$  можно определить и по статическим характеристикам транзистора. Выражая мгновенные значения токов и напряжений через конечные приращения (рис. 4.19), для схемы транзистора с ОБ получим

$$h_{11} = u_1/i_1 = \Delta U_3/\Delta I_3, \text{ при } U_k = 0;$$

$$U'_k = \text{const.}$$

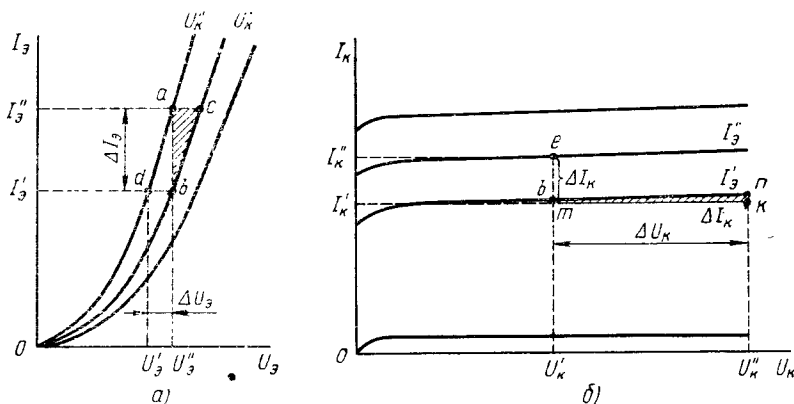


Рис. 4.19. Определение  $h$ -параметров по статическим характеристикам

Приращения  $\Delta U_3$  и  $\Delta I_3$  определяются по треугольнику  $abc$  (рис. 4.19, а), построенному на входной характеристике, снятой при

$$U_k = U'_k = \text{const.};$$

$$h_{12} = u_1/u_2 = \Delta U_3/\Delta U_k \text{ при } \Delta I_3 = 0;$$

$$I'_3 = \text{const.}$$

Приращения  $\Delta U_3$  и  $\Delta U_K$  определяются по прямой  $bd$  (рис. 4.19, а) где

$$\Delta U_K = U_K'' - U_K';$$

$$h_{21} = i_2/i_1 = \Delta I_K/\Delta I_3, \text{ при } \Delta U_K = 0.$$

Приращения  $\Delta I_K$  и  $\Delta I_3$  определяются по прямой  $bc$  (рис. 4.19, б), где

$$\Delta I_3 = I_3'' - I_3';$$

$$h_{22} = i_2/u_2 = \Delta I_K/\Delta U_K, \text{ при } \Delta I_3 = 0;$$

$$I_3' = \text{const.}$$

Приращения  $\Delta I_K$  и  $\Delta U_K$  находятся из треугольника  $mnk$  (рис. 4.19, б). В качестве примера могут служить  $h$ -параметры для типового режима транзистора П15А в схеме с ОБ:

$$h_{11Б} = 28 \text{ Ом}; h_{12Б} = 0,25 \cdot 10^{-3}; h_{21Б} = -0,94.$$

С помощью формул (4.25) нетрудно рассчитать значения физических параметров транзистора.

Используя одну из возможных схем замещения четырехполюсника, можно составить эквивалентную схему транзистора из элементов, соответствующих непосредственно  $h$ -параметрам.

#### § 4.6. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРА

С увеличением частоты усилительные свойства транзистора ухудшаются. Это происходит в основном по двум причинам.

Первая причина заключается в инерционности диффузионного процесса, обуславливающего движение дырок через базу к коллектору.

Как известно, для направленной диффузии (переноса) частиц необходима их концентрация, убывающая в направлении переноса (рис. 4.20). Дырочный ток возле эмиттерного и коллекторного

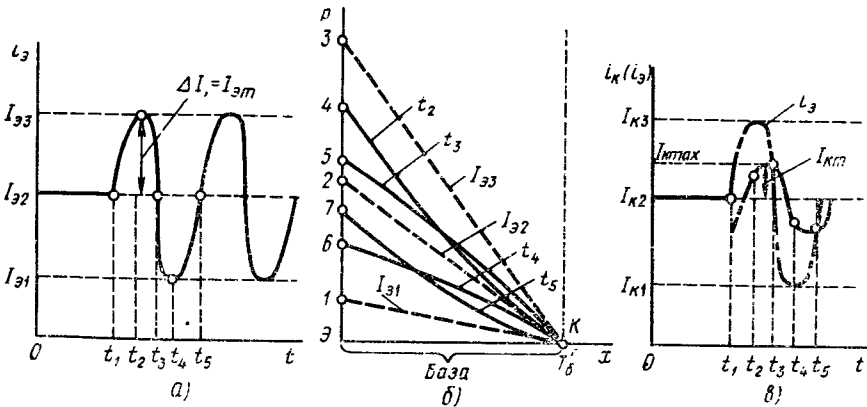


Рис. 4.20. Распределение концентрации дырок в базе при медленных и быстрых изменениях тока эмиттера:

а — диаграмма тока эмиттера; б — распределение концентрации дырок в базе для различных моментов времени; в — диаграмма тока коллектора

переходов пропорционален градиенту концентрации дырок в этих сечениях, т. е. пропорционален углу наклона касательной, проведенной к распределению концентрации в соответствующих точках. На рис. 4.20 штриховыми линиями показаны распределения концентраций дырок в установившемся режиме для трех различных значений тока эмиттера:  $I_{э1}$ ,  $I_{э2}$ ,  $I_{э3}$ . Пренебрегая электронной и рекомбинационной составляющими тока эмиттера и неуправляемым током коллектора, можно утверждать, что в установившемся режиме  $I_э = I_к$ , что является следствием линейного распределения концентрации дырок в базе, при котором градиенты концентрации возле эмиттерного и коллекторного переходов одинаковы. Токам эмиттера  $I_{э1}$ ,  $I_{э2}$ ,  $I_{э3}$  в установившихся режимах будут соответствовать токи коллектора  $I_{к1} = I_{э1}$ ,  $I_{к2} = I_{э2}$ ,  $I_{к3} = I_{э3}$ . Пусть в исходном состоянии транзистора  $I_{э2} = I_{к2}$ . Быстрое изменение тока эмиттера на  $\Delta I_э = I_{э3} - I_{э2}$  за  $\Delta t = t_2 - t_1$  приведут к тому, что градиент концентрации дырок возле эмиттерного перехода увеличится и будет соответствовать току  $I_{э3}$  (в точке 4 в момент  $t_2$  градиент концентрации дырок равен градиенту в точке 3, рис. 4.20), а градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода увеличится на меньшую величину, так как за относительно короткий промежуток времени  $\Delta t$  база не успеет заполниться необходимым количеством дырок и в ней установится нелинейное распределение концентрации, показанное линией, исходящей из точки 4.

Последующее быстрое уменьшение тока эмиттера на  $\Delta I_э = I_{э2} - I_{э1}$  за  $\Delta t = t_3 - t_2$  приведет к тому, что градиент концентрации дырок возле эмиттерного перехода будет соответствовать  $I_{э2}$  (в точках 5 и 2 на рис. 4.20 градиент одинаков), а градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода будет большим, чем необходимо для  $I_{к2}$ , так как база за  $\Delta t$  не успеет полностью освободиться от лишнего количества дырок и в ней не успеет установиться линейное распределение концентрации, показанное штриховой линией, исходящей из точки 2. В промежутке времени между  $t_2$  и  $t_3$ , когда ток эмиттера уже убывает, градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода достигает максимума, но он будет меньше того, который мог бы быть в установившемся режиме при  $I_{э3}$ . Следовательно,  $I_{к \text{ макс}} < I_{к3}$ , откуда  $I_{к \text{ м}} < I_{э \text{ м}}$ .

На рис. 4.20, б показаны распределения концентраций дырок в базе для моментов времени  $t_4$  и  $t_5$  (кривые, проходящие через точки 6 и 7). Рассуждая аналогично, можно построить отрицательный полупериод переменной составляющей тока коллектора.

Из сказанного следует, что на высокой частоте амплитуда  $I_{к \text{ м}}$  становится меньше возможной амплитуды коллекторного тока на более низкой частоте, которая при относительно медленных изменениях примерно равна  $I_{э \text{ м}}$ , т. е.  $\alpha_f = I_{к \text{ м}} / I_{э \text{ м}} = \Delta I_к' / \Delta I_э$  с увеличением частоты уменьшается. Кроме этого, переменные составляющие токов коллектора и эмиттера оказываются сдвинутыми по фазе на некоторый угол ( $i_к$  отстает от  $i_э$ ). Данные утверждения ста-



новятся очевидными, если диаграмму тока эмиттера совместить с диаграммой тока коллектора (на рис. 4.20, *в* ток эмиттера показан штрих-пунктирной линией).

На рис. 4.21 отражена зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОБ от частоты.

Та частота, на которой этот коэффициент уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз, называется граничной частотой и обозначается  $f_\alpha$ .

Граничная частота транзистора определяется коэффициентом диффузии, инжектируемых в базу носителей и толщиной базы,

$$f_\alpha \approx \frac{1,2D}{\pi d_0^2}. \quad (4.26)$$

Из формулы  $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$  следует, что незначительное уменьшение  $\alpha$  приводит к существенному уменьшению  $\beta$ . Пусть  $\alpha = 0,99$ , тогда  $\beta = 100$ . На граничной частоте  $\alpha_f = 0,99 / \sqrt{2} = 0,7$ , на этой же частоте  $\beta = 0,7 / (1 - 0,7) \approx 2,3$ , что соответствует уменьшению  $\beta$  в  $100 / 2,3 \approx 43$  раза. Поэтому частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ хуже.

Та частота, на которой коэффициент прямой передачи по току транзистора с ОЭ уменьшается в  $\sqrt{2}$ , обозначается  $f_\beta$  (рис. 4.22). Эта частота примерно в  $\beta$  раз меньше, чем  $f_\alpha$ .

При расчете схем часто используется в качестве параметра частота  $f_T$ , на которой модуль коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОЭ становится равным единице (рис. 4.22).

Второй причиной, ухудшающей усилительные свойства транзистора с увеличением частоты, является емкость коллекторного перехода  $C_k \approx C_{бар}$ .

На рис. 4.23 показана простейшая эквивалентная схема усилительного каскада на транзисторе с ОБ для высоких частот. На этой схеме видно, что емкость  $C_k$  шунтирует сопротивление  $r_b + R$  (сопротивлениями  $r_k$  и  $R_T$  можно пренебречь, так как они относительно велики). Условно можно считать, что шунтирующее действие емкости оказывается заметным, когда ее сопротивление становится меньше шунтируемого, т. е.  $1/\omega C_k \leq r_b + R_n$ .

Если принять  $R_n = 0$ , то частотные свойства коллекторной цепи непосредственно самого транзистора могут быть оценены с помощью равенства

$$\omega_k = 1/r_b C_k \text{ или } r_b C_k = 1/\omega_k, \quad (4.27)$$

где  $\omega_k$  — круговая частота, начиная с которой следует учитывать шунтирующее действие  $C_k$ ;  $r_b C_k$  — параметр транзистора, называемый постоянной времени коллекторной цепи.

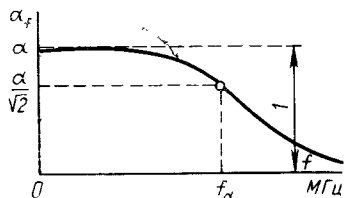


Рис. 4.21. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОБ от частоты

Чем меньше  $r_6 C_K$ , тем больше  $\omega_k = 2\pi f_k$ , т. е. тем выше граничная частота коллекторной цепи.

У транзисторов с относительно широкой базой частотные свойства определяются в основном инерционностью диффузионного процесса, т. е. параметром  $f_a$  (или  $f_\beta$ ). При уменьшении толщины базы частотные свойства транзистора улучшаются. Однако эта мера эффективна лишь до определенного предела, так как с уменьшением  $d_6$  увеличивается сопротивление  $r_6$ , что в свою очередь ведет к ухудшению частотных свойств транзистора, согласно формуле (4.27). Поэтому частотные свойства высокочастотных транзисторов определяются не граничной частотой  $f$ , а постоянной времени коллекторной цепи  $r_6 C_K$ .

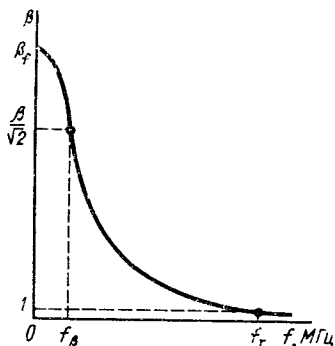


Рис. 4.22. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОЭ от частоты

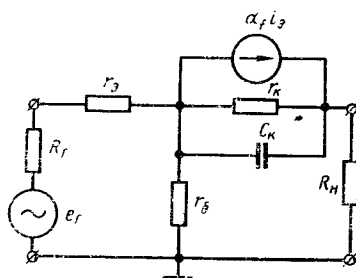


Рис. 4.23. Эквивалентная схема усилительного каскада на транзисторе с ОБ для высоких частот

Следует заметить, что на этих частотах транзистор еще может усиливать и генерировать электрические колебания. Но существует некоторая максимальная частота (или частота генерации), на которой максимально возможный коэффициент усиления транзистора по мощности становится равным единице  $k_p = 1$ . На частотах, больших  $f_{max}$ , транзистор окончательно теряет свое усилительное свойство.

Эта частота для всех схем включения транзистора одинакова и определяется как

$$f_{max} = \sqrt{\frac{f_a}{30r_6 C_K}} \quad (4.28)$$

#### § 4.7. ИМПУЛЬСНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

При работе транзистора в импульсных схемах различают режимы малого и большого сигнала.

При большом сигнале транзисторы работают в режиме переключения, или, как говорят, в режиме ключа, поскольку их назначение заключается в замыкании и размыкании цепи нагрузки при поступлении во входную цепь управляющих сигналов.

На рис. 4.24 приведена схема простейшего ключа с транзистором в схеме с ОБ, а на рис. 4.25 показаны положения точек на семействе коллекторных характеристик соответствующих ключевому режиму: точка *A* — ключ разомкнут и точка *B* — ключ замкнут. В точке *B* транзистор попадает в режим насыщения, при этом через нагрузку, включенную в коллекторную цепь, протекает максимально возможный ток  $I_K \approx I_{KH} = E/R_H$ .

В точке *A* транзистор попадает в режим отсечки, при этом через нагрузку протекает лишь неуправляемый ток коллектора, который относительно мал (в дальнейших рассуждениях этот ток будет считаться равным нулю:  $I_{K0} = 0$ ).

Качество ключа прежде всего определяется скоростью переключения, т. е. временем его перехода из одного состояния в другое. Скорость перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения и обратно главным образом зависит от переходных процессов в базе, связанных с накоплением и рассасыванием неравновесных зарядов, т. е. зарядом и разрядом диффузионной емкости эмиттерного перехода.

На рис. 4.26 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в цепях транзистора, работающего в режиме ключа.

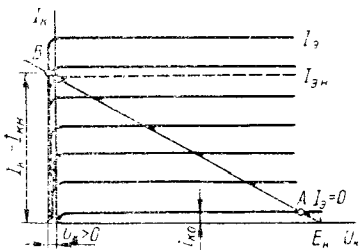


Рис. 4.25. Нагрузочная коллекторная характеристика транзисторного ключа (положение рабочей точки при переключении транзистора)

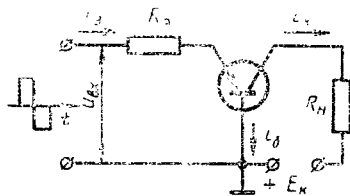


Рис. 4.24. Схема ключа на транзисторе с ОБ

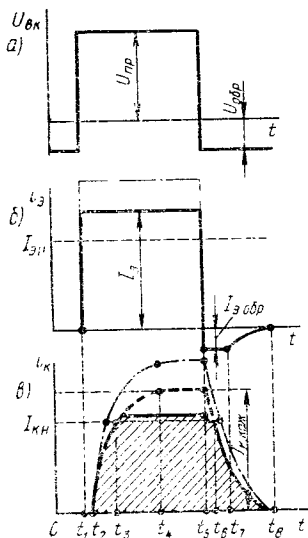


Рис. 4.26. Временные диаграммы работы транзистора в режиме ключа:

*a* — входное напряжение; *б* — ток коллектора

На вход транзистора подается управляющий сигнал в виде скачков напряжения, производящих замыкание и размыкание транзисторного ключа (как будет показано ниже размыкание

лучше производить подачей небольшого запирающего напряжения на эмиттер).

В промежутке времени от 0 до  $t$  транзистор закрыт, ток коллектора практически равен нулю, ключ разомкнут. В момент времени  $t_1$  подается отпирающее напряжение.

Если  $R_э \gg R_{вх.обр}$ , то ток в цепи эмиттера появится сразу. Обычно ток эмиттера в ключевых схемах  $I_э = (1,2 \div 1,3) I_{эк}$ . Ток  $I_э - I_{эН} = I_{э, изб}$  называют избыточным током, а отношение  $N_Б = I_э / I_{эН} = (1,2 \div 1,3)$  — коэффициентом (или глубиной) насыщения.

После возникновения тока эмиттера ток в коллекторной цепи появляется не сразу, а по истечении некоторого времени, называемого временем задержки включения  $t_{з.вкл} = t_2 - t_1$ . Это время затрачивается на диффузионное перемещение через базу инжектированных в нее носителей. Следует заметить, что  $t_{з.вкл}$  относительно мало и во многих случаях приближенных расчетов им пренебрегают.

Ток коллектора достигает значения насыщения не сразу, а лишь по мере накопления базой достаточного количества неравновесных носителей (дырок), при котором в сечениях базы устанавливается требуемая величина градиента их концентрации. При этом ток коллектора возрастает примерно по экспоненте, стремящейся к уровню кажущегося тока коллектора  $I_{к.каж} = \alpha_{ш} I_э + I_{к0}$ , ( $I_{к.каж}$  — это ток коллекторной цепи, соответствующий  $I_э > I_{эН}$  при отсутствии насыщения). На уровне  $I_{к} \approx I_{кН}$  коллекторный ток устанавливает свою величину и переходный процесс в коллекторной цепи заканчивается. Это происходит в момент времени  $t_3$ . Разность  $t_3 - t_2 = t_ф$  называется передним фронтом импульса коллекторного тока.

На рис. 4.27, а показаны диаграммы распределения концентрации дырок в базе для моментов времени  $t_2$  и  $t_3$  (кривые 2 и 3). Промежуточное распределение показано штриховой линией.

После достижения коллекторным током значения  $I_{кН}$  переходный процесс в базе транзистора еще не заканчивается, так как концентрация дырок при наличии избыточного тока эмиттера продолжает некоторое время увеличиваться. Этому способствует появляющееся в режиме насыщения прямое напряжение на коллекторном переходе ( $U_{к} > 0$ ), которое препятствует свободному прохождению дырок в коллектор и тем самым вызывает повышение их концентрации. В момент времени  $t_4$  все переходные процессы в транзисторе прекращаются и в базе уста-

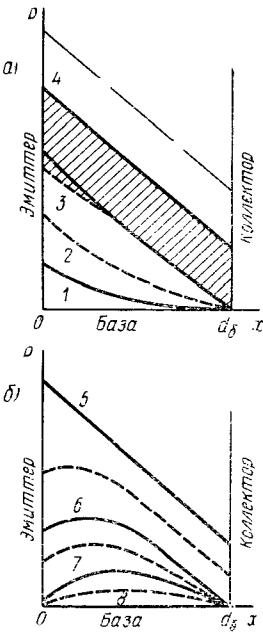


Рис. 4.27. Диаграммы распределения концентрации дырок в базе транзистора при переключении

навливается распределение концентрации дырок соответственно кривой 4 на рис. 4.27, а. Из этого рисунка видно, что в режиме насыщения база транзистора накапливает избыточный заряд, прямо пропорциональный емкости (заштрихованный участок).

Промежуток времени  $t_4 - t_1 = t_y$  называется временем установления. Он соответствует времени заряда диффузионной емкости эмиттерного перехода.

В установившемся режиме избыточный ток эмиттера целиком замыкается через цепь базы  $I_b = I_{bn} + I_{э. изб.}$ , это происходит из-за усиленной рекомбинации дырок, которые в режиме насыщения не могут свободно попадать в коллектор.

Если увеличить ток эмиттера, это вызовет увеличение избыточного заряда, накопленного базой (штрих-пунктирная линия рис. 4.27, а), ток же коллектора останется практически неизменным и равным  $I_{kn}$ .

После подачи на вход транзистора запирающего напряжения, ток в цепи коллектора в течение некоторого промежутка времени  $t_{з. выкл} = t_6 - t_5$ , называемого задержкой выключения, остается неизменным и равным  $I_{kn}$ . Коллекторную цепь в течение этого промежутка времени продолжает питать избыточный заряд, накопленный в базе.

Обратное напряжение, приложенное к эмиттеру, ставит эмиттерный переход в условия, аналогичные с коллекторным переходом, поэтому в начальный момент в цепи эмиттера возникает значительный обратный ток  $I_{э. обр} \approx U_{обр} / R_{э}$  (он подобен обратному току диода и вызывается теми же причинами). Этот ток может сохранять неизменным свое значение до момента  $t_7$ .

На рис. 4.27, б показаны диаграммы распределения концентрации дырок в базе для моментов времени  $t_5$ ,  $t_6$ ,  $t_7$  (кривые 5, 6 и 7; промежуточные кривые показаны штриховыми линиями). После времени  $t_5$  в коллекторной цепи и после  $t_7$  в цепи эмиттера токи начинают убывать (примерно по экспоненте), что соответствует рассасыванию оставшегося в базе заряда. В момент времени  $t_8$  переходный процесс в транзисторе заканчивается. Разность  $t_8 - t_6 = t_{ф2}$  называется задним фронтом импульса коллекторного тока.

Обратный ток эмиттера способствует рассасыванию заряда в базе и тем самым уменьшает время задержки выключения транзистора и задний фронт импульса коллекторного тока.

При увеличении глубины насыщения передний и задний фронты импульса сокращаются, но увеличивается время задержки выключения (см. рис. 4.26, импульс коллекторного тока показан штрих-пунктирной линией).

При малом сигнале ( $I_{э} \ll I_{эн}$ ) транзистор находится в усиленном импульсном режиме. Амплитуда импульса коллекторного тока зависит от амплитуды тока эмиттера. Отсутствуют: накопление базой избыточного заряда и время задержки выключения ( $t_{з. выкл} = 0$ ). Передний и задний фронты импульса коллекторного тока определяются накоплением и рассасыванием обычного

неравновесного заряда в базе, т. е. зарядом и разрядом диффузионной емкости эмиттера.

Следует заметить, что на переходные процессы в коллекторной цепи влияет также  $C_K$  (заряд и разряд этой емкости при переходе транзистора из одного состояния в другое вызывает увеличение  $t_{\phi 1}$  и  $t_{\phi 2}$ ).

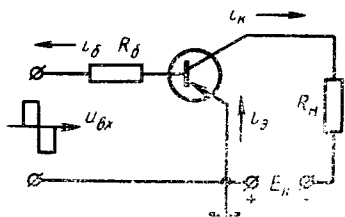


Рис. 4.28. Схема ключа транзистора с ОЭ

На практике часто используют ключевую схему на транзисторе с ОЭ (рис. 4.28). Работа этой схемы во многом подобна схеме с ОБ, но имеются и некоторые различия: при той же форме коллекторного тока  $t_{\phi 1}$ ,  $t_{3, \text{выкл}}$  и  $t_{\phi 2}$  несколько увеличиваются.

Кроме параметров, характеризующих инерционность транзистора, для расчета ключевых схем часто используют и некоторые другие параметры. Например, напряжение между коллектором и эмиттером в режиме насыщения  $U_{\text{кн}}$ . Это напряжение измеряется при определенных величинах коллекторного и базового токов и при определенной глубине насыщения  $N_a = I_B / I_{\text{эн}}$  (или  $N_B = I_a / I_{\text{эн}}$ ).

#### § 4.8. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПРЕДЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА И ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ЕГО ПАРАМЕТРЫ

Транзистор, так же как и любой электронный прибор, характеризуется предельными режимами, превышение которых, как правило, приводит к нарушению нормальной работы прибора и выходу его из строя.

Основными параметрами предельных режимов являются:  $P_{\text{к max}}$  — максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе;  $U_{\text{к max}}$  — максимально допустимое обратное напряжение между коллектором и базой транзистора;  $U_{\text{э max}}$  — максимально допустимое обратное напряжение на эмиттерном переходе;  $I_{\text{к max}}$  — максимально допустимый ток коллектора.

Предельные режимы транзисторов определяются теми же факторами, что и предельные режимы диодов (см. § 3.3). Максимально допустимые напряжения ограничиваются пробивными напряжениями соответствующих переходов, максимально допустимые мощность и ток ограничиваются максимальной температурой перехода и тепловым пробоем. На рис. 4.29 приведено семейство вольт-амперных характеристик с нанесенными на них максимально допустимыми режимами.

Внутри очерченной границы располагается область гарантированной надежной работы транзистора.

Диапазон рабочих температур транзисторов так же, как и диодов, определяется температурными свойствами  $p$ - $n$ -переходов. Тем-

температура  $p$ - $n$ -переходов в свою очередь зависит от температуры окружающей среды и от той электрической мощности, которая рассеивается в переходе в виде тепла.

Для определения влияния рассеиваемой в транзисторе мощности на температуру кристалла введены следующие тепловые параметры транзистора, характеризующие его устойчивость при работе в широком диапазоне температур:

1) максимальная температура работы транзистора, которая зависит от максимальной температуры коллекторного перехода  $t_{k \max}$ , в котором происходит выделение подавляющей части рассеиваемой электрической мощности;

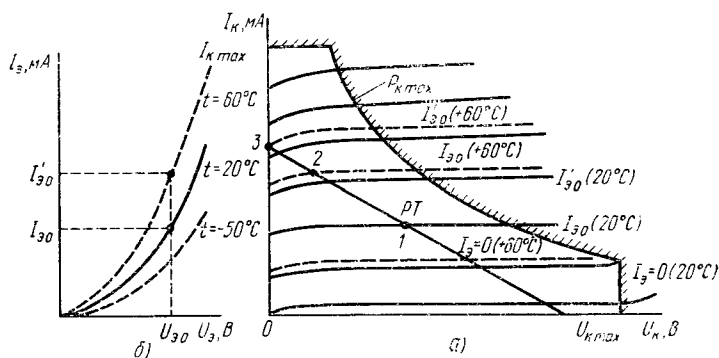


Рис. 4.29. Иллюстрация предельно допустимых режимов транзистора (а); смещение входных вольт-амперных характеристик транзистора с ОБ при изменении температуры (б)

2) максимальная температура  $t_{0 \max}$  окружающей среды, величина которой устанавливается на основе расчетов и обработки результатов длительных испытаний приборов при различных рабочих температурах и электрических нагрузках;

3) тепловое сопротивление переход—корпус  $R_{пк}$ , которое показывает, на сколько градусов повысится температура перехода относительно корпуса при рассеивании на переходе заданной мощности:

$$t_{п} = t_{к} + PR_{пк}, \quad (4.29)$$

где  $t_{п}$ —температура перехода;  $t_{к}$ —температура корпуса;  $R_{пк}$ —тепловое сопротивление, град/Вт.

Тепловое сопротивление переход—корпус приводится в справочниках для транзисторов и диодов средней и большой мощности, используемых с внешними теплоотводами.

Для транзисторов малой и средней мощности (а также транзисторов большой мощности без теплоотводов) приводится обычно тепловое сопротивление переход—окружающая среда  $R_{п0}$ .

В этом случае температура перехода определяется по формуле

$$t_n = t_0^* + PR_{\text{по}}, \quad (4.30)$$

где  $t_0^*$  — температура окружающей среды.

Формулы (4.29) и (4.30) пригодны лишь для расчета средней температуры перехода. При работе транзисторов и диодов в режиме мощных импульсных нагрузок мгновенная температура перехода может значительно превышать среднее значение. Поэтому при мощных или длительных импульсах необходимо устанавливать такой режим работы, при котором мгновенное значение температуры не превышало бы допустимого.

С изменением температуры фактически изменяются все параметры транзистора. Но особенно сильно изменяется неуправляемый ток коллекторного перехода  $I_{\text{к0}}$ , величина которого, как и обратного тока диода, определяется формулой (3.3).

Изменение тока  $I_{\text{к0}}$  приводит к смещению коллекторных характеристик в область больших токов  $I_{\text{к}} = \alpha_{\text{и}} I_{\text{э}} + I_{\text{к0}}$ , что вызывает смещение положения рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике при  $I_{\text{э0}} = \text{const}$  (из точки 1 в точку 2 рис. 4.29).

При увеличении температуры сдвигаются в область больших токов входные характеристики транзистора (аналогично характеристикам диода прямого направления, рис. 4.29, б). Это вызывает увеличение постоянной составляющей тока эмиттера при  $I_{\text{э0}} = \text{const}$ , что приводит к дополнительному смещению рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике (из точки 2 в точку 3, рис. 4.29).

В отдельных случаях такое смещение рабочей точки может полностью нарушить нормальную работу схемы. Поэтому в схемах, предназначенных для работы в заданном интервале температур, необходимо учитывать возможные смещения положения рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике и принимать специальные меры по стабилизации ее положения.

С увеличением температуры увеличивается время жизни носителей, поэтому  $\alpha$  становится несколько больше. Незначительное увеличение  $\alpha$  приводит к существенному изменению  $\beta$  (в некоторых типах транзисторов в интервале рабочих температур  $\beta$  изменяется в 3—4 раза).

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода с увеличением температуры изменяется как динамическое сопротивление диода, включенного в прямом направлении.

Сопротивление базы  $r_b$  изменяется с температурой как и сопротивление базы для постоянного тока  $r'_b$ . С увеличением температуры это сопротивление увеличивается, так как в интервале рабочих температур удельная проводимость примесного полупроводника уменьшается (см. рис. 1.9).

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в интервале температур  $-60^\circ\text{C} + 20^\circ\text{C}$  монотонно возрастает в связи с увеличением времени жизни носителей и уменьшением



рекомбинационной составляющей тока базы. Однако при высоких температурах (выше  $+50^{\circ}\text{C}$ ) начинается снижение сопротивления  $r_k$  за счет утечек и ударной ионизации в коллекторном переходе. Так, например, у некоторых типов германиевых транзисторов при возрастании температуры с  $+50^{\circ}\text{C}$  до  $+80^{\circ}\text{C}$   $r_k$  снижается в пять раз.

Зависимость предельных режимов транзисторов от температуры аналогична зависимости предельных режимов диодов (см. § 3.3). Пробивные напряжения переходов с увеличением температуры несколько возрастают, следовательно, возрастает и максимально допустимое напряжение  $U_{k \max}$ ,  $U_{э \max}$ .

Максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторном переходе с увеличением температуры определяется по формулам (3.9) или (3.10).

#### § 4.9. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время выпускают только плоскостные транзисторы. Конструкция и технология современных транзисторов настолько разнообразны, что провести четкое разграничение по технологическим и конструктивным признакам очень трудно. При изготовлении одного типа транзисторов часто используют самые различные технологические операции.

Условно все типы транзисторов можно разделить на две большие группы: с равномерным и неравномерным распределением примесей в базе.

К первой группе можно отнести сплавные, поверхностно-барьерные и микросплавные транзисторы, ко второй — различные типы диффузионных транзисторов.

Сплавным транзистор называют потому, что  $p$ - $n$ -переходы в нем получают методом сплавления. Например, для получения транзистора типа  $p$ - $n$ - $p$  в германиевую пластинку, обладающую электронной электропроводностью, вплавляют с противоположных сторон индиевые электроды с необходимыми примесями (см. рис. 4.30).

Контакт к базовой области выполняется в виде кольца, окружающего эмиттерный переход. Материалом для базового контакта служит олово или золото с небольшим количеством донорной или акцепторной примеси в зависимости от типа проводимости материала базы. Кристалл с вплавленными в него электродами затем крепится на ножке транзистора.

Как правило, с корпусом соединяется коллекторный электрод, так как хороший контакт области коллектора с корпусом улучшает теплоотвод от коллектора и снижает тепловое сопротивление транзистора.

При изготовлении эмиттерного и коллекторного электродов трудно получить ровный фронт сплавления, поэтому базу транзистора приходится делать сравнительно толстой (50—60 мкм).

При увеличении площади переходов (для мощных транзисторов) неравномерность сплавления возрастает и базу приходится делать еще толще, что ухудшает частотные свойства транзистора. Методом сплавления изготавливают транзисторы с допустимой мощностью рассеивания от 0,01 до 30 Вт и граничной частотой до 30 МГц.

Диффузионными транзисторы называют потому, что для получения  $p$ - $n$ -переходов используется метод диффузии примеси в пластину кристалла. При этом методе примесь в соответствующих областях транзистора распределяется неравномерно. Неравномерное распределение примесей в базе создает электрическое поле, которое ускоряет движение носителей от эмиттера к коллектору

и наряду с диффузионным током в базе появляется дрейфовый ток, обусловленный наличием поля. По этой причине диффузионные транзисторы иногда называют дрейфовыми.

На рис. 4.30, а приведено распределение концентрации примеси в кристалле транзистора, полученного методом двойной диффузии. Для изготовления такого транзистора пластинку германия, легированную донорной примесью (рис. 4.30, б), помещают в вакуумную печь вместе с некоторым количеством донорной и акцепторной примеси. При повышенной температуре примесь диффундирует в глубь полупроводника, причем, чем выше температура и время диффузии, тем на большую глубину проникают атомы примеси. При таком методе легирования концентрация

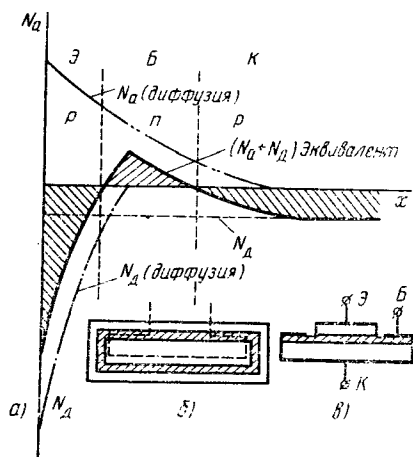


Рис. 4.30. Распределение концентрации примеси в кристалле транзистора, полученного методом двойной диффузии (а); исходная пластинка германия  $n$ -типа (б); получение кристалла транзистора (в)

примесей максимальная у самой поверхности полупроводника и постепенно убывает по мере углубления (рис. 4.30, а).

Доноры и акцепторы при диффузии в полупроводник имеют интересное свойство, которое широко используется для получения дрейфовых транзисторов методом двойной диффузии.

Акцепторы, относящиеся к III группе таблицы Менделеева, диффундируют в десятки раз быстрее, чем доноры, относящиеся к V группе. Кроме того, поверхностную концентрацию доноров удается получить значительно бóльшую, чем акцепторов. Поэтому, если проводить диффузию в материал  $n$ -типа одновременно доноров и акцепторов, то акцепторы продиффундируют глубже доноров и в глубине материала образуется коллекторный  $p$ - $n$ -переход (рис. 4.30, а).

Донорная примесь продиффундирует меньше, но поскольку концентрация доноров больше, чем продиффундированных акцепторов, между областью, через которую продиффундировали акцепторы и доноры вместе, и областью, через которую продиффундировали только акцепторы, образуется эмиттерный переход. Таким методом можно получить очень узкие базовые слои (до 1 мкм).

Результатирующее распределение концентрации некоторой эквивалентной примеси, определяющей электропроводность полупроводника, показано сплошной линией, ограничивающей заштрихованные области (рис. 4.30, а).

Для получения кристалла транзистора методом травления удаляют лишние части пластины и к соответствующим областям припаивают невыпрямляющие (линейные) контакты (рис. 4.30, б). Как видно из рисунка, концентрация акцепторов в базе от эмиттерного перехода к коллекторному убывает по экспоненте.

Электрическое поле в базе транзистора с неравномерным распределением примесей появляется благодаря тем же процессам, что в  $p$ - $n$ -переходе. Концентрация акцепторов (для транзистора типа  $n$ - $p$ - $n$ ) в базе у эмиттера выше, чем у коллектора, соответственно этому и концентрация дырок у эмиттера выше, чем у коллектора, т. е. создается градиент концентрации и часть дырок диффундирует от эмиттера к коллектору. При этом у коллектора создается нескомпенсированный заряд положительно заряженных акцепторов. Появляется электрическое поле, направленное от коллектора к эмиттеру, которое препятствует диффузии дырок. При каком-то определенном значении поля в базе устанавливается равновесие, так как число дырок, диффундирующих к коллектору, становится равным числу дырок, дрейфующих под действием поля к эмиттеру.

Если из эмиттера в базу транзистора инжектируются электроны, то электрическое поле ускоряет их движение к коллектору. Поэтому время пролета электронов от эмиттера к коллектору уменьшается и частотные свойства транзистора улучшаются.

Существует несколько технологически различных методов получения диффузионных транзисторов, причем очень часто различие в технологии приводит и к различным электрическим характеристикам прибора.

Наиболее прогрессивной является планарная технология (рис. 4.31). Она позволяет на одном и том же оборудовании изготавливать различные по параметрам типы транзисторов. Границы переходов планарных транзисторов защищены окисной пленкой, что обеспечивает высокую стабильность параметров транзисторов и более высокую надежность. Для полу-

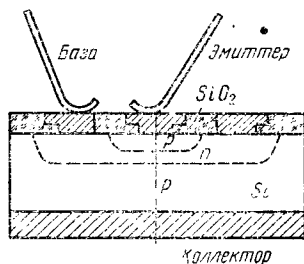


Рис. 4.31. Структура планарного транзистора

чения выводов на поверхность эмиттера и базы напыляется тонкий слой металла, к которому методом термокомпрессии присоединяют тонкие проволочки. Коллекторной областью кристалл припаивается к кристаллодержателю и затем монтируется в корпусе.

Неоднородность базы диффузионного транзистора сказывается на его электрических характеристиках. Некоторые особенности этого транзистора по сравнению со сплавными следует отметить.

Очень высокая концентрация примесей в базе около эмиттера приводит к образованию очень узкого эмиттерного перехода. При подаче на эмиттер запирающего напряжения в нем развиваются высокие электрические поля и переход пробивается (при напряжении около — 1В).

Кроме того, из-за малой ширины эмиттерного перехода барьерная емкость имеет высокое значение.

Независимо от технологии изготовления все современные транзисторы можно классифицировать по мощности на транзисторы малой, средней и большой мощности, и по частоте — на транзисторы низкой, средней, высокой и сверхвысокой частоты (табл. 4.1).

Таблица 4.1

Транзисторы	Маломощные $P_{к\max} < 0,3 \text{ Вт}$	Средней мощности $0,3 < P_{к\max} < 3 \text{ Вт}$	Мощные $P_{к\max} > 3 \text{ Вт}$
Низкая частота, $f_{\alpha} < 3 \text{ МГц}$	101—199	401—499	701—799
Средняя частота, $3 \text{ МГц} \leq f_{\alpha} \leq 30 \text{ МГц}$	201—299	501—599	801—899
Высокая частота, $f_{\alpha} \geq 300 \text{ МГц}$	301—399	601—699	901—999

Марка транзисторов старых образцов (до 1964 г.) состоит из трех элементов. Первый элемент для плоскостных транзисторов буква П, второй элемент — число, которое указывает на область применения, и третий элемент — буква, указывающая разновидность прибора. Для некоторых типов транзисторов третий элемент отсутствует.

У транзисторов, разработанных после 1964 г., обозначение состоит из четырех элементов. Первый элемент, как у диодов, буква или цифра, обозначающая полупроводниковый материал; второй элемент — буква (для транзисторов — Т); третий элемент — число, указывающее назначение или электрические свойства прибора (табл. 4.1). Четвертый элемент — буква, указывающая разновидность типа из данной группы транзисторов. Например, ГТЗ10А — германиевый маломощный высокочастотный транзистор.

### Контрольные вопросы

1. Что такое транзистор?
2. Какие бывают структуры транзисторов и как они обозначаются на схемах?
3. Перечислите основные требования, которые необходимо выполнять при изготовлении транзисторов.
4. Начертите однокаскадные схемы усилителей напряжения низкой частоты на транзисторе с ОБ и с ОЭ.
5. Каков физический смысл параметров  $\alpha$  и  $\beta$ ?
6. Какой физический смысл  $h$ -параметров? Размерность этих параметров.
7. Какие факторы влияют на частотные свойства транзисторов?
8. Назовите частотные параметры транзисторов.
9. Какими параметрами предельных режимов характеризуются транзисторы?
10. Перечислите основные типы транзисторов.

§ 5.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ ТИРИСТОРА

Тиристором называют полупроводниковый прибор с тремя последовательно соединенными  $p-n$ -переходами.

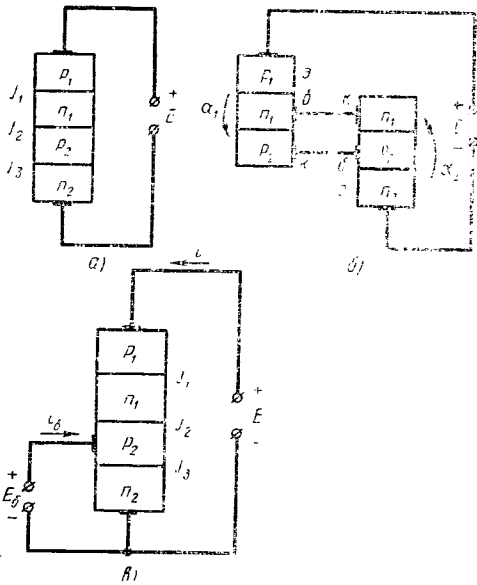


Рис. 5.1. Схематическое изображение тиристоров:

а — диодистор; б — диодистор, изображенный в виде сочетания двух транзисторов; в — триистор

Рассмотрим принцип действия неуправляемого переключающего диода (рис. 5.1, а). Анализ процессов, происходящих в тиристоре, упрощается, если представить его в виде сочетания двух

На рис. 5.1 приведено схематическое изображение тиристоров, имеющих  $p-n-p-n$  структуру. С двумя электродами — диодисторы (рис. 5.1, а), с тремя — триисторы (рис. 5.1, в). По аналогии с транзисторами крайние  $p-n$ -переходы  $J_1$  и  $J_3$  называют эмиттерными, а средний  $J_2$  — коллекторным (соответственно области  $p_1$  и  $n_2$  называют эмиттерами, а области  $n_1$  и  $p_2$  — базами). Электроды от крайних областей называют эмиттерными, а от одной из средних — базовым или управляющим. По этой причине трехэлектродные приборы в отечественной литературе называют управляемыми переключающими диодами, а двухэлектродные — неуправляемыми переключающими диодами.

транзисторов типов  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (рис. 5.1, б). Если к тиристоры приложить напряжение, как показано на рисунке, то переходы  $j_1$  и  $j_3$  окажутся смещенными в прямом направлении, а переход  $j_2$  в обратном направлении. Следовательно, эмиттеры обоих транзисторов будут инжектировать неосновные носители в области базы. В результате диффузии (дрейфа) неосновные носители достигают коллекторного перехода, и полем перехода затягиваются в область коллектора. Некоторая часть носителей, инжектированных эмиттерами, рекомбинирует в базовых областях с основными носителями заряда. Запишем равенство дырочных и электронных токов рекомбинации для базы каждого транзистора типа  $p-n-p$  (рис. 5.1, б):

$$I'_{эп}(1 - \delta_p) - I_{кр} = I_{кн} + I''_{эп}\delta_n - I'_{эн}; \quad (5.1)$$

для базы транзистора типа  $n-p-n$

$$I''_{эн}(1 - \delta_n) - I_{кн} = I_{кр} + I'_{эп}\delta_p - I''_{эп}, \quad (5.2)$$

где  $I'_{эп}$ ,  $I'_{эн}$  — дырочная и электронная составляющие токов эмиттера  $p$ -типа;  $I''_{эп}$ ,  $I''_{эн}$  — дырочная и электронная составляющие токов эмиттера  $n$ -типа;  $\delta_n$ ,  $\delta_p$  — коэффициенты переноса в базах соответственно транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -типа;  $I_{кр}$ ,  $I_{кн}$  — дырочная и электронная составляющие обратного тока коллекторного перехода.

Левая часть равенства выражений (5.1) и (5.2) соответствует рекомбинационному току неосновных носителей, а правая часть равенства — рекомбинационному току основных носителей.

Подставив в уравнение (5.1) выражения для коэффициентов инжекции транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -типа, получим

$$\gamma_p = I'_{эп}I \quad \text{и} \quad \gamma_n = I''_{эн}I,$$

а также обозначая  $I = I'_{эп} + I''_{эн}$ , где  $I$  — общий ток, протекающий через тиристор, получим

$$I - I\gamma_p\delta_p - I\gamma_n\delta_n = I_{кн} + I_{кр}.$$

Учитывая, что  $\gamma_p\delta_p = \alpha_{np}$ ,  $\gamma_n\delta_n = \alpha_{nn}$  и  $I_{кн} + I_{кр} = I_k$ , где  $\alpha_{np}$ ,  $\alpha_{nn}$  — статические коэффициенты передачи условных транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -типа, а  $I_k$  — обратный ток коллекторного перехода, получим уравнение

$$I(1 - \alpha_{np} - \alpha_{nn}) = I_k. \quad (5.3)$$

Уравнение (5.3) показывает, какое количество дырок в базу  $p$ -типа и электронов в базу  $n$ -типа должен пропустить коллектор-

ный переход, чтобы в базовых областях выполнялось равенство дырочных и электронных токов рекомбинации.

Обычно в транзисторах рекомбинационный ток основных носителей поступает от внешнего источника через базовый электрод. В рассматриваемом приборе базовый электрод отсутствует. В этом случае рекомбинационный ток каждой из баз образуется из обратного тока коллекторного перехода и тока противоположного эмиттера. Таким образом, уравнение (5.3) отражает условие нейтральности в любой из баз.

Обратный ток коллекторного перехода определяется из уравнения для вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -перехода

$$I_k = I_{k0} \left\{ \exp \left[ \frac{eU_k}{kT} \right] - 1 \right\}. \quad (5.4)$$

Подставляя (5.4) в (5.3), получим выражение для вольт-амперной характеристики неуправляемого тиристора:

$$I(1 - \alpha_{np} - \alpha_{nn}) = -I_{k0} \left\{ \exp \left[ \frac{eU_k}{kT} \right] - 1 \right\}, \quad (5.5)$$

где  $U_k = U - U_{эp} - U_{эn}$ ,  $U_{эp}$ ,  $U_{эn}$  — падение напряжений на эмиттерах  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  условных транзисторов,  $U$  — напряжение на тиристоре.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики  $p$ - $n$ -перехода описывается выражением (2.10). Преобразуя это выражение, можно получить уравнение для суммарного напряжения на двух эмиттерах:

$$U_{эp} + U_{эn} = \frac{kT}{e} \ln \left[ \left( \frac{I}{I_{э0p}} + 1 \right) \left( \frac{I}{I_{э0n}} + 1 \right) \right], \quad (5.6)$$

где  $I_{э0p}$ ,  $I_{э0n}$  — токи насыщения эмиттерных переходов транзисторов  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$ -типа.

Анализируя выражение (5.5), можно показать, что при  $(\alpha_{np} + \alpha_{nn}) < 1$ ,  $U_k < 0$ , т. е. коллекторный переход включен в обратном направлении. В этом случае, как видно из рис. 5.2, а, величина рекомбинационного тока неосновных неравновесных носителей в базе превышает величину тока основных носителей, поступивших от противоположного эмиттера, и условие равновесия (5.3) достигается за счет тока  $I_k = I_{kp} + I_{kn}$ , соответствующего заданному  $U_k$ .

Это подобно выключенному состоянию, в котором тиристор имеет большое сопротивление (10—100 МОм).

Участок вольт-амперной характеристики такого состояния показан на рис. 5.2, г.

При  $\alpha_{np} + \alpha_{nn} = 1$ ,  $U_k = 0$ , т. е. коллекторный переход находится под нулевым смещением и как следует из (5.3)  $I_k = 0$ . В этом случае рекомбинационный ток неосновных носителей в базе уравновешивается током основных носителей, инжектированных противоположным эмиттером (рис. 5.2, б). Это состояние тиристора соответствует началу участка отрицательного сопротивления вольт-



амперной характеристики (рис. 5.2, д). Вблизи точки *Б* ток, протекающий через тиристор, резко растет при небольшом увеличении напряжения. Дифференциальное сопротивление тиристора в этой точке примерно равно нулю.

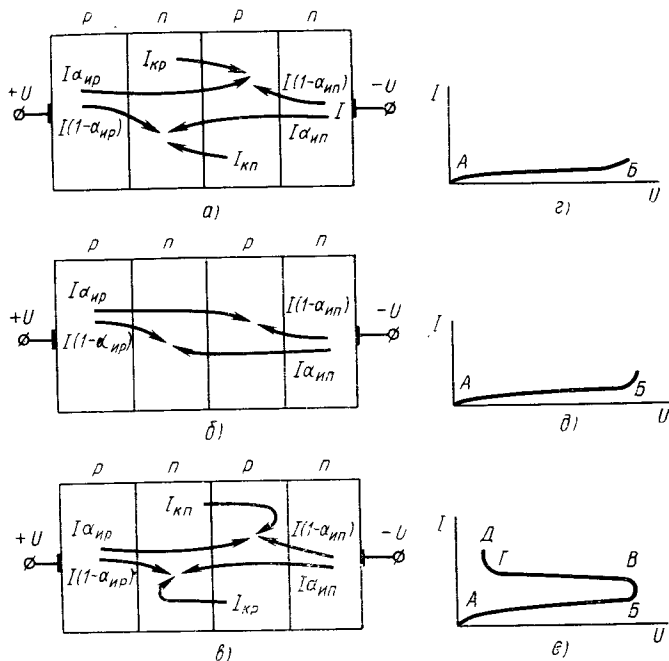


Рис. 5.2. Иллюстрация механизма работы тиристора

При  $(\alpha_{np} + \alpha_{pn}) > 1$ ,  $U_K > 0$ , т. е. коллекторный переход смещен в прямом направлении. В этом случае рекомбинационный ток неосновных носителей в базе меньше тока основных носителей, инжектированных противоположным эмиттером, и недостающую величину тока неосновных носителей для установления равновесия (5.3) инжектирует прямосмещенный коллекторный переход (рис. 5.2, в). Это соответствует включенному состоянию тиристора.

Вследствие того, что в этом состоянии все *p-n*-переходы включены в прямом направлении и в базах наблюдается повышенная концентрация носителей заряда, сопротивление тиристора мало и составляет от нескольких долей до единиц ома. Участок вольт-амперной характеристики, соответствующий этому состоянию, показан на рис. 5.2, е (участок ГД).

На этом участке дифференциальное сопротивление диода снова становится положительным.

Для графического построения вольт-амперной характеристики тиристора воспользуемся зависимостью  $\alpha_{np} + \alpha_{pn} = f(I)$  (рис. 5.3, а). Эта зависимость легко может быть получена из графика зависи-

мости  $\alpha = f(I_a)$  (см. рис. 4.10). В соответствии с равенством (5.3) монотонному возрастанию функции  $\alpha_{np} + \alpha_{np} = f(I)$  соответствует колоколообразный характер зависимости  $I_k = f(I)$  (рис. 5.3, б).

Зависимость  $I_k = \varphi(U_k)$  имеет почти линейный характер (рис. 5.3, в).

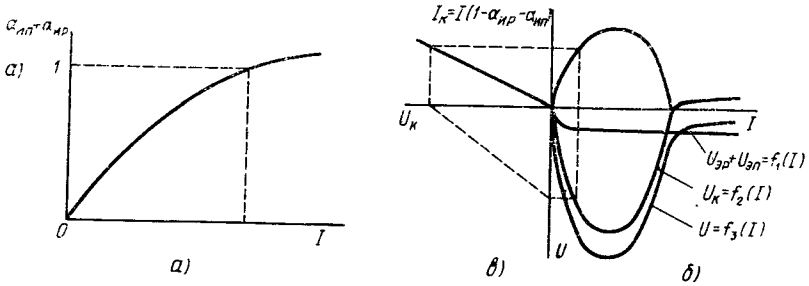


Рис. 5.3. Построение вольт-амперной характеристики тиристора

По графикам зависимостей  $\alpha_{np} + \alpha_{np} = f(I)$ ,  $I_k = \varphi(U_k)$  и  $U_{zp} + U_{zn} = F(I)$  выполняем построение  $U_k = \varphi(U_k)$  (как показано штриховыми линиями), а затем посредством геометрического сложения функций  $(U_{zp} + U_{zn}) = f_1(I)$  и  $U_k = f_2(I)$  выполняем построение вольт-амперной характеристики тиристора (рис. 5.3). Участок отрицательного сопротивления вольт-амперной характеристики

(когда напряжение на тиристоре уменьшается с ростом тока) соответствует второй части колоколообразной функции (после максимума). На этом участке увеличению  $I$  соответствует уменьшение  $I_k$ , а следовательно, и  $U_k$ , т. е. дифференциальное сопротивление тиристора отрицательно.

Если к  $p$ - $n$ - $p$ -структуре приложить обратное напряжение, т. е. минус на  $p_1$  и плюс на  $n_2$ , то центральный переход  $j_2$  будет смещен в прямом направлении, а крайние переходы  $j_1$  и  $j_3$  в обратном направлении. Таким образом, вольт-амперные характеристики тиристора при обратном напряжении аналогичны обратной характеристике полупроводникового диода (рис. 5.4). Ввиду того, что напряжения пробоя

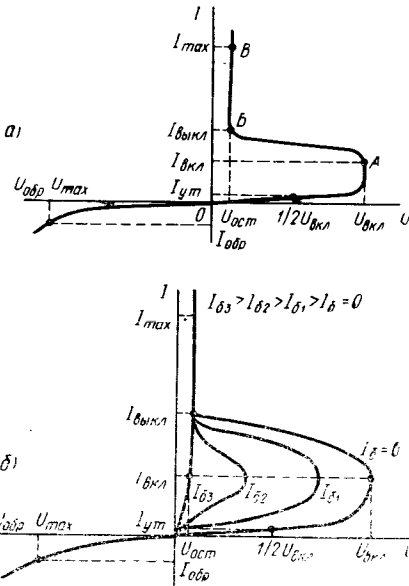


Рис. 5.4. Вольт-амперные характеристики тиристора:

а — неуправляемого; б — управляемого

переходов  $j_1$  и  $j_3$  различны, обратная ветвь вольт-амперной характеристики будет определяться обратной характеристикой одного из переходов  $j_1$  и  $j_3$  (более высоковольтного).

В двухполюсной структуре невозможно управлять напряжением переключения, что является существенным недостатком этого прибора.

Значительно увеличивается область использования тиристорov, снабженных управляющим базовым электродом.

При подаче на управляющий электрод прямого напряжения (относительно эмиттера, см. рис. 5.1, *в*), рекомбинационный ток основных носителей в базе условного транзистора  $n-p-n$  типа перераспределится. Правая часть уравнения (5.2) возрастет, что вызовет увеличение тока, инжектированного эмиттером транзистора  $n-p-n$ -типа. Как следует из равенства (5.5) условие переключения тиристора в открытое состояние  $\alpha_{np} + \alpha_{ин} = 1$  наступает при более низком напряжении. На рис. 5.4, *б* приведено семейство выходных вольт-амперных характеристик управляемого тиристора. Чем большее напряжение (в прямом направлении) подается на управляемый электрод, чем больше прямой ток управляющего электрода, тем при меньшем напряжении  $U$  происходит переключение тиристора.

При достаточно больших значениях тока управляющего электрода вольт-амперная характеристика тиристора вырождается в прямую ветвь вольт-амперной характеристики обычного диода (рис. 5.4, *б*).

Управление тиристором осуществляется лишь при его включении. После этого он становится неуправляемым. Обратное переключение прибора происходит так же, как и неуправляемого диода, посредством снижения неуправляемого тока до определенной величины (точка *Б*, рис. 5.4, *а*).

## § 5.2. ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРОВ

Важным преимуществом тиристорov перед транзисторами является очень низкое сопротивление включенного прибора. Это позволяет пропускать через него токи в десятки раз большей величины, чем через транзистор.

Существуют тиристоры самых различных типов — на токи от нескольких десятков миллиампер до нескольких сот ампер и на рабочее напряжение до 600 В.

Тиристоры нашли применение в различных устройствах автоматики и вычислительной техники. Мощные тиристоры носят название управляемых вентиляей и применяются в силовой преобразовательной технике и электроприводе.

Важнейшими параметрами как двухэлектродных, так и трехэлектродных тиристорov являются следующие:  $I_{вкл}$  — ток включения, определяется из условия  $dU/dI = dU_K/dI = 0$  (точ-

ка  $A$ , см. рис. 5.4, а);  $U_{\text{вкл}}$  — напряжение включения, представляет собой максимальное прямое напряжение на тиристоре;  $I_{\text{вкл}}$  — ток включения, это минимальное значение тока, при котором тиристор еще может находиться в открытом состоянии;  $I_{\text{выкл}}$  — определяется значением  $I$ , при котором  $\alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{ит}} = 1$ . При уменьшении тока, протекающего через диод, до значений, меньших  $I_{\text{выкл}}$ , прибор переключается из открытого состояния в запертое;  $U_{\text{ост}}$  — остаточное напряжение, это падение напряжения на тиристоре во включенном состоянии при максимально допустимом токе. Данный параметр позволяет рассчитать мощность, рассеиваемую тиристором;  $I_{\text{ут}}$  — ток утечки при прямом напряжении, равно  $0,5 U_{\text{вкл}}$ ;  $I_{\text{обр}}$  — обратный ток тиристора при максимально допустимом обратном напряжении.

Важнейшим параметром управляемого диода является ток управления  $I_{\text{упр}}$  — минимальное значение тока управляющего электрода, при котором включается тиристор. Этот параметр, характеризующий управляющие свойства прибора, соответствует определенному заданному напряжению переключения.

Инерционность процессов включения и выключения тиристора при подаче на него импульсов напряжения характеризуется временем включения  $\tau_{\text{вкл}}$  и временем выключения  $\tau_{\text{выкл}}$ .

Время включения — интервал времени с момента подачи отпирающего импульса, в течение которого напряжение на тиристоре уменьшается до уровня  $0,9$  своего максимального значения. Время включения существенно снижается с возрастанием мощности переключающего сигнала и возрастает при увеличении тока нагрузки и уменьшения напряжения источника питания.

Время выключения — интервал времени, в течение которого тиристор из открытого состояния переходит в запертое и определяется теми же процессами, что и в транзисторе при переключении его из режима насыщения. Время выключения может быть уменьшено при подаче на тиристор напряжения обратной полярности.

Емкость диода  $C_d$  измеряется при нулевом напряжении смещения. Эта емкость является результирующей для трех последовательно соединенных емкостей  $p$ - $n$ -переходов.

Для характеристики максимально допустимого режима работы тиристора указываются следующие параметры:  $U_{\text{обр max}}$  — максимальное значение постоянного обратного напряжения, при котором обеспечивается заданная надежность при длительной работе. Напряжение  $U_{\text{обр max}}$  ограничивается пробивным напряжением одного из крайних переходов тиристора (с меньшим пробивным напряжением);  $I_{\text{max}}$  — максимальная величина прямого тока, обеспечивающая заданную надежность при длительной работе.

Величина  $I_{\text{max}}$  ограничивается максимальной мощностью, выделяемой на переходах тиристора. Определяется она так же, как в диодах (3.9) или (3.10).

### § 5.3. КОНСТРУИРОВАНИЕ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ ПЕРЕКЛЮЧАЮЩИХ ДИОДОВ

При конструировании переключающих диодов в первую очередь выбирают геометрию  $p$ - $n$ - $p$ -структуры и материал, исходя из назначения прибора.

Высокое быстродействие переключающих диодов определяется малой шириной базы и площадью переходов временем жизни и подвижностью неосновных носителей, величиной объемного заряда коллекторного перехода.

Высокое напряжение переключения обеспечивается использованием исходных материалов с высоким удельным сопротивлением. Сильноточные управляемые вентили должны иметь большие площади переходов и конструкцию, обеспечивающую хороший теплоотвод.

Изготавливают переключающие диоды обычно из кремния, хотя они могут быть изготовлены и из германия. Однако, вследствие низкого напряжения переключения и малого сопротивления в запертом состоянии германиевые приборы распространения не получили.

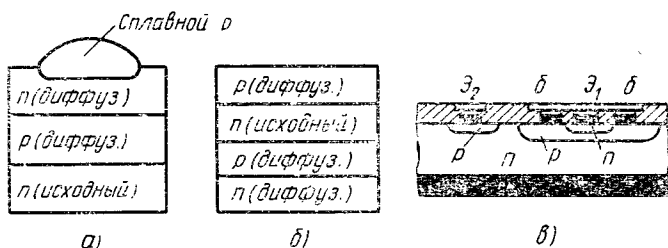


Рис. 5.5. Структура тиристоров:

*а* — полученная методом двойной диффузии и сплавленная; *б* — полученная методом двойной двусторонней диффузии; *в* — планарная

Тиристоры изготавливают теми же методами, что и транзисторы. На рис. 5.5 представлены структуры тиристоров, изготовленных методом диффузии, диффузионно-сплавным и методом планарной технологии. В настоящее время применяют диффузионно-сплавной и планарный методы. Метод изготовления оказывает существенное влияние на параметры прибора. Так, для изготовления быстродействующих приборов наиболее удобна схема двойной диффузии и сплавления (рис. 5.5, *а*). В этом случае получается тонкая база и малое время жизни неосновных носителей. Однако при этом получаются сравнительно низкие напряжения переключения и высокое сопротивление открытого прибора.

Высокое напряжение переключения и низкое сопротивление открытого прибора получают при изготовлении структуры методом двойной двусторонней диффузии (рис. 5.5, *б*). Эмиттерные области здесь представляют собой сильно насыщенные примесью диффу-

зионные слои, что обуславливает низкое сопротивление открытого прибора. Центральный переход — это резкий переход между диффузионным слоем и слоем исходного материала с малой концентрацией примесей и высоким удельным сопротивлением. Такой переход обладает высоким пробивным напряжением, а следовательно, повышенным напряжением переключения. Метод двойной диффузии применен и при изготовлении планарных приборов (рис. 5.5, в). Следовательно, все преимущества, перечисленные выше, присущи и планарному прибору. Оба эмиттера в планарном приборе расположены в одной плоскости. Как видно из рис. 5.5, в, границы  $p$ - $n$ -переходов закрыты от окружающей среды окисной пленкой. Это обеспечивает очень малые обратные токи переходов и высокую стабильность параметров.

Кристалл с готовой  $p$ - $n$ - $p$ -структурой припаивают к кристаллодержателю и герметизируют в корпус (рис. 5.6, а). Управляемые вентили изготавливают, как правило, методом последовательной диффузии. В пластинку кремния  $n$ -типа производится диффузия бора и фосфора. Контакты создаются химическим никелированием. Далее пластинку соединяют через термокомпенсирующие вольфрамовые прокладки с выводами. Корпус вентили герметизируют завальцовкой (рис. 5.6, б).

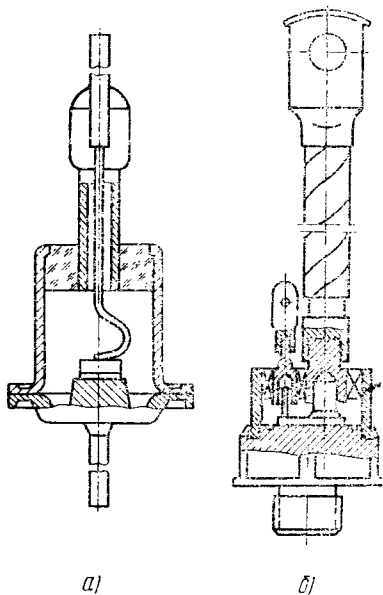


Рис. 5.6. Конструкции тиристорov:  
а — маломощный тиристор; б — мощный управляемый вентиль

Область применения тиристорov необычайно широка. Они могут выполнять функции преобразователей тока любой формы, ключей, генераторов, используются в качестве запоминающих устройств и т. д.

Вследствие этого нашли широкое применение в электронике, электротехнике, автоматике, вычислительной технике и т. д.

#### Контрольные вопросы

1. Что представляет собой тиристор? Расскажите принцип действия.
2. Назовите основные параметры тиристора.
3. Чем отличается форма вольт-амперной характеристики динистора от формы вольт-амперной характеристики туннельного диода?
4. Какие факторы влияют на частотные свойства тиристорov?
5. Назовите основные области применения тиристорov.

§ 6.1. ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА

Среди полупроводниковых приборов наиболее близким аналогом электронной лампы является полевой транзистор. Этот прибор, как и электронная лампа, имеет высокий коэффициент усиления по напряжению и высокое входное сопротивление.

Полевой транзистор представляет собой полупроводниковый прибор, в котором ток переносится основными носителями под действием продольного электрического поля. Управление величиной тока осуществляется поперечным электрическим полем, создаваемым напряжением, приложенным к управляющему электроду.

Простейший полевой транзистор состоит из тонкой пластинки полупроводникового материала с одним  $p-n$ -переходом в центральной части и с невыпрямляющими контактами по краям (рис. 6.1). Действие этого прибора основано на зависимости толщины  $p-n$ -перехода от приложенного к нему напряжения. Поскольку  $p-n$ -переход (запирающий слой) почти полностью лишен подвижных носителей заряда, его проводимость практически равна нулю. Таким образом, в пластинке полупроводника образуется токопроводящий канал, сечение которого зависит от толщины  $p-n$ -перехода (запирающего слоя). Если включить источник пита-

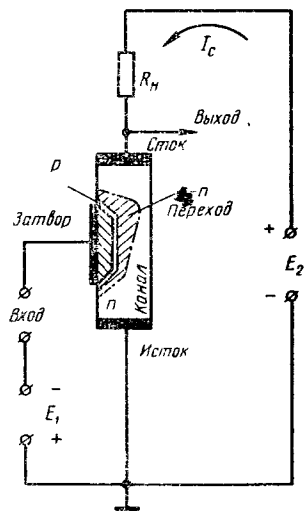


Рис. 6.1. Схематическое изображение полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом и схема его включения

ния  $E_2$ , как показано на рис. 6.1, то через пластинку полупроводника между невыпрямляющими контактами потечет ток.

Полупроводниковую область, от которой начинают движение основные носители, называют истоком, а область, к которой они движутся через канал,— стоком.

Полупроводниковая область, используемая для управления величиной тока, протекающего через канал, называют — затвором.

К каждой из областей присоединяются выводы, носящие соответствующие названия (истока, стока и затвора). Затвор выполняет роль сетки вакуумного триода. Исток и сток соответствуют катоду и аноду. Величина тока в канале (при  $E_2$  и  $R_n = \text{const}$ ) зависит от сопротивления пластинки между стоком и истоком, т. е. от эффективной площади поперечного сечения канала.

Источник  $E_1$  создает отрицательное напряжение на затворе, что приводит к увеличению толщины  $p$ - $n$ -перехода и к уменьшению сечения канала. С уменьшением сечения канала увеличивается сопротивление между истоком и стоком и снижается величина тока  $I_c$ . Уменьшение напряжения на затворе вызывает уменьшение сопротивления канала и возрастание тока  $I_c$ . Следовательно, ток, протекающий через канал, можно модулировать сигналами, положительными к затвору.

Поскольку  $p$ - $n$ -переход затвора включен в обратном направлении, входное сопротивление прибора очень велико.

Отрицательное напряжение, приложенное к затвору (относительно истока), может вызвать такое расширение  $p$ - $n$ -перехода, при котором токопроводящий канал окажется перекрытым. Это напряжение называют пороговым (или напряжением отсечки). Оно соответствует напряжению записания лампы.

К  $p$ - $n$ -переходу затвора приложено не только напряжение  $E_1$ , но и напряжение, выделяющееся на распределенном сопротивлении канала, создаваемое током, протекающим от истока к стоку. Поэтому ширина  $p$ - $n$ -перехода у стока увеличится, а эффективное сечение канала соответственно уменьшится (см. рис. 6.1).

Приборы данного типа называют полевыми (канальными) транзисторами с управляющим  $p$ - $n$ -переходом. Работа этих транзисторов основана на модуляции эффективного сечения канала, которую осуществляют изменением толщины запирающего слоя обратно смещенного  $p$ - $n$ -перехода.

В настоящее время широкое распространение получили полевые транзисторы с изолированным затвором, так называемые МДП-транзисторы (металл — диэлектрик — полупроводник) или МОП (металл — окисел — полупроводник).

В транзисторах с изолированным затвором модуляцию проводимости канала осуществляют с помощью металлического электрода, отделенного от канала тонким слоем диэлектрика.

Устройство такого прибора схематически представлено на рис. 6.2. Основой прибора служит пластинка (подложка) из слабо-



легированного кремния с электропроводностью  $p$ -типа. Сток и исток обладают электропроводностью  $n$ -типа. Между ними проходит узкая слаболегированная полоска кремния с электропроводностью  $n$ -типа (канал). Затвор представляет собой металлическую пластинку, изолированную от канала слоем диэлектрика.

Канал может обедняться или обогащаться подвижными носителями заряда (электронами) в результате приложения к затвору отрицательного или положительного напряжения (относительно истока). При отрицательном напряжении на затворе электроны проводимости *выталкиваются* из области канала в объем полупроводника подложки. При подаче на затвор положительного напряжения происходит *втягивание* электронов проводимости из подложки в канал. Следовательно, изменение напряжения на затворе вызывает изменение проводимости канала (и соответственно тока, протекающего через этот канал).

При протекании тока через канал потенциал стока повышается. Это вызывает обеднение основными носителями (электронами) области канала, расположенной вблизи стока, что равносильно сужению эффективного сечения канала транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом.

Таким образом, в отличие от полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом транзистор с изолированным затвором может работать с нулевым, отрицательным или положительным смещением. Другим важным преимуществом полевых транзисторов с изолированным затвором является очень высокое входное сопротивление, определяемое сопротивлением изолирующей прослойки между затвором и каналом.

Рассмотренный полевой транзистор с изолированным затвором, в котором канал между стоком и истоком получен технологическим путем, называют МДП-транзистором со встроенным каналом.

Разновидностью полевых транзисторов с изолированным затвором являются приборы, у которых отсутствует управляемая проводимость между областями стока и истока при напряжении между затвором и истоком, равном нулю. Это МДП-транзисторы с индуцированным каналом (рис. 6.3).

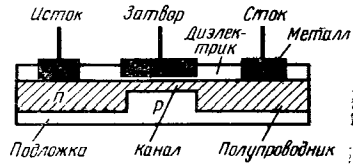


Рис. 6.2. Структура полевого МДП-транзистора с встроенным каналом

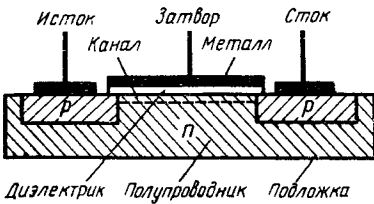


Рис. 6.3. Структура полевого МДП-транзистора с индуцированным каналом

Подложка транзистора с индуцированным каналом представляет собой высокоомный, слаболегированный кремний с электропроводностью  $n$ -типа, а сток и исток — сильнолегированные области с электропроводностью  $p$ -типа. Металлический затвор отделен от кристалла тонким слоем изолятора. Пока на затвор не подано отрицательное напряжение относительно истока, выходной ток при  $E_2 \neq 0$  близок к нулю. Действительно, независимо от полярности приложенного между стоком и истоком напряжения, один из  $p$ - $n$ -переходов (исток — подложка, или подложка — сток) окажется запертым и выходной ток будет определяться обратным током запертого перехода и током утечки. При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока поверхностный слой полупроводника, лежащий под затвором, окажется обогащенным дырками, т. е. поверхностный тонкий слой полупроводника изменит свою электропроводность с электронной на дырочную. В результате  $p$ -области стока и истока замкнутся тонким каналом полупроводника с электропроводностью того же типа. Чем больше будет подано отрицательное напряжение между затвором и истоком, тем сильнее будет обогащен канал дырками и тем выше будет проводимость канала.

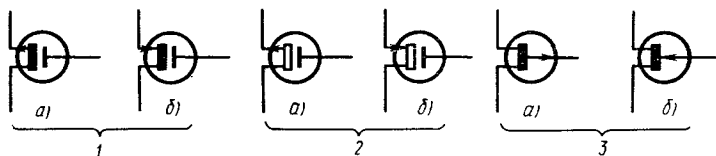


Рис. 6.4. Условные графические обозначения полевых транзисторов:

1 — с управляющим  $p$ - $n$ -переходом с каналом  $n$ -типа (а) и  $p$ -типа (б);  
2 — МДП с встроенным каналом  $n$ -типа (а) и  $p$ -типа (б); 3 — МДП с индуцированным каналом  $n$ -типа (а) и  $p$ -типа (б)

При подаче на затвор положительного напряжения полупроводник возле изолирующего слоя будет обогащен электронами и проводящего канала между истоком и стоком не образуется.

Таким образом, транзисторы с управляющим  $p$ - $n$ -переходом работают только в режиме обеднения (сужения) канала. Транзисторы МДП с встроенным каналом в режиме обеднения и обогащения канала носителями, а транзисторы МДП с индуцированным каналом только в режиме обогащения.

Рассмотренные полевые транзисторы могут иметь канал как с электронной, так и с дырочной электропроводностью. На рис. 6.4 показаны условные обозначения различных типов полевых транзисторов.

## § 6.2. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА, ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Полевые транзисторы обладают высоким входным сопротивлением, малым уровнем шумов, высокой термостабильностью и радиационной стойкостью. Это обуславливает возможность их широкого применения в электронных схемах.

Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току показана на рис. 6.5. Затвор можно представить в виде двух сопротивлений  $R_{з.и}$  и  $R_{з.с}$ , зашунтированных соответствующими емкостями  $C_{з.и}$  и  $C_{з.с}$ . Эти элементы схемы эквивалентны распределенным сопротивлениям и барьерным емкостям затвора относительно областей истока и стока.

Сопротивление истока  $R_{и}$  эквивалентно сопротивлению участка полупроводника, заключенного между контактом истока и областью канала, непосредственно примыкающей к затвору. Сопротивление стока  $R_{с}$  представляет собой сопротивление участка полупроводника, заключенного между контактом стока и областью канала, непосредственно примыкающей к затвору.

Усилительное свойство транзистора или его активность представлены генератором тока  $I_{г} = S_{т} U_{з}$  и внутренним (дифференциальным) сопротивлением канала транзистора  $R_{i} = \Delta U_{2} / \Delta I_{2}$  при  $U_{1} = \text{const}$ .

Из эквивалентной схемы рис. 6.5 следует, что  $C_{з.и}$  является входной емкостью транзистора в схеме с общим истоком ОИ.  $R_{и}$  — сопротивление внутренней обратной связи, как у обычного транзистора,  $R_{з.с}$  и  $C_{з.с}$  — проходные сопротивления и емкость, так как они связывают цепь стока и цепь затвора, т. е. выходную и входную цепи транзистора (в схеме с ОИ).

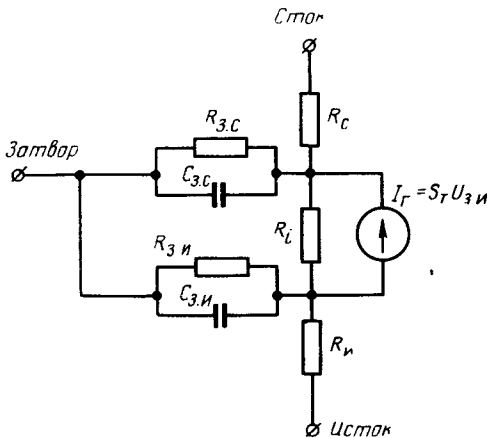


Рис. 6.5. Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току

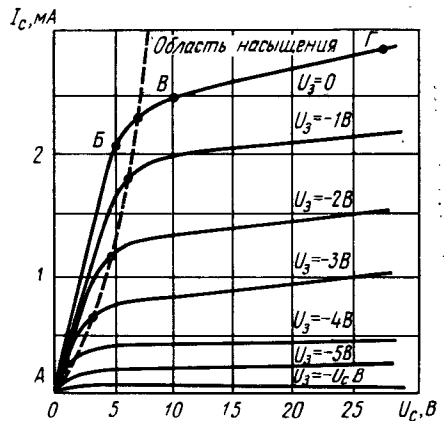


Рис. 6.6. Семейство выходных вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом

Семейство статических выходных характеристик полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом приведено на рис. 6.6. Они аналогичны статическим анодным характеристикам пентода.

Пусть между затвором и истоком напряжение равно нулю, а напряжение между стоком и истоком постепенно увеличивается. При малых значениях  $U_c$  ток  $I_c$  возрастает почти пропорционально этому напряжению (участок  $AB$ , рис. 6.6). Этот крутой участок выходной характеристики соответствует полностью открытому каналу. Малый ток на открытом канале создает малое падение напряжения, что вызывает лишь незначительное сужение самого канала. При большом значении тока  $I_c$  из-за падения напряжения на канале его сечение возле стока значительно уменьшается, что вызывает существенное замедление роста тока при дальнейшем повышении напряжения  $U_c$  (участок  $BB$ , рис. 6.6).

В конечном итоге канал сужается настолько, что дальнейшее существенное увеличение тока  $I_c$  оказывается невозможным (участок  $BГ$ , рис. 6.6).

Пологий участок характеристики носит название участка насыщения. Напряжение, при котором наступает режим насыщения, называется напряжением насыщения.

Если между затвором и истоком подать некоторое запирающее напряжение (например, 1 В, рис. 6.6), то сечение канала в исходном состоянии уменьшится. Так как сопротивление канала в этом случае больше, то угол наклона крутого участка выходной характеристики будет меньше, а переход к режиму насыщения произойдет при меньшем значении напряжения  $U_c$  и тока  $I_c$ .

Подавая между затвором и истоком последовательно ряд напряжений различных значений ( $U_{з.и} < 0$ ), получим все семейство статических выходных характеристик (рис. 6.6). Область насыщения, являющаяся рабочей областью транзистора, на этом семействе расположена справа от штриховой линии.

При напряжении на затворе, равном или превышающем по абсолютной величине пороговое ( $U_z = U_0$ ), ток стока становится очень малым при любом значении напряжения на стоке.

На рис. 6.7,  $a$  показана характеристика передачи (проходная характеристика), а на рис. 6.7,  $b$  — семейство статических выходных характеристик полевого МДП-транзистора с встроенным каналом. При приложении внешнего напряжения к затвору в зависимости от величины и полярности выходные характеристики будут смещаться в сторону больших или меньших токов.

Полевые транзисторы характеризуются следующими основными параметрами.

Крутизна проходной характеристики  $S_T = \Delta I_c / \Delta U_{з.и}$  при  $U_c = \text{const}$  в режиме насыщения.

Выходное сопротивление между затвором и истоком  $R_{вх} = \Delta U_{з.и \text{ max}} / \Delta I_{з.и \text{ max}}$ , которое определяется при максимально допустимом напряжении между этими электродами.

Выходное (внутреннее) сопротивление  $R_{внх} = \Delta U_c / \Delta I_c \approx R_i$  при  $U_{з.и} = \text{const}$  в режиме насыщения. Так, выход-

ные характеристики полевого транзистора в рабочей области почти параллельны оси абсцисс, поэтому  $R_{\text{вых}}$  велико.

Максимальная частота. В полевом транзисторе отсутствует диффузионный процесс и связанные с ним инерционность и накопление зарядов. Поэтому максимальная частота полевого транзистора зависит только лишь от постоянной времени его стока и определяется по формуле

$$f_{\text{max}} = \frac{1}{2\pi R_K C_0},$$

где  $R_K$ —среднее значение сопротивления канала;  $C_0$ —полная емкость между затвором и каналом при заземленных истоке, стоке и подложке. Зависимость емкости затвора от напряжения аналогична зависимости емкости обычного  $p$ - $n$ -перехода.

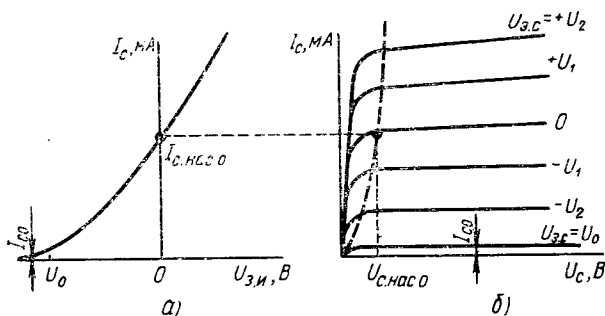


Рис. 6.7. Вольт-амперные характеристики МДП полевого транзистора с встроенным каналом:  
а — характеристика прямой передачи; б — семейство выходных вольт-амперных характеристик

Важными параметрами полевых транзисторов с встроенным каналом являются:  $I_{с.нас0}$  — ток насыщения стока при нулевом смещении на затворе;  $U_{с.нас0}$  — напряжение между стоком и истоком при нулевом смещении на затворе, при котором наступает насыщение тока стока;  $R_{с.откр}$  — статическое сопротивление между стоком и истоком, измеренное при малом напряжении между стоком и истоком и нулевом смещении;  $U_0$  — пороговое напряжение затвора;  $I_{с.о}$  — остаточный ток в стоковой цепи в режиме отсечки, зависящий от тока утечки и теплового тока, протекающих через  $p$ - $n$ -переходы сток — подложка, исток — подложка.

К максимально допустимым режимам полевых транзисторов относятся максимально допустимое напряжение между стоком и истоком  $U_{с.мах}$ ; максимально допустимое напряжение между затвором и истоком  $U_{з.и.мах}$  и максимально допустимая мощность рассеяния в транзисторе.

Максимальная мощность рассеяния на полевом транзисторе для маломощных приборов не превышает 200 мВт, а для мощных 10 Вт. Рабочее напряжение полевого транзистора 30—90 В. Максимальный выходной ток ограничивается толщиной кристалла под затвором.

### § 6.3. КОНСТРУКЦИИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В качестве основного материала при изготовлении полевых транзисторов наибольшее распространение получили германий, кремний и в последнее время сульфид кадмия и карбид кремния.

На рис. 6.8, а, б показаны конструктивные варианты полевых транзисторов с управляемым  $p$ - $n$ -переходом плоской геометрии. В одной из них перекрытие канала происходит в результате выхода запирающего слоя  $p$ - $n$ -перехода на поверхность кристалла, а во второй — в результате смыкания двух запирающих слоев внутри объема полупроводника.

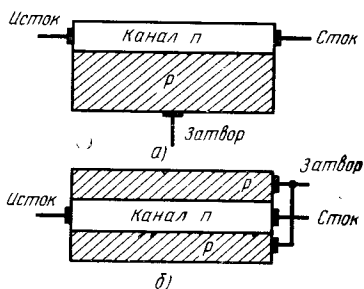


Рис. 6.8. Структура полевых транзисторов с управляющим  $p$ - $n$ -переходом:

а — с выходом  $p$ - $n$ -перехода на поверхность кристалла; б — со смыкающимися  $p$ - $n$ -переходами внутри объема полупроводника

Недостатком показанных конструкций является сравнительно большая площадь  $p$ - $n$ -перехода, а следовательно, и большая емкость затвора; конструкции, изображенной на рис. 6.8, а, кроме того, свойственна повышенная чувствительность параметров к состоянию поверхности, так как в режиме насыщения ток протекает по наружному поверхностному слою.

Конструкции полевых транзисторов должны предусматривать возможно меньшее поперечное сечение канала, так как это позволяет осуществлять более сильную его модуляцию. Для этого, например, была предложена цилиндрическая форма полевого транзистора (текнетрон) с кольцевым  $p$ - $n$ -переходом, расположенным вблизи истока (рис. 6.9, а).

Для того чтобы крутизна прибора была достаточно высокой, необходимо, чтобы изменение толщины  $p$ - $n$ -перехода было соизмеримо с диаметром канала. В этом случае малые изменения напряжения на затворе вызывают значительные изменения толщины перехода. Чтобы запирающий слой  $p$ - $n$ -перехода располагался преимущественно в области канала, а не затвора, стержень канала изготавливают из слаболегированного (высокоомного) полупроводникового материала (обычно германия с электропроводностью  $n$ -типа), а область затвора подвергается очень сильному легированию акцепторной примесью.

При изготовлении текнетрона высокоомный стержень германия сильно легируется по концам. Торцевые грани цилиндра являются

стоком и истоком. Для создания затвора в средней части стержень электролитически стравливают для уменьшения радиуса канала. Затем в кольцевое углубление осаждается индий и образуется *p-n*-переход. При малой длине затвора входная емкость текнетрона получается небольшой (0,1 пФ), а максимальная частота достигает 1 ГГц. В результате сильного легирования истока и стока сопротивление вдоль бруска резко снижается. Низкое сопротивление материала вблизи истока и близкое расположение истока и затвора сводят к минимуму обратную связь, возникающую из-за сопротивления  $R_n$ . Крутизна достигает величины десятых долей миллиампера на вольт. Недостатками текнетрона является малая крутизна и низкая механическая прочность.

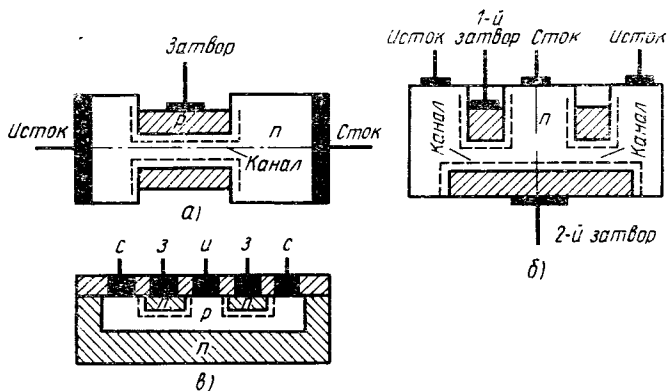


Рис. 6.9. Специальные конструкции транзисторов с управляющим *p-n*-переходом:

**a** — текнетрон; **б** — алькатрон; **в** — планарный

С целью повышения частотного предела был создан полевой транзистор с двумя затворами, называемый алькатроном (рис. 6.9, б).

Алькатрон имеет круговую геометрию. Он представляет собой пластину полупроводника, на одной стороне которой расположен центральный сток и кольцевой исток. Между стоком и истоком находится узкая кольцевая канавка, на дне которой создан *p-n*-переход. На нижней стороне пластины имеется еще один *p-n*-переход. Нижний затвор выполнен в виде диска. Дополнительный электрод предназначен для фокусирования потока носителей за счет расширения запирающего слоя при обратном смещении, приложенном к нижнему затвору. На верхний кольцевой затвор подается управляющий сигнал. В этом приборе входная и выходная емкости, а также длина канала снижаются до минимума. Вторым преимуществом алькатрона является то, что основные носители в нем дрейфуют по радиусу от истока к стоку. Это позволяет получить большие мощности рассеяния без ухудшения частотных свойств, так как увеличение емкости перехода сопровождается

уменьшением сопротивления канала, в результате постоянная времени  $R_1C_3$  управляющего затвора остается неизменной. Кроме того, в алькатроне получается достаточно высокая крутизна ( $S_T = 6 \text{ мО/В}$  при  $U_c = 50 \text{ В}$ ;  $U_{з.и1} = 6$ ;  $U_{з.и2} = 15 \text{ В}$  и  $I_c = 100 \text{ мА}$ ). Мощность его достигает  $5 \text{ Вт}$  и максимальная частота  $100 \text{ МГц}$ .

В настоящее время полевые транзисторы изготавливают по планарной технологии. Такие приборы имеют более высокий частотный предел, так как при планарной технологии удается получить очень узкий канал протяженностью не более  $100 \text{ мкм}$ .

На рис. 6.9, в показана структура кремниевого планарного полевого транзистора с каналом  $p$ -типа. Исходным материалом служит слаболегированный кремний  $n$ -типа, в который проводят две последовательные диффузии. Диффузия акцепторов ведется через вытравленную решетку в окисном слое. В свою очередь в  $p$ -области примеси перекомпенсируются с образованием решетки  $n$ -типа, которая служит затвором. Концентрация примеси в области с проводимостью  $n$ -типа (затвор) сделана значительно более высокой, чем в  $p$ -области и в исходном материале, поэтому обедненный слой будет почти целиком расположен в  $p$ -области.

Такая технология позволяет создавать многоканальный полевой транзистор. В этом случае пластинка не разрезается на отдельные кристаллы, а контакты соответствующим образом соединяются между собой.

Полевые транзисторы с повышенной предельной частотой изготавливают обычно из германия или кремния  $n$ -типа, так как электроны более подвижны чем дырки. В то время как мощные канальные транзисторы проще получать на кремнии.

В настоящее время изготовлены полевые транзисторы из карбида кремния с рабочей температурой до  $800^\circ \text{С}$ .

В качестве примера приведены основные параметры кремниевого полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом с каналом  $p$ -типа ( $S_T \geq 5 \text{ мА/В}$ ;  $I_3 \leq 10^{-8} \text{ А}$ ;  $C_{з.и} \leq 20 \text{ пФ}$ ;  $R_i = 150 \text{ Ом}$ ;  $U_c = 10 \text{ В}$ ;  $U_{з.и \text{ max}} = 12 \text{ В}$ ;  $U_{с.з \text{ max}} = 18 \text{ В}$ ;  $I_{с \text{ max}} = 80 \text{ мА}$ ;  $P_{с \text{ max}} = 300 \text{ мВт}$ ) и параметры МДП-транзистора с индуцированным затвором с каналом  $n$ -типа ( $S_T \geq 1 \text{ мА/В}$ ;  $I_3 \leq 3 \cdot 10^{-10} \text{ А}$ ;  $C_{з.и} \leq 0,7 \text{ пФ}$ ;  $C_{з.с} \leq 3,5 \text{ пФ}$ ;  $R_i = 5 \text{ кОм}$ ;  $U_{з.и \text{ max}} = 30 \text{ В}$ ;  $U_{с \text{ max}} = 20 \text{ В}$ ;  $I_{с \text{ max}} = 15 \text{ мА}$ ;  $P_{с \text{ max}} = 200 \text{ мВт}$ ).

#### Контрольные вопросы

1. Дайте классификацию полевых транзисторов.
2. Назовите основные параметры полевых транзисторов.
3. Назовите факторы, ограничивающие рабочую частоту полевых транзисторов.
4. Расскажите о преимуществах полевых транзисторов с изолированным затвором по сравнению с транзисторами с управляющим  $p$ - $n$ -переходом.
5. Какой вид имеют выходные характеристики полевых транзисторов?
6. В чем заключается сходство между полевыми транзисторами и электронными лампами?



§ 7.1. ЛАВИННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Лавинными транзисторами называют транзисторы, в которых эффект лавинного умножения в коллекторном переходе используется для повышения коэффициента передачи тока  $\alpha$ . Лавинные транзисторы, как правило, применяют в таком включении, когда вольт-амперные характеристики имеют отрицательный участок (рис. 7.1).

По структуре и основным свойствам лавинный транзистор не отличается от обычных транзисторов. Однако он работает в такой области характеристик, которая не свойственна усилительному режиму.

Из гл. II мы уже знаем, что если обратное напряжение, приложенное к  $p-n$ -переходу, увеличивается выше пределов, в которых наблюдается эффект насыщения обратного тока, то происходит пробой перехода, проявляющийся в возникновении резкого увеличения тока при небольшом увеличении обратного напряжения. Рассмотрим физические явления при усилении тока в лавинном транзисторе.

При напряжении коллектора, близком к напряжению пробоя, большая часть напряжения, приложенного к коллектору, падает на коллекторном переходе. Переход очень тонкий и внутри него образуется очень сильное электрическое поле, способное вызвать лавинное умножение носителей заряда.

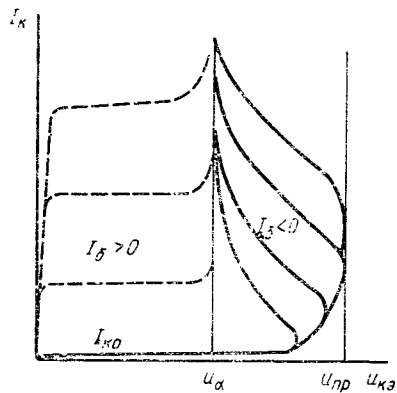


Рис. 7.1. Семейство выходных вольт-амперных характеристик лавинного транзистора

Электрон, попавший в этот переход, больше приобретает энергии от поля, чем теряет ее за счет возбуждения тепловых колебаний кристаллической решетки. Таким образом, прежде чем он дойдет до другой стороны перехода, он получит достаточную избыточную энергию, чтобы ионизировать один из атомов решетки. При этом освобождаются новый свободный электрон и новая дырка. Следовательно, при работе транзистора в режиме лавинного умножения на коллекторе наблюдается весьма быстрое нарастание тока в цепи эмиттер-коллектор.

Коэффициент передачи эмиттерного тока выражается формулой

$$\alpha = \alpha_0 \mu, \quad (7.1)$$

где  $\alpha_0$  — коэффициент передачи тока в схеме ОБ в отсутствии лавинного умножения;  $\mu$  — коэффициент умножения носителей, т. е. количество новых носителей, ионизированных одним исходным.

Эмпирическая зависимость для коэффициента умножения имеет следующий вид:

$$\mu = \frac{1}{1 - \left( \frac{U_{кэ}}{U_{к.пр}} \right)^n}, \quad (7.2)$$

где  $U_{к.пр}$  — пробивное напряжение коллекторного перехода.

Экспериментально получено для электронного германия и кремния  $n=3$ , а для дырочного германия  $n=(4,5-6,5)$ .

При увеличении напряжения  $U_{кэ}$  коэффициент  $\mu$  увеличивается и при  $U_{кэ} = U_{к.пр}$  достигает бесконечности.

С ростом  $U_{кэ}$  при некоторой величине  $\mu$  получим  $\alpha=1$ . Назовем это напряжение  $U_\alpha$ .

При  $U_{кэ} > U_\alpha$  будем получать  $\alpha > 1$ . Следовательно, область коллекторных напряжений, при которых  $\alpha > 1$ , должна быть заключена между напряжением  $U_\alpha$  и  $U_{к.пр}$ .

Чтобы получить отрицательное сопротивление, нужно держать эмиттерный переход запертым.

Одна из возможных схем — включение транзистора с запертым эмиттером — показана на рис. 7.2. Рассмотрим ее работу.

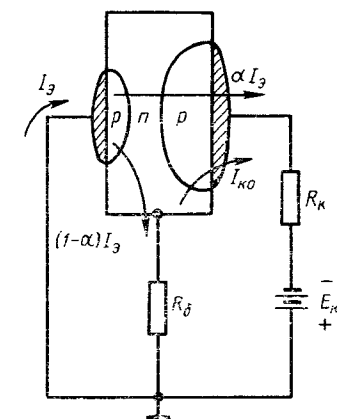


Рис. 7.2. Лавинный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером

Пусть напряжение смещения коллекторного перехода выбрано близким к напряжению лавинного пробоя коллекторного перехода  $U_{к.пр}$ . Переход эмиттер — база заперт с помощью источника смещения в цепи базы. Обратный ток коллек-

тора  $I_{к0}$ , протекая через внешнее сопротивление базы, создает небольшое прямое смещение на эмиттерном переходе. Поэтому из эмиттера неосновные носители инжектируют в базовую область и продвигаются к коллектору либо диффузией, либо дрейфом, т. е. в базу протекает ток  $I_3$ .

Часть носителей достигает коллекторного перехода и образует ток  $\alpha i_3$ . Другая часть носителей рекомбинирует в базе и создает ток

$$i_6 = (1 - \alpha) i_3, \quad (7.3)$$

протекающий через вывод базы в направлении, противоположном  $I_{к0}$ .

Носители, достигшие коллекторного перехода, умножаются, что приводит к образованию пар электрон-дырка в слое объемного заряда. Дырки под действием поля объемного заряда переносятся в коллектор. Электроны под действием поля попадают в область базы, что стимулирует приток новых дырок в базу. Эмиттерный ток поддерживается при этом небольшим до тех пор, пока  $\alpha$  меньше единицы. Однако, если напряжение коллектора увеличить до пробивного, то начинается процесс регенеративного нарастания тока в цепи эмиттер — коллектор.

При этом  $\alpha$  становится больше единицы, а направление тока базы меняется.

Его величина определяется выражением

$$i_{б. м} = i_3 (\mu \alpha_0 - 1). \quad (7.4)$$

Из (7.4) видно, что, начиная с момента, когда  $\mu \alpha_0 = 1$ , базовый ток транзистора становится отрицательным и в дальнейшем возрастает. С увеличением тока базы увеличивается прямое смещение эмиттера и повышается эмиттерный ток за счет положительной обратной связи.

Процесс нарастания тока длится до тех пор, пока носители заряда накапливаются в базе, так как умножение настолько интенсивно, что электроны, приходящие в базу со стороны коллектора, с избытком покрывают расход электронов на рекомбинацию в базе и инжекцию в эмиттер.

К моменту, когда в базе прекращается накопление заряда, там создается некоторое распределение неосновных носителей, которое обеспечивает протекание диффузионного тока даже после прекращения процесса накопления, до тех пор пока все неравновесные носители не покинут базовой области.

При этом величина выходного тока ограничивается только общим омическим сопротивлением цепи и напряжением коллектора, необходимым для того, чтобы поддерживать значение  $\alpha$  при этом токе немного большим единицы.

В лавинном режиме коэффициент передачи тока для схемы ОЭ определяется выражением

$$B_{\mu} = \frac{\mu\alpha_0}{1 - \mu\alpha_0}. \quad (7.5)$$

Напряжение коллектора, при котором  $\mu = 1/\alpha$ , есть напряжение пробоя для схемы ОЭ, так как при  $\alpha_{\mu} = 1$  получается  $\beta_{\mu} = \infty$ .

Таким образом, в режиме лавинного пробоя получается весьма высокий коэффициент усиления. Большой интерес для применения лавинных транзисторов представляет семейство вольт-амперных характеристик  $U_{кэ} = f(I_{к})$ .

На рис. 7.3 показана коллекторная характеристика транзистора с областью лавинного умножения. Описанному процессу соответствует смещение вправо нагрузочной прямой, первоначально пересекавшей характеристику в точке А,

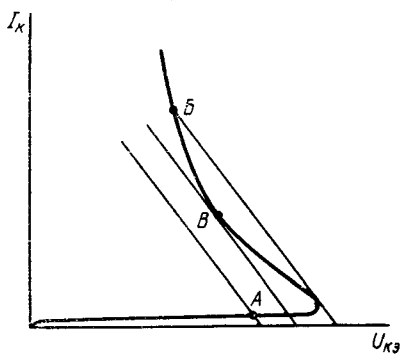


Рис. 7.3. Динамическая характеристика лавинного транзистора

пока рабочая точка не пройдет через точку перегиба и стабилизируется при режиме большого тока в точке Б.

Транзистор может быть возвращен в первоначальный режим с высоким сопротивлением только снятием на короткое время коллекторного напряжения или понижением его настолько, чтобы сместить нагрузочную линию левее точки Б характеристики.

Разность между напряжением лавинного пробоя и напряжением установившегося значения получается достаточно большой, так как напряжение пробоя обычно достигает нескольких десятков вольт, а напряжение установившегося значения не превышает нескольких вольт.

Ток при включении обычно не превышает 100 мА.

Как известно, для логических схем различного типа коэффициент усиления транзистора определяет нагрузочную способность схемы. Поэтому в схемах с лавинным пробоем коллекторного перехода с ростом напряжения увеличивается нагрузочная способность.

В нагрузке, включенной последовательно с лавинным транзистором в цепь эмиттера или коллектора, протекает импульс тока, фронт которого определяется лавинными процессами.

В связи с этим постоянная времени нарастания тока в лавинном транзисторе значительно меньше времени пролета неосновных носителей через базу и существенно зависит от коэффициента умножения.

Кроме того, в режиме умножения тока через базу будет протекать значительный по величине ток основных носителей, который создает в области базы поле, увлекающее инжектированные носители к коллектору.

Лавинные транзисторы позволяют получать в схемах импульсных генераторов импульсы с длительностью фронта порядка десятков наносекунд.

Однако возрастание коэффициента усиления в лавинном режиме приводит к увеличению разброса его значений, что является отрицательным фактором, затрудняющим проектирование схем.

Сильная зависимость коэффициента умножения от показателя степени в выражении (7.2) приводит к тому, что небольшие погрешности в определении  $n$  приводят к большим погрешностям в величине коэффициента умножения.

Лавинные транзисторы используются в качестве импульсных генераторов и формирователей импульсов, в генераторах СВЧ колебаний, в генераторах белого шума и т. д.

Из преимуществ лавинного транзистора в первую очередь следует отметить:

- а) возможность относительно просто формировать импульсы большой мощности с крутым фронтом;
- б) схемы на лавинных транзисторах обладают очень высокой чувствительностью;
- в) параметры формируемого импульса слабо зависят от температуры и практически не зависят от параметров входного импульса.

Основным недостатком лавинного транзистора при его использовании в импульсных схемах является то, что отрицательный участок характеристики получается только при сравнительно высоком коллекторном напряжении (обычно более 20 В).

Удельное сопротивление материала, из которого изготавливают лавинный транзистор, не должно быть ниже 0,1 Ом·см, в противном случае пробой перехода будет определяться не лавинным, а зерновским эффектом.

Верхней границей удельного сопротивления является величина 1 Ом·см, которой соответствует величина напряжения  $U_{пр} = 60$  В. Считается, что до этой величины причиной пробоя является ударная ионизация. Более высокие сопротивления могут способствовать смыканию базы.

Для получения лавинных транзисторов с большой скоростью нарастания тока необходимо повышение напряжения лавинного пробоя коллекторного перехода  $U_{пр}$  и уменьшение толщины базовой области  $W$ .

Одновременное соблюдение этих двух условий на сплавных транзисторах невозможно.

Наиболее перспективным вариантом лавинного транзистора является  $p-n-p$ -меза-транзистор (выделение коллекторного перехода фотолитографией) с использованием слоистой  $p^+-p$ -структуры, полученной методом прямого эпитаксиального наращивания, в качестве коллекторной области. В этом случае активная часть прибора располагается в тонком высокоомном слое, параметры которого определяют электрические характеристики прибора, а толстая низкоомная подложка обеспечивает механическую

прочность. Использование такой структуры приводит к значительному уменьшению последовательного сопротивления полупроводника в коллекторе и ограничивает область, в которой возможно расширение нейтрального базового слоя.

На рис. 7.4 приведена схема релаксационного генератора. В цепь базы включено сопротивление  $R_b$ , а в цепь коллектора емкость  $C_k$ .

При подключении питания емкость  $C_k$  заряжается до величины приложенного напряжения  $U_k$  через сопротивление  $R_k$ . Транзистор находится в запертом состоянии, так как на базу подано запирающее смещение.

По мере роста  $U_k$  растет  $\alpha = \alpha_0 M$ . Когда  $U_k$  достигнет  $U_{к.проб}$ , обратный ток коллектора резко возрастет. Протекая через сопротивление  $R_b$ , он увеличивает падение напряжения между базой и эмиттером, в результате чего эмиттер отпирается и ем-

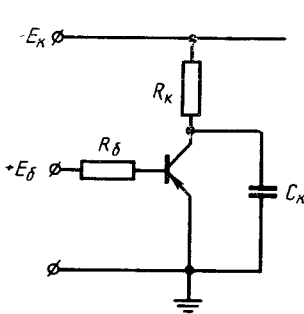


Рис. 7.4. Схема релаксационного генератора на лавинных транзисторах

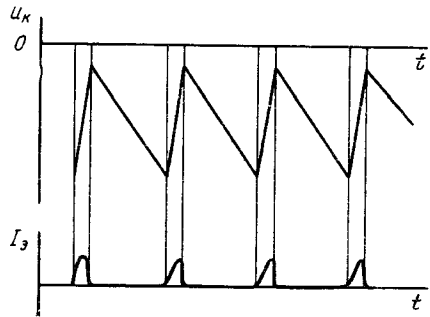


Рис. 7.5. Временные диаграммы напряжения коллектора и тока эмиттера

кость разряжается через транзистор. При разряде конденсатора напряжение на коллекторе спадает приблизительно до  $U_a$ , при котором  $\alpha = 1$ . В ряде случаев напряжение продолжает падать почти до нуля. Затем транзистор запирается, и весь цикл повторяется (рис. 7.5).

Амплитуда импульса напряжения равна приложенному напряжению  $U_k$ .

## § 7.2. ОДНОПЕРЕХОДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ (ДВУХБАЗОВЫЙ ДИОД)

Однопереходный транзистор представляет собой брусок высокоомного полупроводника ( $n$ -типа) с невыпрямляющими контактами по концам и с  $p$ - $n$ -переходом в одной из боковых поверхностей (рис. 7.6).

Работа однопереходного транзистора основана на модуляции сопротивления полупроводника, вызванной инжекцией носителей  $p$ - $n$ -перехода.

В некоторых случаях этот прибор называют двухбазовым диодом, так как один из невыпрямляющих контактов играет роль базы по отношению к переходу, а второй невыпрямляющий контакт работает в паре с первым в самостоятельной управляемой цепи и представляет собой вторую базу. В связи с этим принимается следующая терминология: электрод от выпрямляющего контакта — эмиттер (Э, рис. 7.6), электрод от нижнего невыпрямляющего контакта — первая база ( $B_1$ ) и электрод от верхнего невыпрямляющего контакта — вторая база ( $B_2$ ).

Подадим напряжение батареи  $E_6$  на транзистор, как показано на рис. 7.6. При нулевом напряжении на эмиттере напряжение вдоль стержня распределится равномерно (рис. 7.7). Напряжение между эмиттером и первой базой, как видно из рисунка, будет равно

$$U_{6э} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot U_{66}, \quad (7.6)$$

где  $R_1$  — сопротивление кристалла между нижним краем перехода и базой  $B_1$ , а  $R_2$  — сопротивление кристалла между нижним краем перехода и базой  $B_2$ . Очевидно, что  $R_1 + R_2$  сопротивление кристалла между базовыми контактами, а  $U_{66}$  напряжение между ними.

Межбазовое сопротивление  $R_1 + R_2$  обычно лежит в пределах 1–10 кОм. Соотношение  $R_1 / (R_1 + R_2)$  меняется в пределах от 0,5 до 0,8.

Пусть теперь к  $p$ -переходу приложено напряжение смещения от батареи  $E_3$ . Если при этом внешнее напряжение, приложенное к эмиттеру,

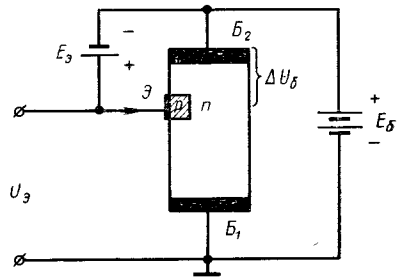


Рис. 7.6. Схема включения однопереходного транзистора в режиме релаксационного генератора

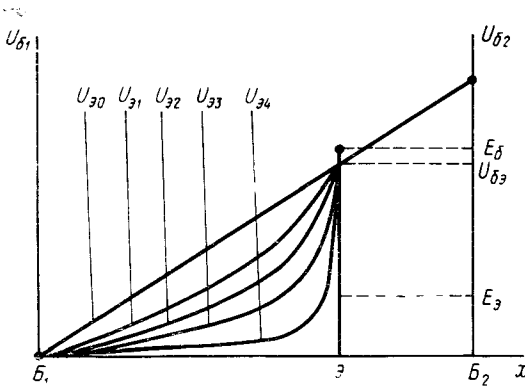


Рис. 7.7. Распределение потенциала в базе

$U_э < U_{6э}$ , то эмиттер будет заперт, несмотря на положительный знак смещения, и через него течет обратный ток перехода  $I_{э0}$ . При увеличении  $U_э$  наступает такой момент, когда напряжение  $U_э$  превысит  $U_{6э}$  ( $U_э \approx U_{6э} + 0,5$  В), переход открывается и в базу инжектируются дырки. Неосновные носители в базе перемещаются к базе  $B_1$ . Избыточные неосновные носители потребуют такого же количества основных носителей для компенсации возникшего объемного заряда. Инжектированные носители модули-

руют сопротивление участка полупроводника между эмиттером и общим выводом.

В результате чего уменьшается величина напряжения  $U_{6э}$  по сравнению с  $U_э$ . Теперь эмиттерный переход окажется еще больше смещенным в прямом направлении, ток  $I_э$  возрастет, а напряжение  $U_{6э}$  еще больше уменьшится по сравнению с  $U_э$ . В свою очередь это вызывает возрастание тока между невыпрямляющими контактами и уменьшение напряжения  $U_6$ , что соответствует отрицательному сопротивлению. По мере дальнейшего возрастания тока  $I_э$  модуляция прекращается и сопротивление меняет знак с отрицательного на положительный.

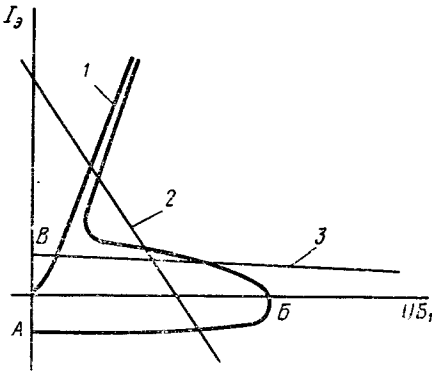


Рис. 7.8. Входная вольт-амперная характеристика:

1 — характеристика при отключенной базе  
2 —  $R_H$  для двух устойчивых состояний; 3 —  $R_H$  для одного устойчивого состояния

На рис. 7.8 приведена входная вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора. При отключенной базе (например,  $B_2$ ) характеристика выглядит аналогично характеристике обычного диода.

В триодном включении при достаточно большом неизменном напряжении, включенном между невыпрямляющими контактами ( $B_1$  и  $B_2$ , рис. 7.6), переход заперт как при отрицательных, так и при положительных напряжениях  $U_э$ , но не превышающих величины

внутреннего напряжения  $U_{6э}$ . Этому режиму соответствует участок характеристики (AB, рис. 7.8), аналогичный характеристике обратного включенного  $p-n$ -перехода.

При напряжении на входе  $U_э = U_{6э}$  переход отпирается. Начинается падающий участок вольт-амперной характеристики, соответствующий резкому падению напряжения на входе  $U_э$  при возрастающем токе  $I_э$  (BB, рис. 7.8). Напряжение в точке максимума определяется из выражения

$$U_{\max} \approx \frac{U_{66}R_1}{R_1 + R_2}. \quad (7.7)$$

Точка максимума  $U_{\max}$ , которая при комнатной температуре появляется при малом положительном токе, с ростом температуры смещается в область отрицательных токов  $I_э$ . Дальнейшее увеличение  $I_э$  приводит к возрастанию  $U_э$ . Эта часть характеристики представляет собой прямую ветвь характеристики  $p-n$ -перехода, последовательно с которым включено небольшое сопротивление.

В таком включении прибор имеет участок отрицательного сопротивления между двумя участками положительного сопротивления. Вольт-амперная характеристика способна обеспечить рабо-



ту с двумя и одним устойчивыми состояниями, а также без устойчивых состояний в различных условиях переключения. Поскольку эта характеристика не имеет отношения к туннельному эффекту, собственный частотный предел здесь ниже, чем для туннельных диодов. Рабочий интервал температур также соответственно более узок.

Так как плотность эмиттерного тока определяется величиной напряжения, приложенного к переходу, то одному и тому же внешнему отпирающему напряжению будет соответствовать тем больший ток, чем большая площадь эмиттера.

Прибор, имеющий вольт-амперную характеристику такого типа, может быть с большим успехом использован в схемах релаксационных генераторов на одном транзисторе, так же как используются для этой цели тиристоры. Кроме того, однопереходный транзистор является усилительным прибором.

Для работы в усилительном режиме однопереходный транзистор должен быть включен по схеме, показанной на рис. 7.9.

Направление тока в цепи базы можно выбирать произвольно. При полярности, показанной на рис. 7.9, напряжение внутренней обратной связи оказывается запирающим, и прибор будет иметь отрицательную внутреннюю обратную связь; если включить батарею  $E_6$  (рис. 7.9) обратной полярностью, то напряжение внутренней обратной связи будет отпирающим и прибор будет иметь положительную внутреннюю обратную связь.

Связь между входом и выходом осуществляется по току через распределенное сопротивление базы. Усилительные свойства транзистора определяются соотношением концентраций основных равновесных и неосновных неравновесных носителей и их подвижностями. Чем больше будет количество инжектированных неравновесных носителей и чем меньшая концентрация равновесных и их подвижность, тем больше будет относительное изменение проводимости.

Пусть напряжение на эмиттере изменится на величину  $\Delta U_3$ , что вызовет изменение тока эмиттера на величину  $\Delta i_3$ . Так как проводимость эмиттера существенно выше проводимости базы, то ток эмиттера состоит практически из дырочного тока:

$$\Delta i_3 = S j_p = S q p \mu_p E. \quad (7.8)$$

Ток базы определяется как электронным, так и дырочным током:

$$\Delta i_6 = S (j_p + j_n) = S q p F (\mu_n + \mu_p). \quad (7.9)$$

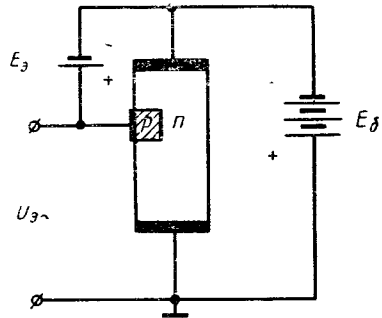


Рис. 7.9. Схема включения однопереходного транзистора для работы в усилительном режиме

Примечание. Ввиду того, что поле в полупроводнике достаточно сильное, диффузионный ток значительно меньше дрейфового и им пренебрегаем.

Коэффициент передачи тока определится из соотношения

$$\alpha = \frac{\Delta i_{\delta}}{\Delta i_{\beta}} = \frac{j_p + j_n}{j_p} = 1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}. \quad (7.10)$$

Следует иметь в виду, что в числитель дроби входит подвижность основных носителей, а в знаменатель неосновных. Формула (7.10) не учитывает время пролета носителей между невыпрямляющими контактами и возможность рекомбинации неравновесных носителей, а также не отражает инжекционной способности перехода.

Полное выражение для коэффициента передачи тока  $\alpha$  с учетом коэффициента переноса  $\beta$  и эффективности эмиттера  $\gamma$  имеет вид

$$\alpha = \gamma\beta \left( 1 + \frac{\mu_n}{\mu_p} \right). \quad (7.11)$$

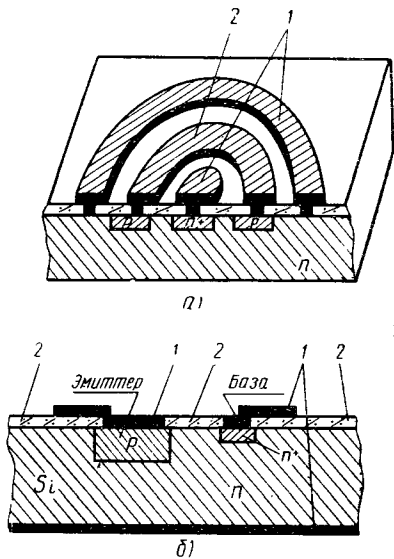


Рис. 7.10. Структура планарных однопереходных транзисторов (а, б):

1 — металлизированные контакты; 2 — окисел кремния

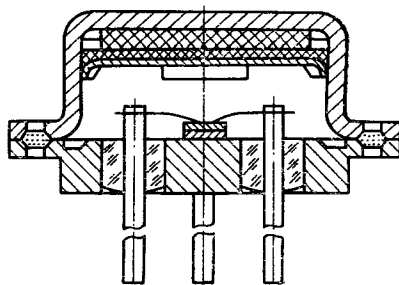


Рис. 7.11. Конструкция однопереходного транзистора

Однако практически можно добиться значений  $\gamma$  и  $\beta$ , близких к единице, и коэффициент передачи тока будет определяться выражением (7.10).

Тогда, ввиду того, что подвижность электронов больше подвижности дырок, коэффициент передачи тока в соответствии с (7.10) будет также больше единицы.

Однопереходные транзисторы изготовляют в основном из германия, однако более перспективен кремний, так как он обладает лучшим отношением подвижностей  $\mu_n/\mu_p$ . Из этих же соображений

Для изготовления транзистора берется материал, имеющий электропроводность  $n$ -типа.

На рис. 7.10 приведены структуры наиболее распространенных планарных однопереходных транзисторов. На пластине кремния с электропроводностью  $n$ -типа с удельным сопротивлением  $50 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  (что приблизительно в 10 раз превышает обычную величину) одновременно получают большое количество приборов. Через отверстия, вытравленные в окисле, диффузией примесей создают эмиттеры. Пластину окисляют и повторно травят, после чего проводят диффузию базы  $n^+$ -типа. Затем пластину окисляют и травят в третий раз. После этого осуществляют напыление алюминиевых контактов и резку пластины на кристаллы.

Конструктивно однопереходные транзисторы ничем не отличаются от биполярных транзисторов (рис. 7.11).

#### Контрольные вопросы

1. Что представляет собой лавинный транзистор?
2. Расскажите о принципе действия лавинного транзистора.
3. Чем отличается лавинный транзистор от обычного транзистора?
4. Расскажите о принципе действия однопереходного транзистора.
5. Назовите основные параметры однопереходного транзистора и раскройте физический смысл.
6. Какие факторы влияют на частотные свойства однопереходного транзистора?

§ 8.1. ТЕРМОЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРЫ

Термоэлектродвигатели это полупроводниковые устройства непосредственного превращения тепловой энергии в электрическую.

Явление термо-э.д.с. открыто Зеебеком в 1821 г. и уже более ста лет широко используется для измерения температур, а также при измерениях, которые могут быть сведены к измерению температуры (радиометры, термометры, вакуумметры и др.). Лишь в середине нашего века удалось использовать это явление для создания термоэлектродвигателей.

Рассмотрим механизм возникновения термоэлектродвижущей силы в полупроводниках и основные характеристики, определяющие термоэлектродвигатель.

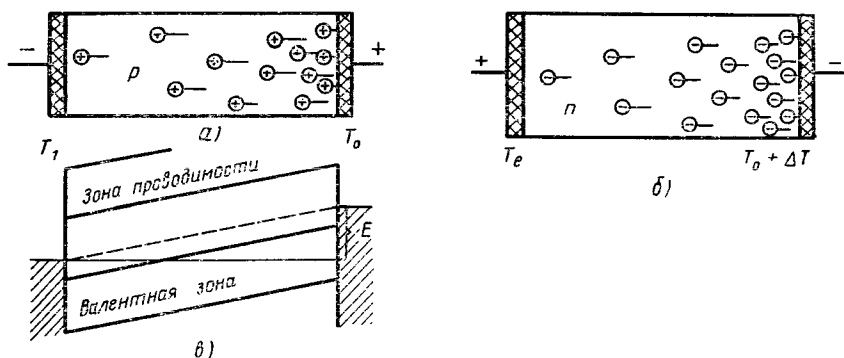


Рис. 8.1. Термоэлектрическая цепь и зонная диаграмма

Пусть полупроводник имеет форму длинного тонкого бруска с металлическими контактами на обоих концах (рис. 8.1, а, б). Термоэлектродвижущая сила в полупроводнике возникает, когда один конец его обладает более высокой температурой, чем другой. На горячем конце больше свободных зарядов и тепловая их энер-

гия выше, чем в холодном. Поэтому заряды передвигаются к холодному концу в большем количестве, чем в обратном направлении и, перенося свой заряд, заряжают им холодный конец (рис. 8.1, а, б).

Очевидно, что если полупроводник электронный, то холодный конец получит отрицательный, а горячий положительный заряд, а если полупроводник дырочный, то на холодном конце оказывается положительный, а на горячем отрицательный заряд. Если полупроводник изолирован, то по мере роста разности потенциалов внутри полупроводника нарастает электрическое поле, замедляющее поток электронов (дырок) от горячего конца к холодному и ускоряющее поток в обратном направлении. Через некоторое время между горячим и холодным концом установится такая разность потенциалов, при которой потоки в обоих направлениях сравняются; это равновесие и определяет термоэлектродвижущую силу. Она достигает величины 1 мВ на 1 градус разности температур.

Рассмотрим термоэлектрические свойства полупроводников на зонной диаграмме полупроводника  $p$ -типа.

Уровень Ферми в металле и полупроводнике и края зон полупроводника устанавливаются так, как показано на рис. 8.1, в, наклонными. Уровень Ферми тоже наклоняется, но несколько круче. Уровень Ферми в полупроводнике является продолжением уровней Ферми в металлах обоих контактов, которые не меняются при изменении температуры, как это происходит внутри полупроводника. На рис. 8.1, в уровни Ферми в металлических проводниках показаны горизонтальными и термо-э.д.с. в цепи в основном определяется разностью высот уровня Ферми между концами полупроводника. В случае полупроводника  $p$ -типа, правый конец бруска приобретает отрицательный потенциал относительно левого конца.

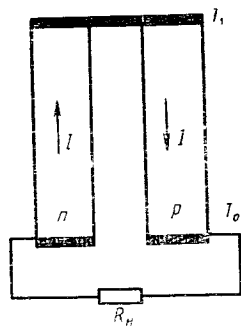


Рис. 8.2. Схема термоэлектродвижущей силы

Если полупроводник, в котором существует разность температур, составляет часть замкнутой электрической цепи, то поток зарядов, не прекращаясь, создает ток в цепи и выделяет электрическую энергию. Особенно выгодно устройство, в котором цепь составлена из полупроводника  $n$ - и  $p$ -типа (рис. 8.2): их токи совпадают по направлению и усиливают друг друга. Именно по такому принципу создаются термоэлементы.

Металлическая пластинка подогревается источником тепла. Два противоположных охлаждаемых конца полупроводников присоединены к цепи нагрузки  $R_n$ , использующей создаваемую термоэлементом электроэнергию. При включении нагрузки  $R_n$  ток будет направлен в стержне  $p$ -типа от горячего конца к холодному,

а в стержне  $n$ -типа от холодного к горячему. Таким образом, ток складывается.

Если температура горячих концов термоэлемента  $T_1$ , а холодных  $T_0$ , термоэлектродвижущие силы, возникающие в стержнях,  $\alpha_n$  и  $\alpha_p$ , то удельная термо-э.д.с.  $\alpha$ , действующая в термоэлементе, равна сумме термо-э.д.с. отдельных его ветвей:

$$\alpha = \alpha_n + \alpha_p. \quad (8.1)$$

Коэффициент термо-э.д.с. имеет отрицательный знак для электронных полупроводников и положительный для дырочных.

Общая э.д.с. термоэлемента

$$E = (\alpha_n + \alpha_p) (T_1 - T_0). \quad (8.2)$$

Ток, протекающий в цепи нагрузки,

$$I = \frac{E}{R_n + R_0}, \quad (8.3)$$

где  $R_0$  — внутреннее сопротивление термоэлемента.

Полезная мощность, которую мы получим в нагрузке,

$$P_n = UI, \quad (8.4)$$

где  $U$  — напряжение на нагрузке термоэлемента.

$$\frac{U}{E} = \frac{R_n}{R_n + R_0}, \quad U = \frac{ER_n}{R_n + R_0}, \quad (8.5)$$

а

$$P_n = \frac{E^2 R_n}{(R_n + R_0)^2} = \frac{(\alpha_n + \alpha_p)^2 (T_1 - T_0)^2 R_n}{(R_n + R_0)^2}. \quad (8.6)$$

Наибольшего значения  $P_n$  достигает тогда, когда  $R_n = R_0$ :

$$P_{n \max} = \frac{(\alpha_n + \alpha_p)^2 (T_1 - T_0)^2}{4R_n}. \quad (8.7)$$

Вся мощность, развиваемая термоэлементом,

$$EI = \frac{(\alpha_n + \alpha_p)^2 (T_1 - T_0)^2}{2R_n}. \quad (8.8)$$

Важнейшим параметром термоэлемента является коэффициент полезного действия  $\eta$ . Он определяется как отношение полезной мощности  $P_n$  к тепловой энергии, сообщаемой горячему спаю  $Q$ ,

$$\eta = \frac{P_n}{Q}. \quad (8.9)$$

Величина к.п.д. термогенератора зависит от коэффициента  $\alpha$ , коэффициента теплопроводности материала полупроводника  $\chi$  и удельной электрической проводимости его  $\sigma$ :

$$\eta \approx \frac{\alpha^2 \tau}{\chi} (T_1 - T_0). \quad (8.10)$$

Максимальный к.п.д.

$$\eta_{\max} = \frac{T_1 - T_0}{T}. \quad (8.11)$$

Однако он не учитывает потери тепла в брусках за счет теплопроводности к холодным концам, а также потери от нагревания полупроводниковых брусков током, протекаемым по ним. Эти неизбежные процессы резко снижают к.п.д. термоэлементов. Реальные значения к.п.д. — 10–30%.

Единичный элемент термогенератора дает в рабочем состоянии небольшое напряжение. Для получения необходимых величин напряжений и токов элементы соединяются последовательно в батареи, при этом повышается отдаваемая мощность и к.п.д.

Основными преимуществами термоэлектрогенераторов являются относительно большой срок службы и хранения. Они совершенно не боятся коротких замыканий.

Промышленность выпускает серию термоэлектрогенераторов:

ТГК-3 — отдаваемая мощность	6	Вт
ТКК-9 — »	»	9,6
ТГУ-1 — »	»	14
«Ромашка» — »	»	500

В настоящее время созданы термоэлектрогенераторы на 5 кВт и больше.

## § 8.2. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ БАТАРЕИ (ХОЛОДИЛЬНИКИ И ПОДОГРЕВАТЕЛИ)

Термоэлектрические батареи представляют собой полупроводниковые устройства, непосредственно преобразующие электрическую энергию в тепло или в холод в зависимости от полярности приложенного напряжения.

Принцип действия термоэлектрической батареи основан на эффекте Пельтье, который заключается в том, что при пропускании электрического тока через контакт двух металлов или полупроводников, в зависимости от направления тока, температура спая понизится или повысится. Нагрев и охлаждение обусловлены тем фактом, что когда носители заряда проходят через контакт, их средняя кинетическая энергия меняется. В качестве примера рассмотрим энергетический баланс при прохождении тока через контакт металл — проводник  $p$ -типа. На рис. 8.3 приведена данная диаграмма. Допустим электроны перемещаются через контакт из полупроводника в металл. Как видно из рисунка, средняя кинетическая энергия электрона в полупроводнике на  $\Delta E$  выше,

чем в металле. Следовательно, каждый электрон, пересекающий контакт, спускается в металл до уровня Ферми и при этом отдает избыточную энергию атомам, которая выделяется в виде тепла вблизи контакта, на расстоянии нескольких средних свободных пробегов от перехода.

Если это рассуждение провести для тока, идущего в обратном направлении, то точно такое же количество тепла должно поглощаться на контакте. Действительно, чтобы пройти из металла в полупроводник через контакт, электрон должен иметь энергию, по меньшей мере на  $\Delta E$  большую, чем средняя кинетическая энергия в металле. Очевидно, что только часть электронов в металле имеет достаточную энергию, чтобы перейти через контакт. Следовательно, каждый электрон, переходящий из металла

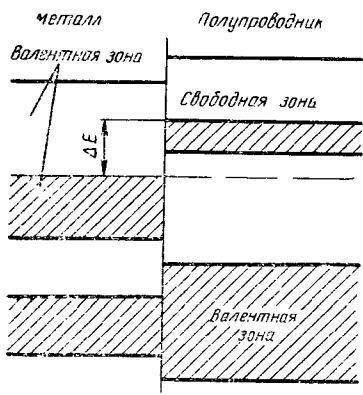


Рис. 8.3. Схема расположения энергетических уровней на контакте электронного полупроводника с металлом

в полупроводник, забирает из металла энергию  $\Delta E$ . Эта энергия не сообщается полупроводнику, так как электроны, попавшие в полупроводник, находятся в термодинамическом равновесии с остальными имеющимися там электронами. Энергия непрерывно поглощается в приконтактной области, вследствие чего контакт охлаждается. Металл должен непрерывно снабжать электроны энергией, чтобы восстановить ее распределение, нарушенное переходом в полупроводник электронов с более высокой энергией. Эта восстанавливаемая энергия получается за счет тепловой энергии решетки металла, в результате чего и происходит охлаждение.

Тепло, отбираемое у металла, передается другим участкам цепи, причем общее количество тепла в цепи не изменяется, если пренебречь выделением джоулева тепла.

Коэффициент, показывающий степень нагрева или охлаждения, представляет собой отношение количества выделившегося или поглощенного тепла в джоулях к прошедшему через контакт заряду в кулонах, выразится формулой

$$\Pi, \text{ Дж К} = \pm \frac{\Delta E}{e} = \alpha T, \quad (8.12)$$

где  $\alpha$  — коэффициент термо-э.д.с., знак зависит от направления тока.

Количество тепла, которое поглощается (выделяется) в спае,

$$Q = \Pi It, \quad (8.13)$$

где  $t$  — длительность прохождения тока.

Очевидно, выделяемое тепло значительно выше при прочих равных условиях у полупроводников, так как  $\alpha$  у них намного выше, чем у металлов.

Основной частью термобатарей является термоэлемент, состоящий из полупроводниковых стержней  $p$ - и  $n$ -типа, соединенных металлическим мостиком (рис. 8.4). Как видно из рисунка, термоэлемент представляет собой не что иное как термоэлектрогенератор (см. рис. 8.2), у которого разорвана цепь нагрузки и вместо нее подведено постоянное напряжение. Под действием напряжения через термоэлемент протекает ток в направлении, указанном стрелкой на рис. 8.4. В начальный момент времени при  $I=0$  все контакты термоэлемента находятся при одинаковой температуре. При прохождении тока  $I$  нижние контакты выделяют тепло



Пельтье, а верхние поглощают, и между ними возникает некоторая разность температур.

Количество тепла, отнимаемое от охлаждаемого спая,

$$Q_x = \alpha T_x I t,$$

где  $T_x$  — абсолютная температура холодного спая.

В теплом спая выделяется тепло

$$Q_r = \alpha T_r I t.$$

Если температуру нагреваемого контакта поддерживать постоянной за счет теплоотвода, то между контактами возникает стационарная разность температур:

$$\Delta T = T_r - T_x.$$

Отношение выделяемого и поглощаемого тепла

$$Q_r / Q_x = T_r / T_x.$$

Разность тепловых энергий компенсируется электрической энергией:

$$Q_1 - Q_x = W.$$

Отношение затрачиваемой электроэнергии к теплоте, выделяемой на теплом спая,

$$\frac{W}{Q_r} = \frac{Q_r - Q_x}{Q_r} = \frac{T_r - T_x}{T_r}.$$

Наряду с поглощением теплоты Пельтье при протекании тока через термоэлемент наблюдается выделение теплоты Джоуля в стержнях элемента  $Q_j = I^2 R$ , где  $R$  — омическое сопротивление термоэлемента. Примерно половина джоулева тепла выделяется на холодном спая. При больших значениях протекающего тока величина джоулева тепла превышает количество поглощенного тепла Пельтье, и вместо холодного контакт становится горячим. Для определения оптимального значения тока запишем выражение для суммы поглощаемого и выделяемого тепла на контакте за единицу времени:

$$Q_x = 0,5 I^2 R - \Pi I. \quad (8.13')$$

Решая это уравнение, найдем оптимальное значение тока  $I_{\text{опт}}$ , которому соответствует максимальное охлаждение:

$$I_{\text{опт}} = \Pi / R. \quad (8.14)$$

Подставляя значение (8.14) в выражение (8.13), получим выражение для максимального охлаждения:

$$Q_{x \text{ max}} = - \frac{\Pi^2}{2R}. \quad (8.15)$$

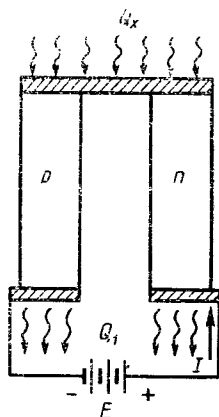


Рис. 8.4. Схема термоэлемента

Как видно из выражения (8.15), для повышения эффективности термоэлемента целесообразно выбирать низкие значения  $R$ , однако в приведенных расчетах не учитывались теплопроводность стержней. При уменьшении  $R$  холодный контакт будет сильнее нагреваться от горячего, т. е. здесь также нужно искать компромиссное решение. Наконец, следует учесть возникновение термо-э.д.с. на стержне за счет разности температур  $\Delta T$ . Строгий учет всех этих явлений позволяет оценить основные параметры, характеризующие термоэлемент, а также выбрать оптимальную его геометрию и материалы.

Важнейшим параметром термоэлемента является холодильный коэффициент  $K$  — отношение количества отведенного термоэлементом тепла к затраченной электрической мощности в единицу времени:

$$K = \frac{Q_x}{W} = \frac{Q_{\Pi} - 0.5Q_{\text{Дж}} - Q_{\text{T}}}{Q_{\text{Дж}} + Q_{\text{T-э.д.с.}}}, \quad (8.16)$$

где  $Q_{\Pi}$  — теплота Пельтье;  $Q_{\text{Дж}}$  — джоулево тепло;  $Q_{\text{T}}$  — теплота, переходящая к холодному контакту путем теплопроводности, и  $Q_{\text{T-э.д.с.}}$  — мощность, расходуемая на преодоление термо-э.д.с., возникающей за счет разности температур  $\Delta T$  в стержне. Раскрывая значения  $Q$ , получим выражение для холодильного коэффициента

$$K = \frac{\alpha IT_x - 0.5I^2R - \frac{\alpha}{Rz} \Delta T}{I(\alpha_T \Delta T + IR)}, \quad (8.17)$$

где  $z$  — один из важных параметров термоэлемента — эффективность термоэлемента

$$z = \frac{a^2}{R\lambda}, \quad (8.18)$$

где  $\lambda$  — теплопроводность стержня.

При использовании термоэлемента в качестве нагревателя важнейшим параметром является отопительный коэффициент —  $L$ , который определяется как отношение подведенного к термоэлементу тепла к затраченной электрической мощности.

Пользуясь законами термодинамики, можно установить зависимость между коэффициентами  $K$  и  $L$ :

$$L = 1 + K.$$

Охлаждение, вызываемое термоэлектрической батареей, можно использовать для создания холодильника. Теплые спаи отдают получаемую ими теплоту  $Q_1$  в окружающий воздух или в водопроводную воду, холодные же спаи, находящиеся внутри холодильника, отнимают теплоту, поддерживая в нем желательную низкую температуру.

Разработано несколько типов полупроводниковых термоэлектрохолодильников как для бытовых целей, так и для охлаждения и термостатирования различных электронных устройств.

На рис. 8.5 показана конструкция домашнего холодильника.

Батарея, представляющая основную часть холодильника, состоит из последовательно соединенных элементов (рис. 8.6). При подключении напряжения (как показано на рис. 8.6), в нижних спаях будет выделяться теплота Пельтье, а в верхних — поглощаться.

Поддерживая нижние спая при определенной постоянной температуре за счет теплообмена с окружающей средой, получим на верхних спаях пониженную температуру.

Термоблок в сборе состоит из батареи последовательно соединенных элементов, наружного радиатора для отвода тепла от горячих спаев и внутреннего радиатора для интенсивного теплообмена между холодными спаями и воздухом внутри холодильной камеры.

Термоэлемент обычно выполняется в виде плиты, на одну сторону которой выходят горячие спая, а на другую — холодные или в виде цилиндра, состоящего из набора шайб электронного и дырочного полупроводника, соединенных перемычкой по внутреннему или наружному краям.

Радиатором может служить кожух, специальные ребреные, с одной стороны, металлические плиты или металлические пластинки которого выполняют одновременно роль электродов термоэлементов. Для осуществления более интенсивного теплообмена применяют жидкостное или воздушное принудительное охлаждение.

Пространство между кожухом заполняется теплоизоляционным материалом.

Очевидно, чем лучше теплоизоляция охлаждающихся контактов, тем более низкой температуры они достигнут.

Материал для ветвей термобатарей должен иметь максималь-

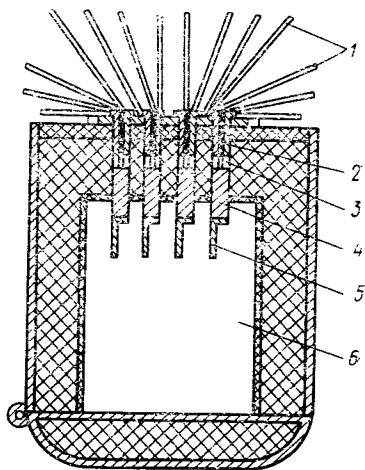


Рис. 8.5. Поперечный разрез холодильника с полупроводниковой термоэлектробатареей:

- 1 — радиаторы для отвода тепла;
- 2 — горячие контакты;
- 3 — термоэлементы;
- 4 — холодные контакты;
- 5 — радиаторы для теплообмена между холодными спаями и воздухом внутри холодильной камеры;
- 6 — полезный объем холодильника

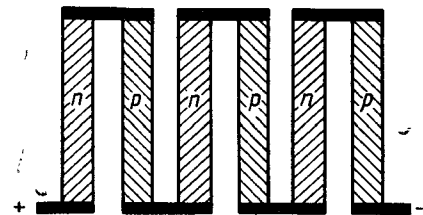


Рис. 8.6. Батарея из последовательно соединенных элементов

ное отношение подвижности носителей к теплопроводности кристаллической решетки.

Отношение подвижности носителей к теплопроводности может быть увеличено введением нейтральных примесей.

Удельное сопротивление полупроводниковых материалов, применяющихся в термоэлементах, составляет приблизительно  $10^{-3}$  Ом·см, длина ветвей обычно выбирается в пределах  $1 \div 0,5$  см.

Для снижения переходных сопротивлений в контакте торцы ветвей термоэлементов облуживают сплавом висмута с оловом. Такие сплавы хорошо смачивают материалы ветвей, не образуют с ними высокоомных соединений и не диффундируют в заметном количестве в материалы ветвей.

Более глубокое охлаждение может быть достигнуто каскадным включением батарей. Холодные спаи одной термобатареи отнимают теплоту непосредственно от объекта, подлежащего охлаждению, вторая батарея отнимает теплоту, выделяющуюся на горячих спаях первой, третья — на горячих спаях второй и т. д.

В многокаскадных батареях достигается максимальное повышение холодильного коэффициента.

Термоэлементы нашли широкое применение для термостатирования. В ряде случаев широкому внедрению в технике полупроводниковых приборов препятствовал их сравнительно узкий температурный диапазон. Применение термоэлементов позволило использовать изделия с полупроводниковыми приборами в условиях окружающей среды, превышающих предельные значения для полупроводниковых приборов. Миниатюризация аппаратуры потребовала термостатирование малых объемов. Учитывая, что в термоэлементах одна система спаев охлаждается, а другая нагревается, легко осуществлять терморегулирование. В зависимости от величины температуры в объеме, где поддерживается температура постоянной, срабатывает реле и направление тока изменяется, в результате вместо охлаждения начинается нагревание спаев, пока температура не установится заданной, а реле опять не переключится.

С помощью термоэлементов можно стабилизировать температуру с точностью до  $\pm 0,001^\circ \text{C}$ .

На рис. 8.7 приведена конструкция микротермостата. Он состоит из внешнего теплоотвода — кожуха, теплоизоляционной оболочки и термоблока, который в свою очередь состоит из внутренней теплоотводящей оболочки, теплоотводящего основания и батарей термоэлементов.

Стенки термостата представляют собой два теплопроводящих кожуха (обычно медь, дюраль, латунь), в промежутке между которыми прокладывается слой теплоизоляции (обычно пенопласт), так как необходимо обеспечить хороший теплоотвод с контактов и ограничить теплоприток извне в термостатируемый объем.

Холодные спаи термобатареи должны находиться в тепловом контакте с объектом, подлежащим охлаждению. Обычно он кре-

пится к корпусу внутренней оболочки винтами, теплопроводными компаундами или припаивается к монтажным лепесткам.

Принципиально не отличаются от описанных термостатов и термоэлектрические батареи, применяемые для поддержания постоянной температуры в жилых или производственных помещениях. В зависимости от температуры снаружи устройство будет либо нагревать, либо охлаждать помещение. Действительно, достаточно изменить направление тока на противоположное, как на наружных спаях начнет выделяться теплота, а спаяи, нагревавшие помещение, будут отнимать теплоту, охлаждая помещение. Регулируя силу и направление тока в батарее, можно поддерживать в помещении одинаковую температуру при любых температурах окружающей среды.

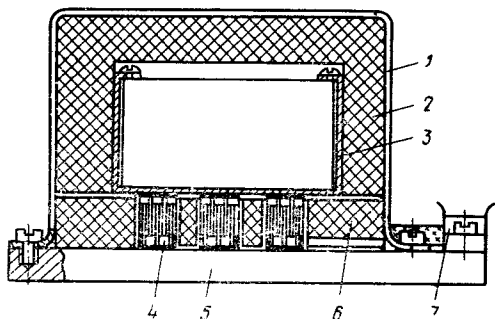


Рис. 8.7. Конструкция термоэлектрического термостата для электростатирования радиоэлектронной аппаратуры:

1 — кожух; 2 — теплоизоляционная оболочка; 3 — внутренний кожух; 4 — термоблок; 5 — теплоотводящее основание; 6 — теплоизоляционная прокладка; 7 — электрический разъем

В отличие от прямого подогрева джоулевым теплом, в термоэлектрических подогревателях в термозlemente, электрическая энергия служит средством переноса тепла от холодных контактов к горячим.

Таким образом, на горячих контактах выделяется тепловой энергии больше, чем было затрачено электрической.

Так, например, при  $\Delta T = 10^\circ \text{C}$  на каждый ватт выделяемого на горячих контактах тепла необходимо затратить не более 0,2 Вт электрической энергии, при  $\Delta T = 20^\circ \text{C}$  — 0,3 Вт и при  $\Delta T = 30^\circ \text{C}$  — 0,5 Вт.

### § 8.3. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

#### Определение

Терморезистором (термистором) называют определенной формы полупроводник одного типа проводимости с двумя невыпрямляющими контактами, величина сопротивления которого резко изменяется при изменении температуры или каких-либо других физических величин, функционально связанных с ней.

Как уже известно, проводимость полупроводников сильно возрастает с ростом температуры. Так, например, повышение температуры на  $10^\circ \text{C}$  увеличивает проводимость примерно на 75%.

Измеряя сопротивление полупроводника, можно судить о его температуре, т. е. применять его в качестве термометра. Такие термометры сопротивления или терморезисторы нашли широкое применение в технике. Терморезисторы могут быть изготовлены самых различных размеров и форм и с большим разнообразием термических и электрических характеристик.

Малые размеры, высокая механическая прочность и большой срок службы терморезисторов обусловили широкое применение их в технике.

Терморезисторы используют для дистанционного и централизованного измерения и регулирования температуры в качестве реле времени, генераторов, модуляторов и усилителей низких частот, стабилизаторов напряжений, предохранителей, дистанционных бесконтактных переменных резисторов и т. д.

Наибольшее распространение получили терморезисторы с отрицательным температурным коэффициентом, т. е. у которых при увеличении температуры сопротивление уменьшается. Однако уже разработаны и широко используются высокочувствительные терморезисторы с положительным температурным коэффициентом. Среди них особое место занимают так называемые *позисторы*. В определенном интервале температур позистор имеет очень высокий температурный коэффициент сопротивления, что позволяет их широко использовать в схемах защиты.

В зависимости от способа управления температурой полупроводникового элемента терморезисторы подразделяются на два класса — терморезисторы (или термисторы) прямого и косвенного подогрева.

Термистор прямого подогрева это двухполюсник, сопротивление которого определяется собственной температурой, т. е. джоулевой теплотой, выделяемой внутри терморезистора за счет протекающего через него тока подогрева. Но необходимо при этом учитывать и температуру окружающей среды.

Известно, что зависимость удельного сопротивления полупроводника от температуры на малом интервале температуры носит экспоненциальный характер. Поэтому зависимость сопротивления терморезистора от температуры в рабочем интервале температур можно записать

$$R = R_{\infty} \exp \frac{B}{T}, \quad (8.19)$$

где  $T$  — абсолютная температура;  $R_{\infty}$  — условное сопротивление терморезистора при  $T = \infty$ ;  $B$  — температурная постоянная.

На рис. 8.8 приведены зависимости сопротивления от температуры для терморезистора и в качестве сравнения для металличе-

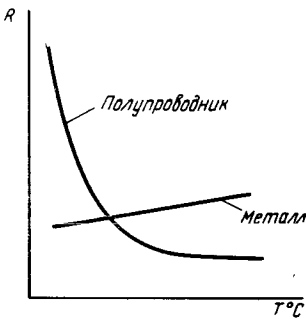


Рис. 8.8. Зависимости сопротивления терморезистора и металлического резистора от температуры

ского резистора. Как видно из рисунка, сопротивление металла с ростом температуры увеличивается линейно, хотя и незначительно, в то время как сопротивление терморезистора убывает по экспоненциальному закону.

### Параметры и характеристики терморезисторов

Рассмотрим основные параметры и характеристики терморезисторов прямого подогрева.

На рис. 8.9 приведены статические характеристики терморезисторов. Они имеют ярко выраженную нелинейность. При снятии характеристики после установления дискретного значения тока делалась достаточная выдержка времени до отсчета напряжения, чтобы температура терморезистора установилась. Рассмотрим характеристику с отрицательным участком  $I$ , наиболее распространенную для терморезисторов.

На начальном участке  $ab$  (рис. 8.9), на котором  $dU/dI > 0$ , характеристика линейная, так как при достаточно малых токах мощность рассеяния мала, чтобы нагреть терморезистор. На этом участке соблюдается закон Ома. Дифференциальное сопротивление положительное. При повышенных токах и напряжениях температура терморезистора возрастает.

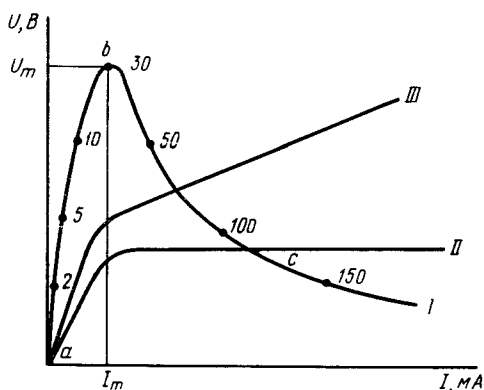


Рис. 8.9 Статические характеристики терморезисторов

При дальнейшем повышении тока сопротивление терморезистора падает, следовательно, снижается рост напряжения на нем. Поэтому характеристика отклоняется вправо от начальной прямолинейной части. Крутизна вольт-амперной характеристики уменьшается. При некотором значении тока  $I_m$  (см. точку  $b$ , рис. 8.9) относительное увеличение тока становится равным вызванному им относительному понижению сопротивления, в результате чего напряжение на терморезисторе остается постоянным и достигает максимального значения  $U_m$ .

Этому значению тока соответствует максимум кривой. При дальнейшем увеличении тока сопротивление понижается сильнее, чем увеличивается ток, и напряжение начинает уменьшаться (см. участок  $bc$ , рис. 8.9). На этом участке  $dU/dI < 0$ , т. е. дифференциальное сопротивление отрицательно. Именно этот участок является рабочей частью вольт-амперной характеристики терморезистора.

Технологические приемы позволяют менять вольт-амперную характеристику терморезистора в широких пределах.

Чтобы служить стабилизатором напряжения, термистор должен работать в режиме, соответствующем вершине кривой. Поэтому у терморезисторов, предназначенных для этих целей, падающий участок характеристики отсутствует. На значительном участке она идет параллельно оси токов (см. рис. 8.9, кривая II).

У других типов терморезисторов на протяжении всей вольт-амперной характеристики увеличение тока терморезистора вызывает увеличение напряжения (см. рис. 8.9, кривая III). Такие терморезисторы применяют в измерительных схемах.

Форму вольт-амперной характеристики можно деформировать также параллельно-последовательным соединением терморезисторов между собой. В некоторых случаях бывает полезно соединять терморезисторы с обычными металлическими резисторами, конденсаторами и катушками индуктивности.

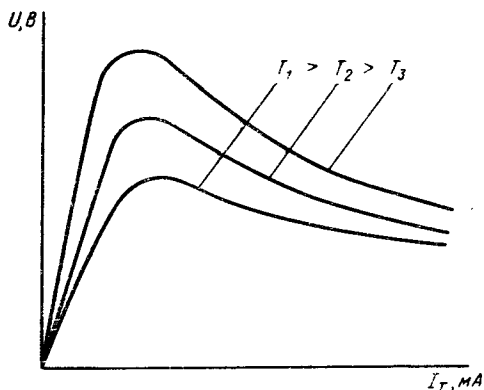


Рис. 8.10. Статические вольт-амперные характеристики терморезистора при различных температурах

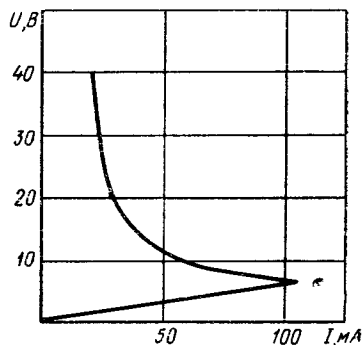


Рис. 8.11. Вольт-амперная характеристика позистора

Увеличение температуры внешней среды вызывает дополнительный нагрев терморезистора и уменьшение его сопротивления. При том же значении тока и напряжения мощность рассеяния на терморезисторе снизится, так как

$$U_T = I_T R_T,$$

$$P_T = I_T^2 R_T$$

и вольт-амперная характеристика сместится вниз (рис. 8.10). Очевидно, что при понижении температуры вольт-амперная характеристика сместится вверх.

На рис. 8.11 приведена вольт-амперная характеристика позистора. С увеличением температуры окружающей среды точка



максимума тока сдвигается влево, так как требуется меньшая мощность для нагрева до критической температуры.

В связи с тем, что величины токов и напряжений терморезистора имеют большой диапазон, удобно представлять статическую вольт-амперную характеристику в логарифмическом масштабе (рис. 8.12). Наклон кривой на  $45^\circ$  соответствует постоянному сопротивлению; наклон на минус  $45^\circ$  соответствует постоянной мощности.

Основным параметром терморезистора является номинальное сопротивление или, как его часто называют, — холодное сопротивление  $R_0$ . Оно измеряется на постоянном токе при некоторой исходной температуре, обычно при  $+20^\circ\text{C}$ .

В справочниках указывают также допустимое отклонение от номинального сопротивления. Для большинства типов терморезисторов оно составляет  $\pm 20\%$ .

Холодное сопротивление терморезисторов составляет от нескольких омов до нескольких сот килоомов и имеет значительный разброс в пределах какого-либо типа.

Температурная чувствительность

$$B = \Delta w / 2K$$

представляет собой не что иное как энергию активации электронов. Следовательно, как видно из формулы, сопротивление терморезистора тем выше, чем шире запрещенная зона  $\Delta w$  материала полупроводникового элемента. Если полупроводниковый элемент изготовлен из смеси различных материалов, в выражении для  $B$  под  $\Delta w$  следует понимать некоторую эффективную ширину запрещенной зоны для данной композиции.

Коэффициент  $B$  может быть определен экспериментально следующим образом.

Записав выражение (8.19) для температур  $T_0$  и  $T$  и поделив полученные выражения одно на другое, получим формулу зависимости сопротивления терморезисторов от заданной температуры:

$$R_T = R_0 \exp B \left( \frac{T_0 - T}{T_0 T} \right) \quad (8.20)$$

или

$$T = \frac{1}{\frac{1}{R_0} + \frac{1}{B_0} \ln \frac{R_T}{R_0}} \quad (8.21)$$

Преобразуя выражение (8.21), получим формулу температурной чувствительности:

$$B = \frac{T_0 T}{T - T_0} \ln \frac{R_0}{R_T} \quad (8.22)$$

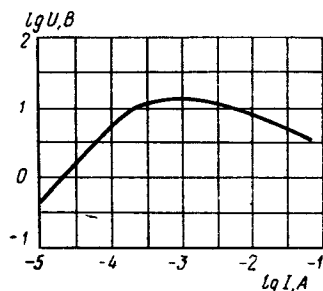


Рис. 8.12. Вольт-амперная характеристика терморезистора в логарифмическом масштабе

Теперь, подставляя в выражение (8.22) измеренные значения температур  $T_0$  и  $T$  и соответствующие им значения  $R_T$  и  $R_0$ , определим  $B$ . Различные типы терморезисторов имеют значение  $B$   $700 \div 15\,800^\circ\text{K}$ .

Величину  $B$  можно считать постоянной лишь для малого интервала температур. Поэтому иногда вводят параметр — температурная чувствительность во всем интервале температур  $B_0$ .

Температурный коэффициент сопротивления ТКР определяется как относительное изменение сопротивления терморезистора на  $1^\circ$  изменения температуры:

$$\text{TKR} = \frac{1}{R_T} \cdot \frac{dR_T}{dT}. \quad (8.23)$$

Подставляя выражение (8.19) в уравнение (8.23) и дифференцируя, получим

$$\text{TKR} = -B_0/T^2. \quad (8.24)$$

Таким образом, температурный коэффициент сопротивления терморезисторов, в отличие от ТКР обычных резисторов, величина отрицательная и изменяется в широких пределах.

Величина ТКР важна при расчетах режимов работы схем с терморезисторами и составляет  $(-0,8) \div (-6,0)\%$ /град.

Большой интерес представляет зависимость ТКР терморезистора от температуры. В качестве примера на рис. 8.13 приведена зависимость ТКР терморезистора от температуры для терморезистора с отрицательным ТКР и для позистора.

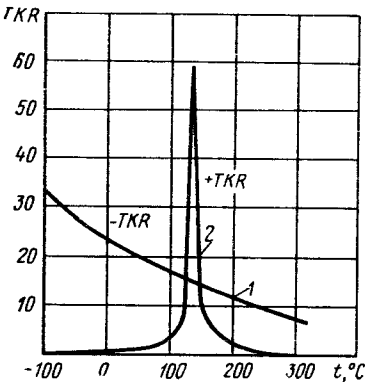


Рис. 8.13. Зависимость ТКР от температуры:

1 — для терморезисторов с отрицательным ТКР; 2 — для позисторов

Для позисторов характерно резкое увеличение ТКР при увеличении температуры в узком интервале температуры (рис. 8.13, кривая 2).

Коэффициент рассеяния  $H$  определяется как мощность рассеяния, вызвавшая перегрев терморезистора на  $1^\circ\text{C}$  по сравнению с окружающей температурой в установившемся режиме.

Коэффициент рассеяния может быть определен по вольт-амперной характеристике и зависимости сопротивления терморезистора от температуры. Действительно для любой точки кривой (см. рис. 8.9) по отношению  $U/I$  находим сопротивление постоянному току  $R_T$  для заданной температуры  $T$ , а также мощность рассеяния  $P=IU$ . Построив зависимость  $P(T)$ , можно определить наклон ее, т. е.

$$dP/dT = H.$$

Чувствительность по мощности  $g$  определяется как входная мощность в ваттах, необходимая для понижения сопротивления термистора на 1%, или от  $R_0$  до  $0,99 R_0$ .

Чувствительность по мощности определяет крутизну отрицательного участка статической вольт-амперной характеристики тиристора. Коэффициент  $g$  определяется из выражения

$$g = \frac{100}{\frac{1}{R_T} \cdot \frac{\partial R_T}{\partial P}} = \frac{H}{\alpha_T}.$$

Переходные процессы в цепях с терморезисторами могут быть использованы для различных технических целей. Например, различные реле времени, тепловая защита машин, схемы температурной сигнализации и другие устройства. С другой стороны, переходные процессы создают определенную инерционность в работе терморезисторов, что в ряде случаев ограничивает их применение, поэтому необходимо определить время переходного процесса терморезисторов.

Описывать инерционность терморезисторов удобно с помощью теплоэлектрической эквивалентной схемы. Терморезистор является тепловым аналогом электрической цепи, состоящей из последовательно соединенных конденсатора и сопротивления (рис. 8.14), где конденсатор соответствует теплоемкости терморезистора  $C_t$ , а сопротивление — тепловому сопротивлению  $R_t = 1/H$ .

Постоянная времени этой цепи  $\tau$  соответствует тепловой постоянной времени  $\tau_t$ , которая и является параметром, характеризующим быстрдействие терморезисторов.  $\tau_t$  определяется как время, в течение которого температура терморезистора увеличится на 63% от начального значения при подаче входной мощности. Тепловая постоянная определяется как отношение теплоемкости терморезистора к коэффициенту теплоотдачи:

$$\tau_t = C_t/H.$$

Постоянная времени определяется размерами и конструкцией, а также состоянием окружающей среды. Время задержки схемы на терморезисторах составляет 10 мс÷10 мин.

Теплоемкость терморезистора  $C_t = dQ/dt$  определяется количеством тепла в джоулях, запасаемого терморезистором при повышении его температуры на 1°С по сравнению с температурой окружающей среды.

К предельным режимам терморезистора относятся максимальная рабочая температура  $T_{\max}$ , до которой термо-

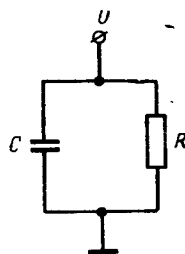


Рис. 8.14. Эквивалентная теплоэлектрическая схема терморезистора

резистор сохраняет свои характеристики в заданных пределах и обеспечивается стабильная работа в течение гарантированного срока службы. Максимальная рабочая температура определяется свойствами материала как полупроводникового элемента, так и металлических соединений (особенно припоев) и конструктивными особенностями терморезистора.

Максимальная мощность  $P_{\max}$ , рассеиваемая терморезистором, при которой обеспечивается его стабильная работа в течение гарантированного срока службы. Определяется она из выражения.

$$P_{\max} = \frac{T_{\max} - T_0}{R_t}$$

Таким образом, при максимальной мощности рассеяния терморезистор при окружающей температуре  $T_0$  нагревается от протекающего через него тока до максимальной температуры. Превышение максимальной мощности, как и температуры, приводит к необратимым изменениям в терморезисторе и выходу его из строя.

Значения основных параметров, соответствующих максимуму характеристики терморезистора, можно определить по формулам:

$$T_t = \frac{B}{2} (1 - \sqrt{1 - 4T_0/B}),$$

$$P_t = \frac{T_t - T_0}{R_t},$$

$$R_t = R_0 \exp B \left( \frac{T_0 - T_t}{T_0 T_t} \right), \text{ а отсюда}$$

$$U_t = \sqrt{R_t P_t},$$

$$I_t = \sqrt{P_t / R_t}.$$

### Технология изготовления и применение

Первой задачей при создании терморезисторов является выбор исходного материала. Он должен иметь высокие проводимость и ТКР, регулируемые в широких пределах, должен быть электронного типа, не чувствительным к загрязнению.

Этим требованиям удовлетворяют кристаллические полупроводниковые материалы.

Широко применяются смеси окислов разных металлов, например, двуокись титана с окисью магния, закись никеля с окисью лития, окись никеля с окисью кобальта и т. д.

Варьируя составами смесей, можно достигнуть в широких пределах значения сопротивления терморезистора при достаточно высоком температурном коэффициенте сопротивления. Например, на основе смесей окислов меди и марганца получены материалы, обладающие значениями  $\rho = 0,1 \div 10^6$  Ом и  $\alpha_t = -3$ .

Терморезисторы, изготовленные из ферритов, благодаря высокой чувствительности их сопротивления к магнитному полю позволяют измерять большие уровни мощности СВЧ. Поэтому ферромагнитные материалы являются наиболее перспективными.

Позисторы обычно изготавливают из материала с положительным ТКР, например из титаната бария с добавками редкоземельных элементов — лантана, церия и т. п.

Терморезисторы могут быть изготовлены методом, позволяющим отформовать и снабдить металлическими контактами полупроводниковый элемент нужных размеров.

Для массового производства терморезисторов применяют методы керамической технологии — спекания порошковых материалов в твердое тело определенной формы. Наиболее широкое распространение получил метод формовки резисторов нужного размера и формы из порошка смеси двух, трех или более окислов, полученного химическим способом. В порошок добавляют связующий материал и разбавитель до получения тестообразной массы. В качестве связки используют силикат натрия, парафин, различные смолы и др.

При высокотемпературном обжиге разбавитель улетучивается, связка выгорает, а зерна порошка сплавляются в плотную однородную массу. Металлические контакты наносят в виде пасты (золотой, серебряной или платиновой) по бокам заготовок. При обжиге паста спекается в сплошную металлическую пленку, к которой припаивают проволочные выводы.

Готовую структуру терморезистора покрывают защитной краской, смолами или помещают в специальный защитный корпус. В ряде случаев его помещают в вакуумный или газонаполненный стеклянный баллон.

Терморезисторы изготавливают в виде бусинок, стержней, дисков, шайб и пленок. Кроме того, каждый из них может быть различных размеров и из разнообразных полупроводниковых материалов для получения желаемых электрических характеристик.

При изготовлении бусинок терморезисторов на две проволочки из платинового сплава, натянутых параллельно друг другу, наносится паста из смеси порошка полупроводника с органическим связующим веществом. Пасту приготавливают более жидкой. За счет сил поверхностного натяжения паста стягивается в сферическую бусинку. Таким образом, может быть нанесено сразу несколько десятков шариков. Далее бусинки спекаются в печи. Частицы порошка стягиваются вокруг проволочек и создают плотный и постоянный контакт с ним. Далее проволочки разрезают и получают отдельные приборы. Для защиты от внешней среды бусинку покрывают стеклянной оболочкой или помещают в вакуумный либо наполненный инертным газом баллончик.

Стержневые термисторы получают продавливанием пасты через отверстие, резкой на отрезки нужной длины и спеканием. Контакты получают, как уже описано.

Термисторы в виде дисков и шайб изготавливают аналогичным образом прессовкой в формах нужных размеров. Иногда их прессуют без связки либо изготавливают горячим литьем под давлением.

Пленочные резисторы получают нанесением тонкого слоя жидкой смеси и дальнейшим спеканием и нанесением контактов описанным способом.

Быстродействие терморезисторов при работе их на высокой частоте обеспечивается снижением теплоемкости и повышением теплоотвода, а также выбором соответствующей геометрии полупроводникового элемента. При этом уменьшается тепловая постоянная времени.

Теплоемкость определяется массой и удельной теплоемкостью материала, из которого изготовлен терморезистор.

Тепловое сопротивление зависит в основном от конструкции терморезистора. Наименьшее его значение достигают у приборов, помещенных в среду, хорошо отводящую тепло. Наиболее высокое тепловое сопротивление имеют вакуумные приборы.

Таким образом, материал для быстродействующего терморезистора должен иметь малую удельную теплоемкость. Полупроводниковый элемент должен быть малых размеров и иметь хороший

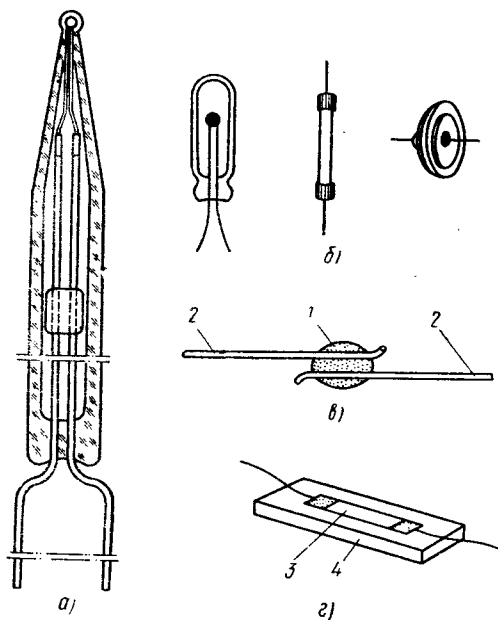


Рис. 8.15. Конструкции терморезисторов:  
*а* — в виде стержня; *б* — шайб и дисков; *в* — бусинка; *з* — пленка; *1* — бусинка; *2* — подводящие проводники; *3* — пленка; *4* — основания из стекла, кварца или керамики

тепловой контакт с радиатором.

Холодное сопротивление и чувствительность по мощности также определяются материалом.

На рис. 8.15 приведены наиболее распространенные конструкции терморезисторов.

Позисторы изготавливают из титанатобариевой керамики с примесью редкоземельных элементов таких, как лантан, церий и др. В определенном узком интервале температур сопротивление такого материала увеличивается на несколько порядков. Варьируя процентное содержание редкоземельных элементов, можно сдвигать диапазон температур с резким изменением и изменять характер зависимости.

Полупроводниковая керамика изготавливается аналогично обычной керамике. Однако здесь следует учитывать основные требования полупроводникового производства: высокую степень чистоты и тщательного контроля за технологическими процессами.

Титанат бария смешивают с примесью в шаровой мельнице и перемалывают. Далее смесь фильтруют, сушат и обжигают при температуре более  $1000^{\circ}\text{C}$ . Полученный хрупкий материал после отжига вновь перемалывают в порошок и прессуют в виде пластин, брусков шайб или дисков. Полученные элементы подвергают обжигу.

Омические контакты получают химическим осаждением на керамику пленки никеля и дальнейшей термообработкой при температуре  $500^{\circ}\text{C}$ . К металлической пленке присоединяют выводы. Полученный таким образом элемент покрывают защитной оболочкой из стекла, эпоксидных смол и т. д.

По конструктивному оформлению позисторы аналогичны терморезисторам (рис. 8.16).

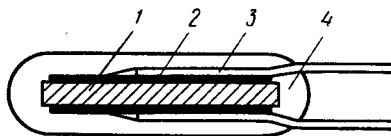


Рис. 8.16. Конструкция позистора: 1 — полупроводниковый элемент; 2 — электрод; 3 — вывод; 4 — защитное покрытие

Терморезисторы могут быть изготовлены также из германия, кремния, карбида кремния и фосфида галлия как с положительным, так и отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Применяется кремний *n*- и *p*-типа. Так, например, терморезистор, изготовленный из кремния *n*-типа с удельным сопротивлением, несколько меньшим  $1\text{ Ом}\cdot\text{см}$  с положительным ТКР, обладает номинальным сопротивлением  $50\div 500\text{ Ом}$  и почти линейной зависимостью сопротивления от температуры ( $\text{TKR} = 0,7-1\%$  при  $1^{\circ}\text{C}$ ).

Кремниевые терморезисторы имеют значительно меньшие габариты, малую постоянную времени и более высокий ТКР по сравнению с терморезисторами, изготовленными на основе меди и платины.

Терморезисторам свойственно старение, т. е. значительное изменение их параметров в процессе эксплуатации и хранения. Старение терморезисторов связано со сложными процессами, происходящими на поверхности полупроводника и на контактах с металлом. Подбор соответствующих материалов для полупроводникового элемента и выводов, конструктивное исполнение (вакуум, покрытие) и, наконец, проведение специальных тренировок (искусственное старение), позволяющих стабилизировать параметры одних приборов и отбраковывать другие наиболее нестабильные, позволяет увеличить срок службы терморегулятора. Искусственное старение проводится при температуре  $200\div 500^{\circ}\text{C}$  в течение нескольких суток. Гарантированный срок службы терморезисторов обычно указывают в технических условиях. При эксплуатации терморезисторов в допустимых режимах стабильность

их повышается и срок службы становится значительно выше указанного в технических условиях.

Терморезисторы с косвенным подогревом представляют собой полупроводниковый элемент, помещенный внутри специальной подогревной обмотки, т. е. представляет собой две термически связанные, но электрически изолированные цепи.

Полупроводниковый элемент терморезистора изготавливается также как и для терморезистора прямого подогрева, но бывает, как правило, стержневого типа.

Полупроводниковый элемент помещается внутри тонкой подогревательной катушки (рис. 8.17, а). Все это закреплено в стеклянном корпусе, так что получается четырехполюсник (рис. 8.17, б).

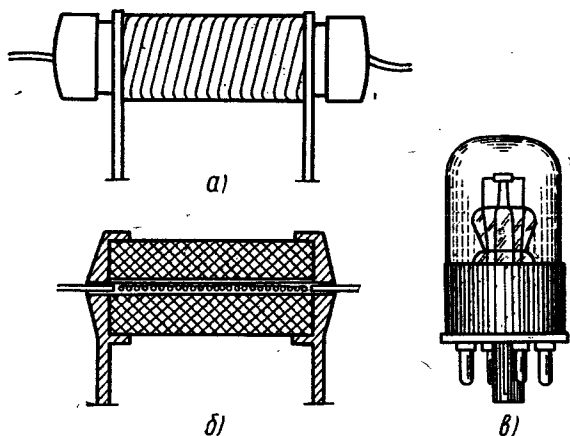


Рис. 8.17. Конструкции терморезисторов с косвенным подогревом

Другая, часто встречающаяся конструкция представляет собой полупроводниковый цилиндр с внутренним подогревателем (рис. 8.17, в). Цепь подогрева является управляющей, а цепь полупроводникового элемента — управляемой. Наличие двойного управления таких приборов существенно расширяет их область применения.

С изменением мощности, выделяемой в подогревателе, величина сопротивления терморезистора изменяется.

Статические характеристики терморезистора косвенного подогрева устанавливают связь между параметрами управляемой и управляющей цепей.

Ток, протекающий через подогреватель, сдвигает характеристику полупроводникового элемента. На рис. 8.18 приведено семейство характеристик терморезистора косвенного подогрева. Для разных значений тока разогрева получились разные характеристики, так как при этом изменяется местная температура, от которой зависят свойства полупроводникового элемента.



Повышение температуры терморезистора по отношению к температуре окружающей среды определяется сопротивлением обмотки подогревателя, теплоемкостью полупроводникового элемента, теплопроводностью между элементом и обмоткой.

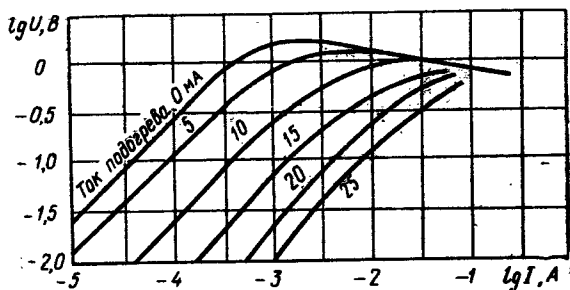


Рис. 8.18. Семейство вольт-амперных характеристик терморезистора косвенного подогрева

Рассмотренные параметры терморезисторов прямого подогрева соответствуют и параметрам терморезисторов косвенного подогрева. Однако помимо этих параметров для терморезисторов косвенного подогрева дополнительно вводятся следующие:

- а) максимально допустимый ток подогревателя;
- б) максимально допустимая мощность рассеяния в подогревателе;
- в) горячее сопротивление — сопротивление полупроводникового элемента при максимально допустимой мощности, рассеиваемой в подогревателе;
- г) минимальный ток через полупроводниковый элемент.

Инерционность терморезисторов косвенного подогрева определяется как постоянной времени установления температуры полупроводникового элемента за счет тепла, выделяемого при прохождении через него тока, так и постоянной времени установления температуры за счет тепла в обмотке подогрева.

Действие тока подогрева на электрические параметры терморезистора аналогично действию температуры окружающей среды.

Первоначально терморезисторы применялись только как термометры. В дальнейшем они стали применяться не только для контроля, но и для поддержания желаемой температуры в данном объеме, включая нагреватель при ее понижении и выключая его при нагреве.

Поскольку терморезистор обладает тепловой инерцией характеристики, изменения его тока во времени используются в схемах временной задержки в качестве реле времени, когда нужно включать одно электрическое устройство через заданное время после другого.

Терморезистор имеет большой отрицательный температурный коэффициент сопротивления, поэтому включение его в цепь из металлических резисторов, имеющую положительный температурный коэффициент (см. рис. 8.8), может сделать характеристики цепи почти не зависящими от температуры. Таким образом, с помощью терморезисторов легко обеспечить температурную компенсацию ряда элементов электрической цепи, тепловой контроль различных механизмов, пожарную сигнализацию.

Часть характеристики с отрицательным сопротивлением терморезисторов используется в усилителях.

Терморезисторы применяют регулируя напряжение и ток для ослабления случайных и систематических колебаний напряжения и тока.

Терморезисторы применяют как датчики температуры в радиозондах. В медицине их используют для внутривенной термометрии. Терморезисторы в виде тонких пленок, имеющих малую тепловую инерцию, используются в спектроскопии как индикаторы излучения, для измерения: вакуума, мощности на УВЧ, скоростей движения жидкости и газов, теплопроводностей жидкостей и газов и т. д.

Термисторы с косвенным подогревом чаще всего используют для автоматической регулировки усиления, в телемеханике, где с их помощью можно дистанционно регулировать работу телемеханических систем.

В табл. 8.1 в качестве примера приведены параметры наиболее распространенных отечественных терморезисторов. Буквами обозначают: КМ — кобальтомарганцевые, ММ — меднозакисные и т. д.; цифры — условные обозначения конструктивного оформления.

#### § 8.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ БОЛОМЕТРЫ

Терморезисторы применяют и для измерения лучистой энергии. Терморезисторы, измеряющие интенсивность электромагнитного излучения в оптическом диапазоне частот, получили название болометров.

Болометры нашли широкое применение в астрономии (локация Луны), в военной технике (ИК-локаторы), в различных спектротрических исследованиях, в бесконтактных термометрах и т. д.

Помимо параметров, общих для всех терморезисторов, для болометров вводятся дополнительные.

Рабочее напряжение — напряжение, которое необходимо приложить к болометру. Чувствительность  $S_f$  на частоте модуляции лучистого потока  $f$

$$S_f = A \frac{TKR}{F},$$

где  $U$  — напряжение, приложенное к болометру;  $F$  — размер рабочей поверхности;  $A$  — коэффициент пропорциональности.

Параметры наиболее распространенных отечественных терморезисторов

Параметры	Терморезисторы прямого подогрева			Болометры			Позисторы		Терморезисторы косвенного подогрева		
	КМТ-4	ММТ-9	КМТ-11	Т8М	БКМ-1	БКМ-1	СТ5-2	СТ6-36	ТКП-300	ТКП-300	ТКП-20
	20—1000	0,001—5,0	100—3000	0,2	2 · 10 <sup>6</sup>	2,1 · 10 <sup>6</sup>	20—150	1000—10000	10	2,5	0,5
Номинальное сопротивление при 20°C $R_0$ , КОМ	4,5—6,0	2,4—3,4	≥ 4,2	—	—	—	20	15	3,5	2,3	2,0
TKR, %/°C	(-20)÷(+120)	(-60)÷(+120)	0÷(+120)	—	—	—	(-60)÷(+120)	(-60)÷(+125)	—	—	—
Рабочий интервал температуры, °C	900	—	250	11	—	—	интервал рабочего ТКР 120—190	интервал рабочего ТКР 10—125	200	подогреватели при $I_{max}$	180
Максимальная мощность рассеяния, $P_{max}$ , мВт	—	—	—	—	—	—	≥ 10 <sup>3</sup>	≥ 10 <sup>3</sup>	20	—	—
Кратность изменения $R$ в области рабочего ТКР	—	—	—	—	—	—	10—15	5	—	—	—
Коэффициент рассеяния, мВт/град	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
Чувствительность в рабочей точке $S$ , Ом/мВт	—	—	—	66—90	204В/Вт	314В/Вт	—	—	—	—	—
Порог чувствительности $S_n$	—	—	—	—	1,2 · 10 <sup>-9</sup>	8 · 10	—	—	—	—	—
Постоянная времени $\tau$ , мкс	115 × 10 <sup>6</sup>	—	2,5 · 10 <sup>6</sup>	—	135	4,3	10 · 10 <sup>6</sup> —15 · 10 <sup>6</sup>	5 · 10 <sup>6</sup>	13,5 · 10 <sup>6</sup>	114 · 10 <sup>6</sup>	143 · 10 <sup>6</sup>

Параметры	Терморезисторы прямого подогрева				Болометры			Позисторы		Терморезисторы косвенного подогрева		
	КМТ-4	ММТ-9	КМТ-11	Т8М	БКМ-1	БКМ-4	СТ5-1	СТ6-36	ТКП-300	ТКП-300	ТКП-20	ТКП-20
Сопротивление подогревной обмотки при токе 10 мА, Ом	—	—	—	—	—	—	—	—	—	30	40	40
$I_{\max}$ подогревателя, мА	—	—	—	—	—	—	—	—	—	20	35	40
$R_{T \max}$ при $P_{\max}$ подогрева, Ом	—	—	—	—	—	—	—	—	—	300	50	20
Рабочее напряжение $U$ , В	—	—	—	—	60	100	—	—	—	—	—	—
Поверхность, мм <sup>2</sup>	—	—	—	—	1,35	0,68	—	—	—	—	—	—
Э.д.с. шумов, мкВ	—	—	—	—	0,25	0,25	—	—	—	—	—	—

На практике чувствительность болометров определяется как отношение полезного сигнала  $U$ , снимаемого с болометра, к мощности лучистой энергии, падающей на активный элемент:  $S_s, \text{ В/Вт} = U/W$  (у некоторых типов болометров достигает 1000). Порог чувствительности  $W_n$ —минимальная мощность, которую способен зарегистрировать болометр, выражается в ваттах.

Обычно порог чувствительности определяется как мощность излучения, вызывающая на входе болометра сигнал, равный среднеквадратичному напряжению шумов. Действительно, порог чувствительности определяется в первую очередь собственными шумами болометра, а также колебаниями тока, напряжения и температуры полупроводникового элемента.

Теоретическое значение порога чувствительности для полупроводниковых болометров составляет  $5 \cdot 10^{-11}$  Вт. В связи с вышесказанным важной характеристикой болометра является уровень собственных шумов.

Важной характеристикой болометра является постоянная времени  $\tau_t$ . Для серийно выпускаемых болометров она составляет обычно несколько десятков секунд.

Полупроводниковый элемент болометра выполняют в виде тонкой пленки, толщиной 10—20 мкм. Как и в случае изготовления обычных терморезист-

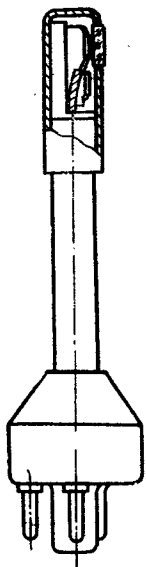


Рис. 8.19. Конструкция полупроводникового болометра

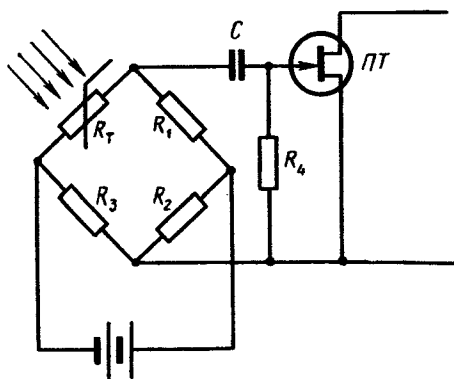


Рис. 8.20. Схема включения болометра

торов, смесь порошков двух или трех окислов перемешивают с органической связкой. Полученную суспензию наносят тонким слоем на стеклянную пластинку. После просушки пленку разрезают на куски требуемых размеров и формы и обжигают при высокой температуре. Большое значение имеет режим отжига и формирование омических контактов для обеспечения низких переходных сопро-

тивлений и, следовательно, минимального уровня собственных шумов.

Для предохранения от температуры окружающей среды полупроводниковый болометр собирают из двух полупроводниковых элементов. Один активный, подверженный облучению, другой пассивный, закрытый светонепроницаемым экраном. Оба элемента идентичны по параметрам и включаются как плечи мостовой схемы. Такие болометры имеют три вывода. Один вывод общий для активного и компенсационного элементов. Конструкция полупроводникового болометра приведена на рис. 8.19.

В качестве примера в табл. 8.1 приведены основные параметры некоторых отечественных болометров.

Наиболее распространенная схема включения болометра показана на рис. 8.20. Резистор  $R_1$  — второй чувствительный элемент, включаемый для компенсации случайных колебаний температуры окружающей среды. Сигнал с болометра поступает на затвор полевого транзистора. Последующие усилительные каскады построены на биполярных транзисторах.

Болометр здесь служит высокочувствительным индикатором ИК излучения. С помощью его можно зарегистрировать излучение мощностью до  $10^{-9}$  Вт, при этом изменение температуры составляет  $10^{-7}$ – $10^{-6}$  град и вызывает появление сигнала порядка 1 мкВ.

Болометры применяют в качестве приемников лучистой энергии в спектральных приборах, для бесконтактного и дистанционного измерения температуры в различных системах ориентации.

#### Контрольные вопросы

1. Объясните принцип действия термоэлектрогенератора.
2. Какие условия необходимо выполнять для повышения к.п.д. и мощности термоэлектрогенераторов?
3. Назовите основные параметры полупроводникового холодильника. При каких условиях можно получить максимальное снижение температуры?
4. Что представляют собой терморезисторы? Дайте классификацию терморезисторов.
5. Назовите основные параметры терморезисторов и объясните их физический смысл.
6. Какие дополнительные параметры характеризуют терморезисторы косвенного подогрева?
7. Опишите основные параметры болометров.

§ 9.1. ФОТОРЕЗИСТОРЫ

Фоторезистором называют полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого меняется под действием светового потока.

Основной частью фоторезистора является полупроводниковый элемент, снабженный выводами и расположенный так, что на него может падать свет (рис. 9.1).

Принцип действия фоторезистора основан на образовании дополнительного количества подвижных носителей заряда в результате поглощения полупроводником лучистой энергии, вследствие чего уменьшается его сопротивление, т. е. возникает дополнительная электропроводность, называемая фотопроводимостью полупроводника.

Если освещать поверхность полупроводника непрерывно, то число дополнительных носителей заряда будет возрастать до наступления динамического равновесия, когда число вновь появившихся носителей будет равно числу рекомбинировавших. После прекращения освещения избыточные носители рекомбинируют друг с другом и восстанавливается прежняя величина проводимости, характерная для необлучаемого элемента.

Концентрация носителей заряда, возбужденных светом, определяется выражением

$$n_{\Phi} = \beta_1 \sqrt{\Phi}, \quad (9.1)$$

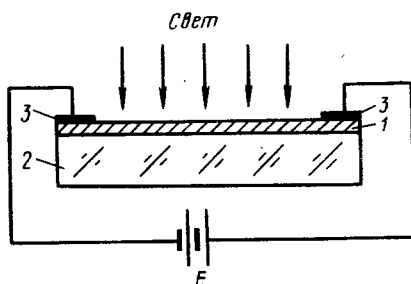


Рис. 9.1. Схема устройства фоторезистора:

1 — светочувствительный полупроводник;  
2 — подложка; 3 — токопроводящие электроды

где  $\Phi$  — интенсивность облучения;  $\beta_1$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от частоты падающего света и скорости рекомбинации носителей заряда.

Если концентрация носителей, возбужденных светом, меньше темновой концентрации, то

$$n_{\phi} = \beta_2 \Phi. \quad (9.2)$$

Выражение для фотопроводимости имеет вид

$$\sigma_{\phi} = e n_{\phi} \mu. \quad (9.3)$$

С энергетической точки зрения увеличение проводимости полупроводника объясняется переходом электронов под действием света из валентной зоны в зону проводимости.

При этом энергия фотонов  $h\nu$  должна быть больше энергии запрещенной зоны  $\Delta E$  (для примесного полупроводника  $\Delta E_n$ ). При этом валентные электроны переходят в свободную зону, оставляя на своем месте дырку. Эти дополнительные носители заряда определенное время находятся в свободном состоянии, а затем рекомбинируют, т. е. переходят либо в валентную зону, либо на примесные уровни.

Однако часть фотонов, поглощенных поверхностью полупроводника, рассеивается в кристаллической решетке, повышая интенсивность теплового движения.

Для получения фототока необходимо в цепь последовательно с фоторезистором включить посторонний источник э.д.с.

Выражение для фототока можно записать в виде

$$I_{\phi} = \sigma_{\phi} E S, \quad (9.4)$$

где  $\sigma_{\phi}$  — фотопроводимость;  $E$  — напряженность электрического поля;  $S$  — площадь сечения полупроводника, по которому протекает фототок.

Фототок представляет собой разность между световым током  $I_{\text{св}}$  и темновым  $I_{\text{т}}$ :

$$I_{\phi} = I_{\text{св}} - I_{\text{т}}. \quad (9.5)$$

Темновой ток является одним из параметров фоторезистора. Иногда более удобно пользоваться понятием темновое сопротивление, которое определяется как сопротивление неосвещенного фоторезистора. Для большинства фоторезисторов указывается нижний предел темнового сопротивления. Обычно величина темнового сопротивления находится в пределах от десятков килоом до нескольких мегом.



Для переноса электрона из валентной зоны в зону проводимости необходимо сообщить ему определенную энергию. В связи с тем, что различные материалы имеют различную ширину запрещенной зоны, для фоторезисторов существует пороговая длина волны, различная для различных материалов. Например, ширина запрещенной зоны германия 0,72 эВ, а кремния 1,12 эВ. И, соответственно, пороговая длина волны для германия 1,8 мкм, а для кремния 1,2 мкм. Для переноса электрона с примесного уровня в зону проводимости требуется значительно меньшая энергия (менее 0,1 эВ) и, соответственно, воздействие светом значительно большей длины волны (инфракрасный участок). Поэтому обычно наблюдаются несколько максимумов: основной коротковолновый и более слабые длинноволновые, обусловленные возбуждением электронов примесных центров.

На рис. 9.2 приведены вольт-амперные и световая характеристики фоторезистора.

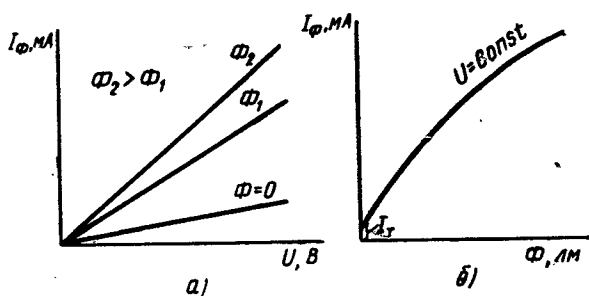


Рис. 9.2. Вольт-амперные (а) и световые (б) характеристики фоторезисторов

Вольт-амперные характеристики фоторезисторов линейны в пределах максимально допустимой мощности рассеяния на них. При большем напряжении на фоторезисторе вследствие чрезмерного нагрева его происходит разрушение светочувствительного слоя.

Вольт-амперные характеристики в общем случае могут быть записаны в виде

$$I_{св} = A_0 E^\alpha U^\gamma, \quad (9.6)$$

где  $\gamma$  — коэффициент нелинейности вольт-амперной характеристики;  $\alpha$  — коэффициент нелинейности световой характеристики;  $A_0$  — постоянная, определяемая параметрами полупроводника;  $U$  — приложенное напряжение,  $E$  — освещенность.

Световые характеристики фоторезисторов обычно нелинейны. Особенностью световых характеристик является наличие темнового тока, т. е. тока, протекающего через фоторезистор при отсутствии

освещенности (в темноте). В определенном интервале освещенностей она может быть аппроксимирована выражением

$$I_{св} = A_0 U \Phi^\alpha. \quad (9.7)$$

Основными характеристиками фоторезистора являются интегральная и спектральная чувствительность. Интегральная чувствительность фоторезисторов определяется как отношение разности токов при освещении  $I_{св}$  и темнового  $I_T$  к световому потоку, падающему на резистор при номинальном значении напряжения:

$$K_\Phi, \text{ мА/лм} = \frac{I_\Phi}{\Phi} = \frac{I_{св} - I_T}{\Phi}, \text{ при } U_{\text{ном}}, \quad (9.8)$$

где  $\Phi$  — световой поток, определяемый из выражения

$$\Phi, \text{ лм} = 10^{-4} SE; \quad (9.9)$$

$S$  — рабочая площадь фоторезистора,  $\text{см}^2$ ;  $E$  — освещенность, лк.

Интегральная чувствительность фоторезистора сильно зависит от температуры. При увеличении температуры интегральная чувствительность резко снижается, так как увеличивается равновесная концентрация носителей заряда и вероятность рекомбинации избыточных носителей, возникающих при освещении, что приводит к уменьшению фототока.

Увеличение концентрации носителей с ростом температуры приводит к возрастанию темнового тока.

В связи с этим в ряде случаев, где требуется высокая чувствительность, применяется охлаждение фоторезисторов.

Интегральная чувствительность фоторезистора достигает величины 4 А/лм.

Ввиду того, что зависимость между током и напряжением линейна (см. рис. 9.2, а), вводят параметр удельной чувствительности фоторезистора. Она равна отношению фототока к величине светового потока при условии, что приложенное к фоторезистору напряжение равно 1 В:

$$K_0 = \frac{K_\Phi}{U} = \frac{I_\Phi}{\Phi U}. \quad (9.10)$$

Таким образом, удельная чувствительность падает с увеличением светового потока.

Иногда для характеристики чувствительности фоторезистора удобно пользоваться относительным изменением сопротивлений

$$\frac{\Delta R}{R_T} = \frac{R_T - R_{св}}{R_T} \quad (9.11)$$

или параметром кратности изменения сопротивления, представляющим собой отношение темнового сопротивления к сопротивлению при освещенности  $R_T/R_{св}$ , где  $R_T$  — темновое сопротивление;  $R_{св}$  — сопротивление при освещенности  $E$ .

Очевидно, что кратность изменения сопротивления с увеличением освещенности возрастает, так как сопротивление  $R_{св}$  уменьшается, а  $R_T$  остается без изменений. Поэтому значение кратности указывается при определенной освещенности. Например, при освещенности в 200 лк кратность изменения сопротивления для сернистосвинцовых фоторезисторов составляет единицы, а для сернистокадмиевых достигает  $10^5$ .

Спектральная чувствительность фоторезистора определяется величиной фототока или фотопроводимости при освещении его единицей светового потока определенной длины волны.

На рис. 9.3 приведены спектральные характеристики некоторых фоторезисторов. Максимум приходится на длину волны соответствующей энергии, необходимой для перехода электронов в зону проводимости. Если полупроводник легирован примесями, то каждой примеси на графике спектральной чувствительности будет соответствовать свой максимум. Поэтому, например, сернистокадмиевые фоторезисторы имеют максимум чувствительности в красной и инфракрасной части спектра, сернистосвинцовые в инфракрасной, а сернистокадмиевые в видимой области спектра. Хотя все они имеют достаточно широкий максимум и, следовательно, чувствительность большинства фоторезисторов достаточно высокая в широком диапазоне волн, практически от инфракрасной области спектра до рентгеновских лучей.

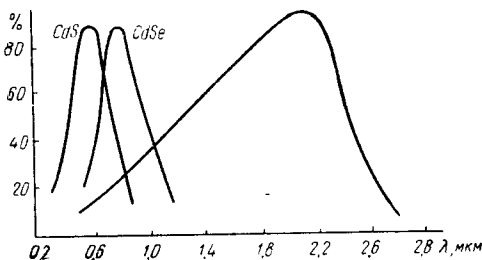


Рис. 9.3. Спектральные характеристики некоторых фоторезисторов

При увеличении температуры вид спектральной характеристики существенно изменяется. Причем характеристика может сдвигаться как в длинноволновую, так и в коротковолновую область спектра. Это объясняется тем, что ширина запрещенной зоны с увеличением температуры может как уменьшаться, так и увеличиваться.

Пороговая чувствительность характеризует минимальный световой поток, создающий в цепи фоторезистора электрический сигнал, обычно в 2—3 раза превышающий напряжение шума фоторезистора. С понижением температуры пороговая чувствительность возрастает. Поэтому для достижения высокого порога чувствительности применяют глубокое охлаждение фоторезистора. Охлаждение осуществляют криогенными жидкостями, термоэлектрическими теплообменниками или охлаждающими устройствами.

Однако следует учитывать, что при охлаждении уменьшается ширина запрещенной зоны и происходит сдвиг максимума спектральной чувствительности в длинноволновую область спектра.

Как уже было отмечено, величина фототока достигает своего максимального значения лишь через некоторое время после начала облучения. Точно так же после прекращения освещения фототок прекратится лишь через определенное время (рис. 9.4). Таким образом, фототок не успевает следовать за изменением освещенности.

Это объясняется конечным временем нарастания и спада концентрации избыточных носителей, которое определяется временем жизни неосновных носителей в данном полупроводниковом материале. В свою очередь время жизни неосновных носителей связано с наличием большого количества ловушек в поликристаллическом полупроводнике. Ловушки захватывают носители тока при включении света и освобождают их после выключения.

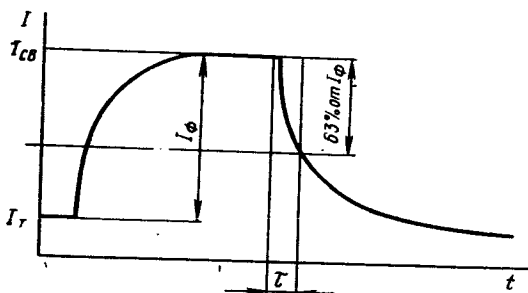


Рис. 9.4. Инерционность фоторезистора при мгновенном включении и выключении светового потока

Инерционность фоторезисторов характеризует постоянная времени  $\tau$ , за которое фототок уменьшится в  $e$  раз после мгновенного затенения фотоспротивления.

Инерционность фоторезистора сказывается, когда на него падает модулированный световой поток. При этом с увеличением частоты модуляции сила фототока будет снижаться.

Постоянная времени фоторезистора достигает величины  $10^{-7}$  с (для сернистосвинцовых фоторезисторов). Наиболее инерционны сернистокадмиевые фоторезисторы. С увеличением температуры и освещенности постоянная времени уменьшается.

Для фоторезисторов характерно, что фронт и спад фототока могут существенно отличаться.

Тепловые свойства фоторезистора определяются температурным коэффициентом фототока (ТКФ), выраженным в  $\% / ^\circ\text{C}$ . Величина ТКФ определяется из температурной зависимости фототока при определенном напряжении и освещенности.

К максимально допустимым режимам фоторезистора относятся:  $U_{\max}$  — максимальное рабочее напряжение, при котором не происходит необратимых изменений в структуре терморезистора;  $P_{\max}$  — максимальная мощность рассеяния, при которой фоторезистор остается работоспособным в течение гарантированного срока служ-

бы. Превышение мощности рассеяния приводит к превышению допустимой температуры и необратимым изменениям свойств фоторезисторов. С увеличением температуры окружающей среды максимально допустимая мощность снижается по линейному закону.

Фоторезисторам свойствен процесс старения. Он заключается в постепенном уменьшении омического сопротивления, изменении фототока и росте чувствительности. Процесс этот продолжается в течение нескольких сотен часов, после чего его параметры стабилизируются.

Рассмотрим устройство фоторезистора (рис. 9.5). На диэлектрическую подложку из стекла, слюды, керамики 1 наносится слой металла — золота, серебра или платины. В металлическом слое прорезают щель для разделения на два электрически изолированных электрода 3. Затем на поверхность металла наносится слой полупроводника 2. Для защиты от внешних воздействий фотоэлемент покрывают слоем лака или эпоксидной смолы, пропускающим свет лишь нужной области спектра и монтируют в металлический или пластмассовый корпус, который оборудован штырьками или гибкими выводами для включения в схему. Для проникновения света корпус имеет окошечко, расположенное над полупроводниковым слоем.

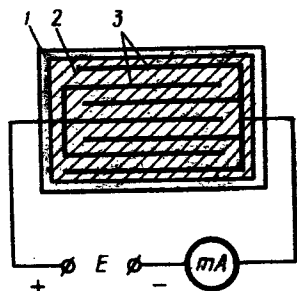


Рис. 9.5. Устройство фоторезистора:

1 — стеклянная пластина; 2 — полупроводник; 3 — электроды

Для использования в микросхемах, а также для случаев, когда предъявляются особые требования к габаритам аппаратуры, фоторезисторы выпускают в бескорпусном исполнении.

На рис. 9.6 приведены конструкции наиболее распространенных фоторезисторов.

Конструкции фоторезисторов обеспечивают включение в цепь с помощью прижимных контактов (ФС-КО), посредством включения в обычную панель (ФС-К1), посредством пайки (ФС-К7), например для включения в мостовую схему.

Фоторезисторы, предназначенные для применения в условиях повышенной влажности, имеют герметичный корпус.

Материалом для фоторезисторов служат сульфид свинца соединения сернистого кадмия, висмута и т. п., обладающие свойствами полупроводников.

Слой полупроводника должен быть тонким, чтобы относительное изменение проводимости было возможно большим. Это объясняется тем, что увеличение проводимости происходит лишь в приповерхностных слоях, где происходит поглощение света, и на расстоянии не более диффузионной длины носителей, куда диффундируют освободившиеся носители заряда.

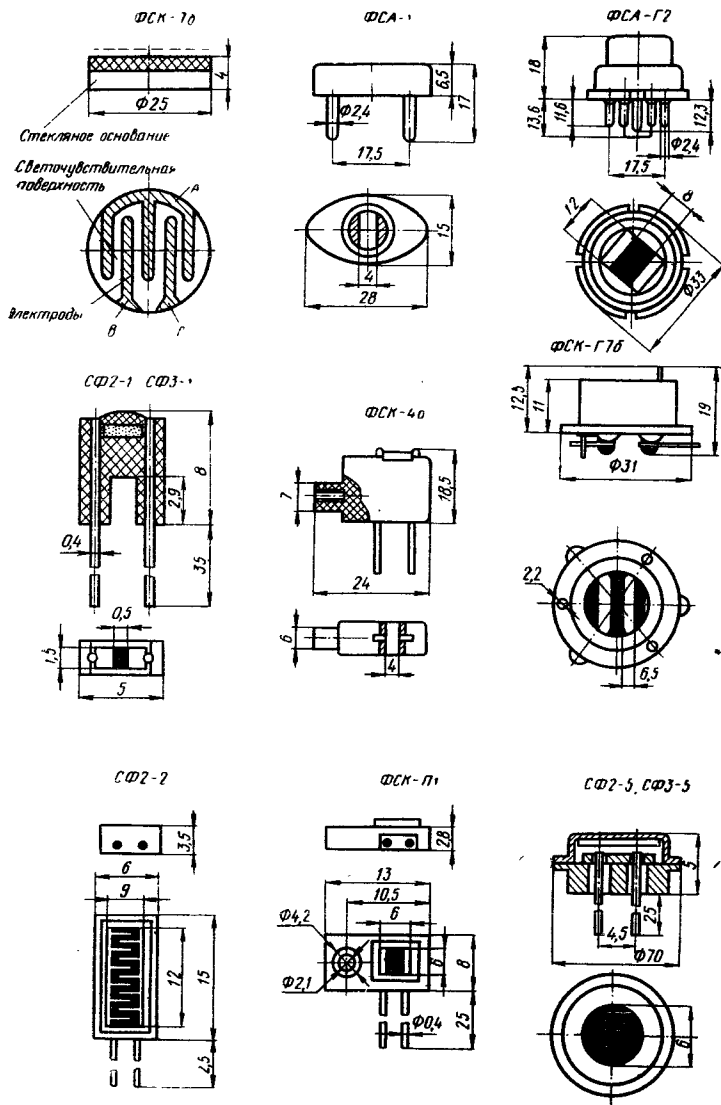


Рис. 9.6. Конструкция фоторезисторов

Полупроводниковый слой фоторезисторов получается методом испарения в вакууме, прессования и спекания из полупроводникового порошка тонких пластинок, химическим осаждением, изготовлением пластин из монокристалла.

После осаждения полупроводника пластинка отжигается в воздухе или какой-либо другой атмосфере, содержащей кислород. Эта обработка оказывает большое влияние на характеристики фотоэлемента. От природы и характера термообработки зависит спектральная чувствительность фотоэлемента.

Для работы в ИК области спектра предназначены фоторезисторы типа ФСА и ФСД, а для работы в области видимого света ФСК.

В ряде случаев фоторезисторы изготавливают с тремя выводами. Такие приборы применяются в качестве дифференциальных элементов.

Если фоторезисторы необходимо устанавливать вблизи с источником света, тогда используются фоторезисторы, на полупроводниковый слой которого падает лишь отраженный свет.

Фоторезисторы нашли широкое применение в различных областях техники. В первую очередь в устройствах регулирования различных величин, автоматики, сигнализации, телеуправления и т. д.

Широкое применение фоторезисторы нашли в схемах защиты. Как только контролируемый процесс нарушается, свет попадает на фотоэлемент и создает ток, который выключает двигатель и тем самым предупреждает несчастный случай или аварию.

Фотоспротивления используют для сортировки изделий по их окраске или размерам. Определяющим является количество света, падающего на фотоспротивление, в зависимости от которого изделия направляются в тот или иной раздел.

Фоторезисторы измеряют силу света и могут автоматически регулировать освещенность, включая дополнительные источники света, как только освещенность падает ниже желаемого предела.

Широкое применение нашли фоторезисторы в различных фотоэлектрических автоматических устройствах в кино- и фотоаппаратуре.

Фоторезисторы СФ4-1, изготовленные из селенида свинца, нашли широкое применение для дистанционного измерения температуры.

Для использования в дозиметрической аппаратуре предназначены рентгено-гамма-датчики (РГД), выполненные на основе селенида и сульфида кадмия.

Фоторезисторы предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного тока.

Обозначение фоторезисторов состоит из букв ФС или СФ (фотоспротивление), за которыми следует буква и цифра, характеризующие состав материала полупроводника и конструктивное

оформление (А—PbS, К—CdS, Г — герметизированная конструкция).

Основные данные некоторых типов фоторезисторов приведены в табл. 9.1.

Таблица 9.1

Параметры некоторых фоторезисторов

Тип фоторезистора	Материал	Рабочее напряжение, В	Чувствительность КФ, мА/лм	Темновой ток, мкА	Максимальная чувствительность $\lambda$ , мкм
ФС-А1	Сернистый свинец	4—40	20	150	2,1
ФС-К1	Сернистый кадмий поликристаллический	100—300	1200	1,5	0,52
ФС-КМ1	Сернистый кадмий монокристаллический	50—150	2000	—	0,51

## § 9.2. ФОТОЭЛЕМЕНТЫ

### Принцип действия фотоэлементов

Полупроводниковые приборы, в которых при воздействии светового потока возникает собственная электродвижущая сила (фото-э.д.с.), называют фотоэлементами. Фотоэлементы являются прямыми преобразователями световой энергии в электрическую. Фотоэлементы, предназначенные для преобразования

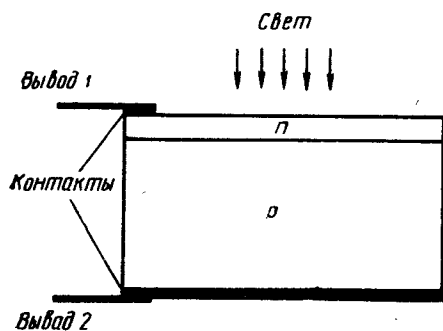


Рис. 9.7. Структура фотоэлемента

солнечной энергии, называют солнечными фотоэлементами. Явление, используемое в фотоэлементах, называют фотогальваническим эффектом и заключается оно в следующем. При воздействии света в полупроводнике возникают дополнительные носители заряда, которые перемещаются под действием сил внутреннего электрического поля полупроводника, создают на внешних выводах фотоэлемента фото-э.д.с. На рис. 9.7 приведена

структура фотоэлемента. Так как электрическое поле внутри полупроводника возникает там, где имеется неодинаковая проводимость различных его областей, то специально создают кристаллы полупроводника с областями электронной ( $n$ -тип) и дырочной ( $p$ -тип) электропроводностью. Между  $p$ - и  $n$ -областями образуется зона электронно-дырочного перехода ( $p$ - $n$ -переход) с сильным электрическим полем, которое проявляется как контактная разность потенциалов между  $p$ - и  $n$ -областями.



Когда фотоэлемент освещается, то поглощенные фотоны возбуждают атомы полупроводника и генерируют пары электрон — дырка, главным образом, вблизи освещенной поверхности. Возбужденные носители диффундируют к  $p$ - $n$ -переходу и разделяются его электрическим полем. При этом в  $n$ -области полупроводника будут накапливаться избыточные электроны, а в  $p$ -области — избыточные дырки. В результате обе области дополнительно заряжаются:  $n$ -область становится отрицательной, а  $p$ -область — более положительной. Это приводит к снижению контактной разности потенциалов и появлению на контактах  $p$ - и  $n$ -областей фото-э.д.с.

Если к выводам фотоэлемента не подключена внешняя нагрузка, то напряжение на выводах будет соответствовать максимальной величине фото-э.д.с. —  $U_{x,x}$  (напряжение холостого хода). При замкнутом накоротко фотоэлементе через  $p$ - $n$ -переход в запертом направлении потечет максимальный фототок  $I_{к.з}$  (ток короткого замыкания), а фото-э.д.с. будет равна нулю. Когда к фотоэлементу подключена внешняя нагрузка, отличная от нуля, то через нее потечет ток меньше  $I_{к.з}$ , и напряжение на нагрузке тоже будет меньше  $U_{x,x}$ .

Эффективность создания фототока зависит от близости  $p$ - $n$ -перехода к освещенной поверхности полупроводника. Если поглощение фотонов и образование пар электрон — дырка будет происходить на небольшом расстоянии от  $p$ - $n$ -перехода, то большинство носителей успеет продиффундировать от места генерации к переходу и лишь незначительное количество носителей рекомбинирует. Предположим, что  $p$ - $n$ -переход расположен на расстоянии  $d$  от поверхности полупроводника, много меньшем диффузионной длины  $L$ .

Тогда, если пренебречь поверхностной и объемной рекомбинациями, фототок, протекающий через  $p$ - $n$ -переход в запертом направлении, будет равен

$$I_{\phi} = eg, \quad (9.12)$$

где  $e$  — заряд электрона;  $g$  — число электронов, создаваемых светом в одну секунду.

С учетом поверхностной и объемной рекомбинации выражение для фототока примет вид

$$I_{\phi} = eg(1 - \beta), \quad (9.13)$$

где  $\beta$  — коэффициент, учитывающий рекомбинацию.

Такой ток создает на  $p$ - $n$ -переходе в прямом направлении потенциал, понижающий контактную разность потенциалов, через переход потечет ток утечки:

$$I_y = I_s \left( e^{\frac{eU}{kT}} - 1 \right), \quad (9.14)$$

где  $I_s$  — ток насыщения.

При разомкнутых выводах фотоэлемента ток утечки будет равен фототоку:

$$I_{\phi} = I_y = I_s \left( e^{\frac{eU_{xx}}{kT}} - 1 \right). \quad (9.15)$$

Из уравнения (9.15) можно определить напряжение холостого хода:

$$U_{x,x} = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{I_{\phi}}{I_s} + 1 \right). \quad (9.16)$$

При подключении к фотоэлементу внешней нагрузки  $r_n$  ток через сопротивление нагрузки будет равен

$$I = I_{\phi} - I_y = I_{\phi} - I_s \left( e^{\frac{eU}{kT}} - 1 \right). \quad (9.17)$$

### Эквивалентная схема фотоэлемента

Рассмотрим эквивалентную схему фотоэлемента с подключенным внешним сопротивлением нагрузки (рис. 9.8). Эквивалентную схему фотоэлемента можно представить как параллельное соединение генератора тока  $I_{\phi}$ , диода, сопротивления  $r_{ш}$ , шунтирующего  $p$ - $n$ -переход, и сопротивления  $r_n$ , последовательно соединенного с сопротивлением нагрузки  $R_n$ . Генератор тока выдает фототок  $I_{\phi}$ , пропорциональный световому потоку. Через диод протекает ток утечки  $I_y$ . Последовательное сопротивление  $r_n$  состоит из сопротивлений омических контактов

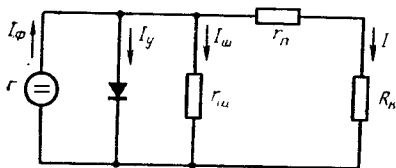


Рис. 9.8. Эквивалентная схема фотоэлемента:

тов и сопротивления областей полупроводника.

При использовании фотоэлементов возможно как стационарное воздействие светового потока, так и нестационарное (модулированный световой поток). Для стационарного светового потока в соответствии с законами Кирхгофа для разветвленной цепи имеем

$$I(r_n + R_n) = I_y r_0,$$

$$I_{\phi} = I_y + I_{ш} + I,$$

где  $r_0$  — сопротивление  $p$ - $n$ -перехода.

Так как сопротивление  $r_{ш}$  очень большое, то им можно пренебречь и тогда выражение для тока, текущего через нагрузку, примет вид

$$I = I_{\phi} \frac{r_0}{R_n + r_n + r_0}. \quad (9.18)$$

В некоторых границах фототок пропорционален световому потоку

$$I_{\Phi} = K\Phi,$$

где  $K$  — постоянная, характеризующая интегральную чувствительность фотоэлемента.

Тогда ток короткого замыкания выразится уравнением

$$I_{к.з} = \frac{K\Phi}{\frac{R_{н}}{r_0} + 1}.$$

Если сопротивление  $r_0 \gg r_{н}$ , что соответствует малым освещенностям, то

$$I_{к.з} = K\Phi.$$

При освещении фотоэлемента модулированным световым потоком приходится учитывать инерционность процессов нарастания и спада фототока. Здесь существенную роль играют диффузионная и зарядная емкости  $p$ - $n$ -перехода. Кроме них в эквивалентную схему вводятся емкость  $C_{\Phi}$  и сопротивление  $r_{\Phi}$  генератора тока, зависящие от частоты модуляции, интенсивности и длины волны падающего светового потока. Для тока короткого замыкания нарастание и спад фототока определяются выражениями:

$$I_{к.з \text{ пар}} = I_{\Phi} \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{\Phi} C_{\Phi}}} \right); \quad (9.19)$$

$$I_{к.з \text{ сп}} = I_{\Phi} e^{-\frac{t}{R_{\Phi} C_{\Phi}}}.$$

Спад тока происходит медленнее, чем нарастание. Максимальная частота модуляции света ограничивается емкостью  $p$ - $n$ -перехода.

### Основные характеристики фотоэлемента

К основным характеристикам фотоэлемента относятся: вольт-амперная, световая и спектральная.

Семейство вольт-амперных характеристик можно получить из уравнения (9.17). На рис. 9.9 представлены вольт-амперные характеристики фотоэлемента при различных световых потоках. Причем с увеличением потока кривая отстоит дальше от начала координат. Зная динамическую линию нагрузки, с помощью вольт-амперной характеристики можно выбрать оптимальный режим для получения максимальной мощности в нагрузке.

Для фотоэлементов характерно выражать ток короткого замыкания и ток в нагрузке через плотность тока. Так, для кремниевых фотоэлементов плотность тока короткого замыкания достигает

200–250 А/м<sup>2</sup>, а при оптимальной нагрузке—150–200 А/м<sup>2</sup>. Напряжение на оптимальной нагрузке значительно ниже напряжения холостого хода. Так, для кремниевых фотоэлементов  $U_H$  составляет 0,35–0,45 В при  $U_{x,x}$ —0,5–0,55 В. Электрические параметры некоторых типов селеновых фотоэлементов приведены в табл. 9.2.

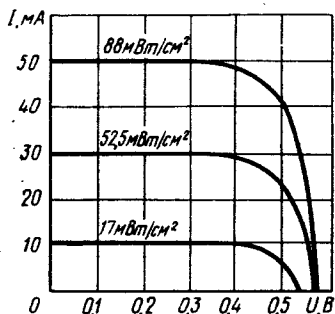


Рис. 9.9. Вольт-амперные характеристики фотоэлемента при различных значениях светового потока

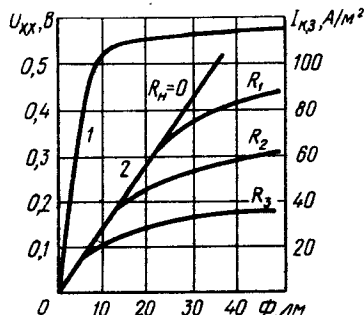


Рис. 9.10. Световые характеристики кремниевых фотоэлементов при различных значениях сопротивления нагрузки: 1 — кривая напряжения холостого хода; 2 — кривые тока

Таблица 9.2

Электрические параметры некоторых типов селеновых фотоэлементов

Тип фотоэлемента	Освещенность	Фототок	Фото-э. д. с. (не менее)
	$E$ , лк	$I$ , мкА	$U_{x,x}$ , В
Ф32С	105	8,0	60
Ф34С	64	8,0	100
Ф36С	90	8,5	100

Световые характеристики показывают зависимость основных параметров фотоэлемента — напряжения холостого хода  $U_{x,x}$  и тока короткого замыкания  $I_{к.з}$  — от светового потока (рис. 9.10). При малой освещенности ток и напряжение фотоэлемента линейно зависят от потока. С увеличением светового потока линейность нарушается и кривые стремятся к насыщению. Существенно влияет величина сопротивления нагрузки. При больших значениях  $r_H$  выходные напряжения и ток фотоэлемента уменьшаются. Наклон линейного участка световой характеристики при коротком замыкании ( $r_H=0$ ) определяет интегральную чувствительность фотоэлемента  $K=I_{к.з}/\Phi$ . Например, интегральная чувствительность селеновых фотоэлементов не менее 600 мкА/лм.

Спектральная характеристика фотоэлемента показывает зависимость фототока от длины волны падающего света. На рис. 9.11 представлены спектральные характеристики кремниевых и селеновых фотоэлементов. Для кремниевых фотоэлементов максимум характеристики почти совпадает с максимумом распределения энергии в солнечном спектре и находится в интервале длин волн  $0,7 \div 0,8$  мкм. Спектральная характеристика селенового элемента имеет максимум в области  $0,5 \div 0,6$  мкм и охватывает практически весь видимый диапазон спектра. Форма спектральной характеристики селенового фотоэлемента близка к кривой, отражающей чувствительность человеческого глаза.

При модулированном световом потоке для расчета схем применения используют частотные характеристики (рис. 9.12).

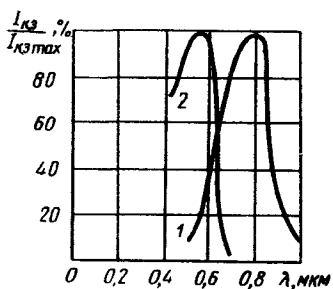


Рис. 9.11. Спектральные характеристики кремниевых (1) и селеновых (2) фотоэлементов

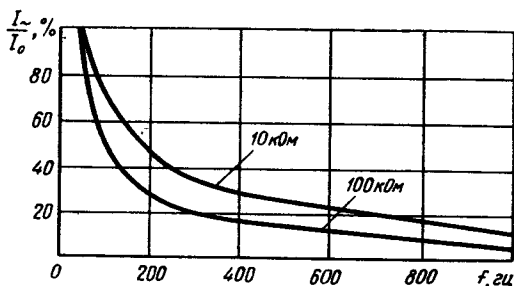


Рис. 9.12. Частотные характеристики фотоэлементов при различных значениях сопротивления нагрузки

Частотная характеристика фотоэлемента показывает зависимость амплитуды переменной составляющей тока от частоты модуляции светового потока. Амплитуда тока падает при сравнительно низких частотах. Такая зависимость определяется в основном постоянной времени зарядки барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода. При увеличении сопротивления нагрузки амплитуда тока также уменьшается.

### Факторы, влияющие на к. п. д. фотоэлемента

Эффективность работы фотоэлемента характеризуется коэффициентом полезного действия:

$$\eta = \frac{P_{\max}}{P_0} 100\%,$$

где  $P_{\max}$  — максимальная полезная электрическая мощность;  $P_0$  — полная мощность лучистого потока, падающая на рабочую поверхность фотоэлемента.

Наибольший к.п.д. имеют кремниевые фотоэлементы ( $10 \div 12\%$ ). Теоретические расчеты показывают, что к.п.д. их может быть увеличен до  $25 \div 30\%$ . Однако факторы, снижающие эту цифру, довольно многочисленны. Их можно подразделить на две группы. К первой группе относятся факторы, обуславливающие потери энергии в самом фотоэлементе — световые и электрические потери. Вторая группа факторов зависит от выбора условий работы фотоэлемента — величины нагрузки, освещенности, температуры.

На рис. 9.13 дана схема распределения потерь энергии в фотоэлементе. В качестве примера там же приведены приблизительные цифры потерь энергии кремниевого фотоэлемента.

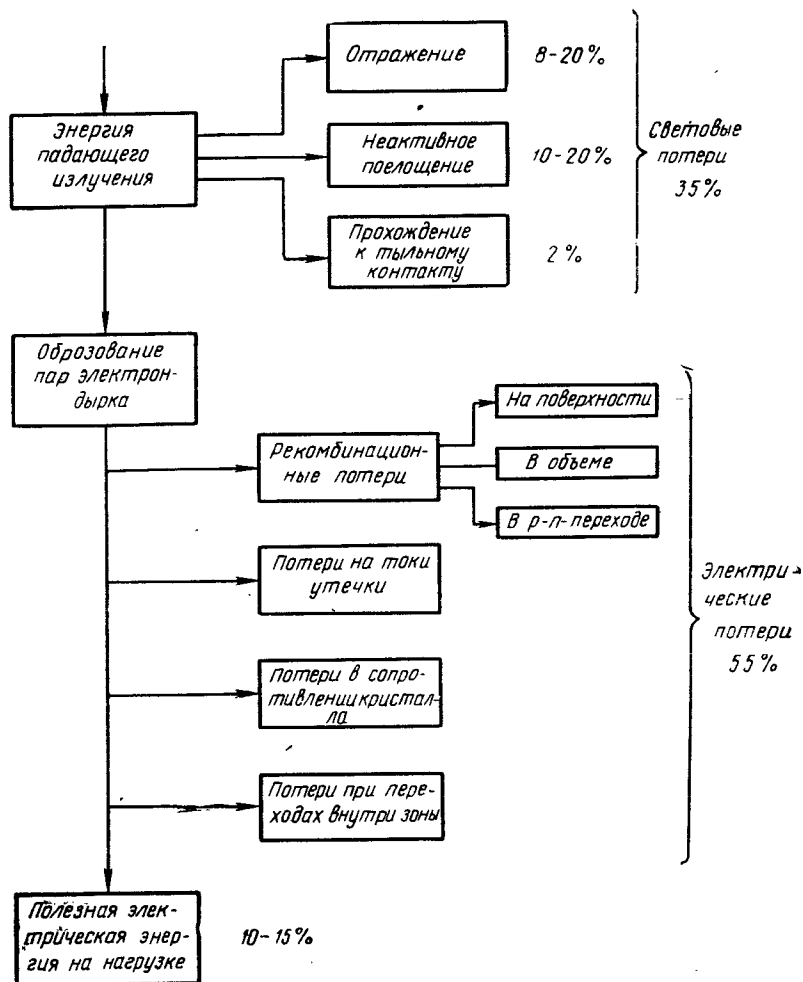


Рис. 9.13. Схема распределения потерь энергии в фотоэлементе

Световые потери начинаются прежде всего с отражения излучения от поверхности полупроводника. Коэффициент отражения для полупроводников, применяемых для изготовления солнечных элементов, составляет около 30÷40%. Для уменьшения отражения рабочую поверхность полупроводника покрывают специальными просветляющими слоями, например  $\text{SiO}_2$ . При этом коэффициент отражения снижается до нескольких процентов. Часть энергии излучения, проникающая в глубь полупроводника, поглощается без образования пары электрон — дырка и тратится на образование основных носителей заряда, экситонов и возбуждение колебаний кристаллической решетки.

Очень небольшая доля излучения в длинноволновой части спектра проходит через кристалл полупроводника и поглощается в тыльном контакте.

Часть электрических потерь обусловлена рекомбинационными процессами, т. е. некоторое количество возбужденных носителей пары электрон — дырка, не дошедших до *p-n*-перехода, рекомбинирует, а энергия передается решетке полупроводника. Рекомбинационные потери зависят в значительной степени от глубины залегания *p-n*-перехода (глубина от поверхности кристалла составляет единицы мкм) и состояния (чистоты) поверхности полупроводника. Если пара электрон — дырка образуется от фотона с энергией значительно превышающей ширину запрещенной зоны, то при переходах внутри зоны от соударений с атомами решетки они теряют часть своей избыточной энергии. За одну секунду носители претерпевают не менее  $10^{12}$  соударений. Эта потеря энергии приводит к уменьшению выходного напряжения фотоэлемента.

Токовые потери из-за утечки тока через запирающий слой незначительны. Шунтирующее сопротивление запирающего слоя  $r_{ш}$  составляет обычно несколько килоом. При снижении  $r_{ш}$  до сотни ом потери тока составляют не более 1% от генерируемого тока.

Существенные потери мощности могут быть из-за падения части выходного напряжения на последовательном сопротивлении  $r_{п}$ .

Сопротивление  $r_{п}$  определяется в основном удельным сопротивлением слоев полупроводника, качеством и геометрией контактов. На рис. 9.14 приведена зависимость выходной мощности от величины последовательного сопротивления фотоэлемента.

Уже при сопротивлении, равном 2 Ом, мощность снижается на 40%. Поскольку исходный материал полупроводника используют с сопротивлением в сотые доли ома, основная доля сопротивления  $r_{п}$  приходится на тонкий легированный поверхностный слой (порядка единиц ома). Поэтому конструкция и расположение верхнего контакта должны обеспечить минимальный путь носителям заряда в тонком слое. У современных фотоэлементов величина сопротивления  $r_{п}$  составляет 1÷2 Ом на  $1 \text{ см}^2$  освещаемой рабочей поверхности.

При расчете схем применения необходимо учитывать зависимость к.п.д. от сопротивления нагрузки. Максимальная мощность и максимальное значение к.п.д. достигается при оптимальной

величине сопротивления (рис. 9.15). Из рисунка видно, что для одного из типов кремниевых фотоэлементов оптимальная нагрузка соответствует выходному напряжению 0,45 В.

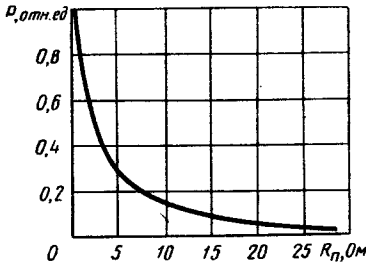


Рис. 9.14. Зависимость выходной мощности фотоэлемента от величины последовательного сопротивления

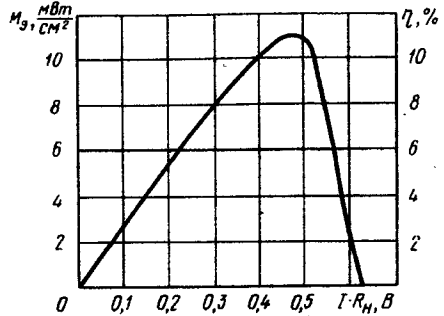


Рис. 9.15. Нагрузочная характеристика кремниевого фотоэлемента

Температура существенно влияет на параметры фотоэлемента (рис. 9.16) и соответственно на выходную мощность (рис. 9.17). Семейство вольт-амперных характеристик приведено на рис. 9.18.

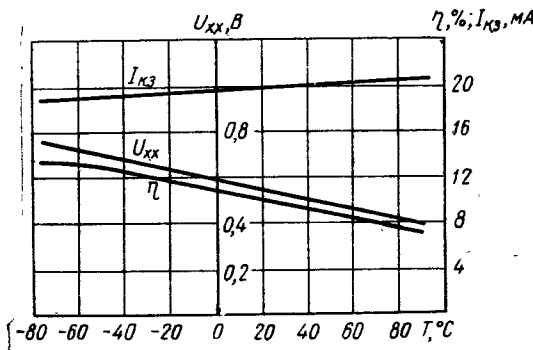


Рис. 9.16. Зависимость параметров кремниевого фотоэлемента от температуры

Из рисунка видно, что с увеличением температуры значительно изменяется напряжение, а ток практически не зависит от нее. Температурный коэффициент напряжения (ТКУ) фотоэлементов из арсенида галлия GaAs составляет 0,3% мВ/град (кремниевых — 0,5% мВ/град). У селеновых фотоэлементов напряжение изменяется слабо и ТКУ не превышает 0,03% мВ/град. К.п.д. фотоэлементов изменяется практически пропорционально изменению напряжения. При больших температурах к.п.д. фотоэлементов из GaAs выше, чем кремниевых.

При изменении освещенности к.п.д. фотоэлементов нелинейно возрастает. При этом сначала наблюдается резкое увеличение к.п.д., затем медленное нарастание до некоторой величины (рис. 9.19).

Для получения максимального к.п.д. фотоэлемента необходимо для каждой области светового спектра подбирать свой полупро-



водник с определенной шириной запрещенной зоны (рис. 9.20). Наиболее подходящими оказались полупроводники с шириной запрещенной зоны  $1,1 < \Delta E < 1,6$  эВ (кремний — 1,12 эВ). Наряду с кремнием, перспективными считают арсенид галлия GaAs, теллурид кадмия CdTe, сульфид кадмия CdS. Считают, что фотоэлементы с этими материалами будут иметь лучшие параметры по сравнению с кремниевыми, малую инерционность и высокую температурную и временную стабильность. Параметры таких фотоэлементов в пленочном исполнении приведены в табл. 9.3.

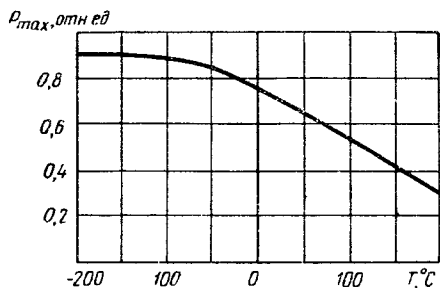


Рис. 9.17. Зависимость выходной мощности фотоэлемента от температуры

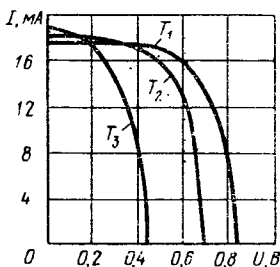


Рис. 9.18. Вольт-амперные характеристики арсенидогаллиевых фотоэлементов при различных температурах

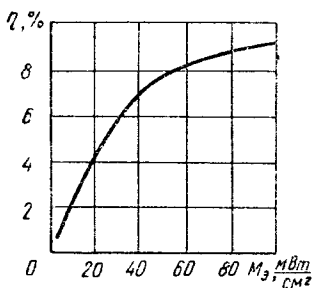


Рис. 9.19. Зависимость к.п.д. кремниевых фотоэлементов от освещенности

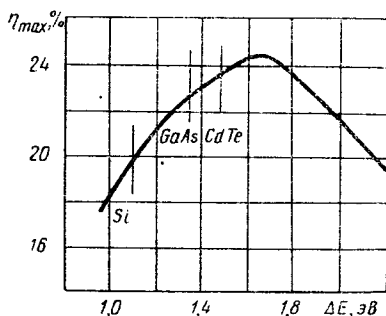


Рис. 9.20. Зависимость максимального теоретического к.п.д. фотоэлемента от ширины запрещенной зоны полупроводника

Таблица 9.3

Параметры некоторых фотоэлементов в пленочном исполнении

Материал фотоэлемента	К. п. д.	Фото-э. д. с.	Ток короткого замыкания
	$\eta$ , %	$\varphi$ , В	$I_{кз}$ , А м <sup>2</sup>
CdS	3—8	0,9	150—200
CdTe	4—5	0,4—0,6	60—100
GaAs	3—5	0,5—0,6	100—160

## Технология и конструкция

В производстве фотоэлементов используют диффузионный метод получения  $p$ - $n$ -переходов. Он предусматривает диффузию примесей в монокристалл полупроводника при высокой температуре (для кремния  $+1250^{\circ}\text{C}$ ). Атомы примеси диффундируют через поверхность в объем пластины полупроводника. Тип электропроводности полупроводника в объеме, где внедрились атомы примеси, изменяется и на границе  $p$ - и  $n$ -областей образуется  $p$ - $n$ -переход. Заданная глубина проникновения примеси в объем полупроводника определяется временем диффузии.

Вещество примеси выбирается в зависимости от типа электропроводности полупроводника. Например, для получения  $p$ - $n$ -перехода в кремний  $p$ -типа используют фосфор или сурьму, а в кремний  $n$ -типа — бор. Конструкция кремниевого фотоэлемента приведена на рис. 9.21.

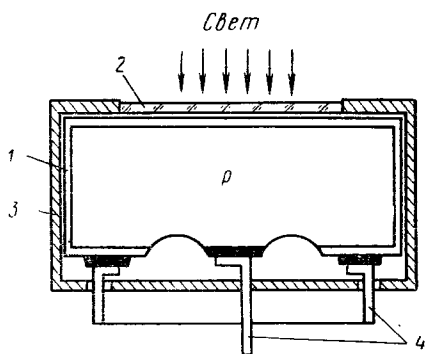


Рис. 9.21. Конструкция кремниевого фотоэлемента:

1 —  $p$ -область; 2 — стекло; 3 — корпус; 4 — выводы

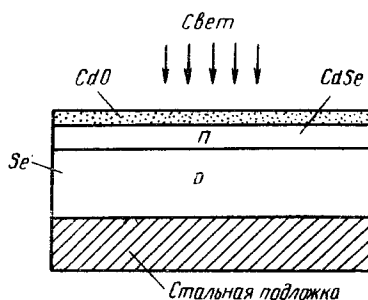


Рис. 9.22. Конструкция селенового фотоэлемента

В селеновых фотоэлементах для создания  $p$ - $n$ -перехода на поверхность селена  $p$ -типа наносят легкоплавкий сплав (Bi, Sn, Cd). Кадмий диффундирует в селен и образует тонкий слой селенида кадмия с электропроводностью  $n$ -типа. Для более интенсивного соединения кадмия с селеном пластины проходят электрическую тренировку при постоянном обратном напряжении. После тренировки на светочувствительную поверхность наносится тонкий слой полупрозрачного металла. Структура селенового фотоэлемента показана на рис. 9.22.

Контакты на светочувствительной поверхности фотоэлементов обычно имеют форму полосок, располагающихся по окружности в виде сетки или гребешка. С целью уменьшения величины последовательного сопротивления увеличивают количество контактных полос. Однако при этом уменьшается полезная поверхность фото-

элемента. Поэтому выбирают оптимальные размеры сетки. Выводы от этих контактов выполняют в виде кольца, полукольца или прямоугольной рамки. Возможны и другие варианты выводов.

Для защиты от механических повреждений, влаги и загрязнений фотоэлементы помещают в корпус. Конструкции фотоэлементов имеют разнообразную форму: круглых и прямоугольных таблечек, прямоугольников, колец и полукольцев.

Рабочая поверхность фотоэлементов покрывается специальным веществом (лак, пластмасса и др.), прозрачным для заданной области спектра света, и выполняется в виде плоской или выпуклой (фокусирующей) поверхности. Выпускаемые промышленностью фотоэлементы могут стабильно работать в течение длительного времени при изменении внешних условий — влажности, температуры. Допускают значительные световые перегрузки.

Надежность фотоэлементов большая. С течением времени наблюдается снижение величины отдаваемого тока. В космических аппаратах фотоэлементы выходят из строя по причине радиационного разрушения и микрометеоритной бомбардировки. Длительность работы солнечных батарей в космических аппаратах составляет от нескольких дней для фотоэлементов без защиты, до сотен дней при защите светочувствительной поверхности стеклом и кварцем.

Одним из способов дальнейшего увеличения к. п. д. является создание многослойных фотоэлементов с полупроводниками разной величины запрещенной зоны. Часть энергии, прошедшая через первый полупроводник, поглощается во втором и т. д. Тыльные контакты в этом случае выполняют в виде сетки. При преобразовании световой энергии к. п. д. двухслойных фотоэлементов может достигать 30%, а трехслойных — 37%.

Дальнейшее развитие полупроводниковой технологии привело к созданию пленочных фотоэлементов, что значительно снизило их вес.

### Применение фотоэлементов

Фотоэлементы используют в различных отраслях науки и техники, там, где необходима регистрация световых потоков, контроль различных величин с помощью света, а также в качестве контактных и надежных источников питания.

Так, например, фотоэлементы применяют в различных приборах для измерения параметров световых потоков — в люксметрах, люменометрах, экспонометрах. Особенно широко их применяют в устройствах кинофотоаппаратуры, в устройствах сигнализации и управлении автоматическими процессами в производстве, для ввода и счета информации ЭВМ, в кодирующих и декодирующих устройствах фототелеграфии. Так как фотоэлемент обладает малым уровнем собственных шумов, то его применяют в схемах для регистрации низкочастотных световых сигналов или слабых освещенностей.

Наиболее распространенным является применение фотоэлементов как источников питания от солнечного света. Фотоэлементы собирают в батареи (их называют солнечными батареями) и ставят в аппаратуру (рис. 9.23). Солнечные батареи успешно работают в переносных радиоприемниках, телевизорах, в выносных телеметрических и метеорологических станциях в промежуточных усилителях телефонных и телеграфных линий, где затруднен подвод электропитания. В стационарных условиях солнечные батареи чаще всего используют вместе с аккумуляторами, которые заряжаются в солнечное время и питают аппаратуру ночью или в облачные дни.

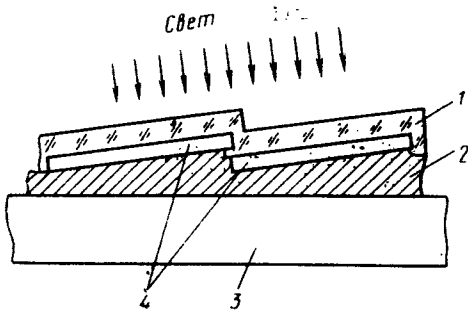


Рис. 9.23. Схема монтажа солнечных фотоэлементов на панели космического корабля:

1 — стекло; 2 — клей; 3 — алюминиевая панель; 4 — фотоэлемент

Солнечные батареи с успехом используют в искусственных спутниках земли, космических кораблях и орбитальных станциях. Обладая небольшим весом, солнечные фотоэлементы отдают большую мощность. Это существенно для космических аппаратов, где вес играет большую роль. Солнечные элементы для космических целей несколько отличны от солнечных элементов, применяемых на поверхности земли. Для первых приходится подбирать тип исходного полупроводника и специальные защитные вещества, чтобы уменьшить влияние потока космических заряженных частиц (электронов, протонов) на параметры и характеристики. Для защиты от повреждения микрометеоритами солнечные батареи покрываются специальными защитными материалами, прозрачными к спектру солнечного света, например тонким слоем кварца.

Солнечные батареи монтируют на внешних поверхностях панелей космических кораблей. Солнечные элементы могут длительное время работать в космических условиях. Пример тому — успешная работа спутников Земли и первого в мире неземного космического вездехода «Луноход-1».

На «Луноходе-1» солнечные батареи открывались во время лунного дня. Преобразовывая солнечную энергию, они питали не только аппаратуру вездехода, но и заряжали аккумуляторы. Накопленная энергия в аккумуляторах была достаточна, чтобы поддерживать жизнедеятельность всех систем «Лунохода» и необходимые температурных условий внутри в долгие лунные ночи. Кремниевые фотоэлементы могут быть использованы в устройствах измерения температуры в диапазоне от 350 до 2000°С, так как они чувствительны в некоторых зонах красной и инфракрасной областях спектра.

### § 9.3. ФОТОДИОДЫ

Фотодиодом называют полупроводниковый прибор с  $p$ - $n$ -переходом, вольт-амперная характеристика которого изменяется при воздействии светового излучения.

Фотодиод, так же как и фотоэлемент, представляет кристалл полупроводника с электронной и дырочной областями, разделенными электронно-дырочным переходом. Области  $p$ - и  $n$ - имеют невыпрямляющие контакты, к которым присоединены выводы (рис. 9.24).

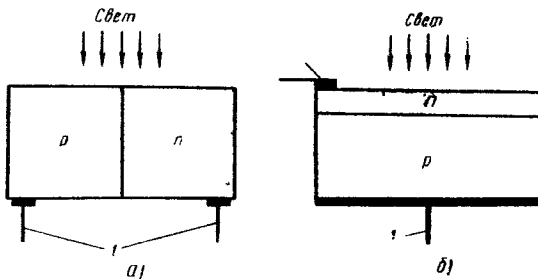


Рис. 9.24. Структуры фотодиодов:  
I — выводы

Однако фотодиоды отличаются от фотоэлементов тем, что могут работать как в вентильном режиме — рабочем режиме фотоэлементов, так и с внешним источником питания при значительном обратном напряжении.

Возможны два случая использования полупроводника с  $p$ - $n$ -переходом. В первом случае  $p$ - $n$ -переход выходит на освещаемую поверхность (рис. 9.24, а) и направление светового потока параллельно плоскости  $p$ - $n$ -перехода. Во втором (рис. 9.24, б) — световой поток падает перпендикулярно плоскости  $p$ - $n$ -перехода. Конструкции фотодиодов первого варианта не нашли практического применения вследствие малого использования площади  $p$ - $n$ -перехода и чувствительности только к узкому пучку света шириной несколько большей толщины  $p$ - $n$ -перехода. Достоинством конструкции второго варианта является практически одинаковая чувствительность по всей поверхности и более высокая предельная частота.

В вентильном режиме (при отсутствии внешнего напряжения в цепи фотодиода, рис. 9.25, а) фототок образуется так же, как в фотоэлементах. При освещении фотодиода на его выводах появляется напряжение  $U$ , через нагрузку  $R_H$  течет ток

$$I = U/R_H = I_\phi - I_s \left( e^{\frac{qU}{kT}} - 1 \right), \quad (9.20)$$

где  $I_\phi$  — ток, обусловленный носителями, возбужденными светом;  $I_s$  — ток насыщения.

Если последовательно с нагрузкой подключить источник напряжения  $E$  (рис. 9.25, б), то в цепи появится ток, равный разности встречных токов, текущих через  $p$ - $n$ -переход:

$$I = \frac{U + E}{R_H} = I_\Phi - I_s \left( e^{\frac{q(U + E)}{kT}} - 1 \right). \quad (9.21)$$

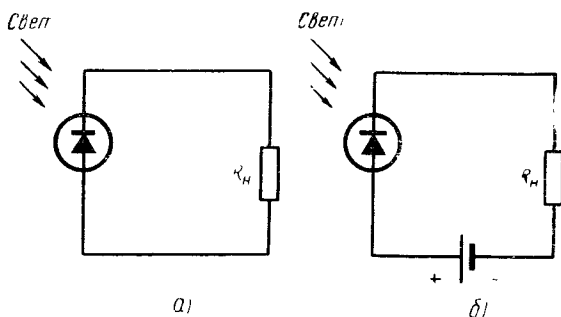


Рис. 9.25. Схема включения фотодиода в вентиляном (а) и фотодиодном режиме (б)

Это основное уравнение фотодиода при внешнем напряжении. Когда напряжение приложено к  $p$ - $n$ -переходу в обратном направлении, величина потенциального барьера возрастает, и через переход будет течь ток неосновных носителей.

При отсутствии освещения через фотодиод течет небольшой ток насыщения, вызванный тепловой генерацией носителей в полупроводнике. Этот ток называют тепловым током.

### Основные характеристики и параметры фотодиодов

На рис. 9.26 представлено семейство вольт-амперных характеристик фотодиодов.

Характеристики в квадранте  $I$  соответствуют подключению фотодиода к источнику напряжения в прямом направлении. В квадранте  $II$  изображены характеристики работы фотодиода в вентиляном режиме. Пересечение кривых с осью токов соответствует режиму короткого замыкания  $I_{к.з.}$ , т. е. выводы фотодиода замкнуты накоротко, а пересечение кривых с осью напряжений — режиму холостого хода при разомкнутых выводах  $U_{х.х.}$ . В квадранте  $III$  показано семейство вольт-амперных характеристик фотодиода в фотодиодном режиме. Рабочим участком характеристик является область насыщения. Участок насыщения вольт-амперной характеристики у серийно выпускаемых фотодиодов соответствует напряжениям от десятых долей до единиц вольта.

При малых напряжениях на переходе ток во внешней цепи приблизительно равен току короткого замыкания ( $I \approx I_{к.з.}$ ). Ток

фотодиода при больших отрицательных напряжениях определяется суммой тока короткого замыкания и темновым током в соответствии с (9.21):

$$I = I_{к.з} + I_s.$$

При критическом напряжении  $U_{кр}$  создается настолько сильное электрическое поле в  $p-n$ -переходе, что при увеличении его наступает электрический пробой. Область левее  $U_{кр}$  является областью пробоя.

Максимально допустимое рабочее напряжение на 30÷40% ниже критического напряжения.

Кривая, проходящая через начало координат, соответствует вольт-амперной характеристике фотодиода при отсутствии освещения и ничем не отличается от обычного полупроводникового диода. Эту характеристику называют темновой вольт-амперной характеристикой.

При освещении ток, текущий через фотодиод, увеличивается и характеристика смещается вверх. Наклон характеристик к оси напряжений несколько изменяется. С увеличением светового потока ток пропорционально растет.

На семействе характеристик проведена нагрузочная характеристика фотодиода. Она пересекает темновую характеристику и касается оси напряжений в точке  $A$ , через которую проходит характеристика при световом потоке  $\Phi_n$ . Через затемненный фотодиод протекает небольшой темновой ток. Величина темнового тока для германиевых фотодиодов составляет 10—20 мкА, а для кремниевых — 1—2 мкА. При этом почти все напряжение источника питания приложено к фотодиоду. При освещении напряжение на нагрузке растет пропорционально току и при величине светового потока  $\Phi_4$  практически достигает величины напряжения источника питания. А напряжение на фотодиоде близко к нулю. Большая вольтовая чувствительность — одно из преимуществ фотодиодного режима.

Действительно, так как ток, текущий через нагрузку, достигает величины тока короткого замыкания, то напряжение сигнала на нагрузке по величине почти равно напряжению источника питания. Такой сигнал во много раз превышает сигнал, получаемый в вентильном режиме.

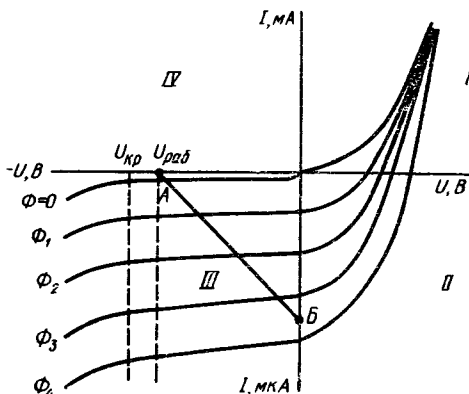


Рис. 9.26. Вольт-амперные характеристики фотодиода при различных значениях светового потока

Световые характеристики фотодиода представляют собой зависимость фототока от величины светового потока, падающего на фотодиод (рис. 9.27). Они линейны при изменении светового потока в широких пределах. Так, у германиевых фотодиодов в фотодиодном режиме насыщение световых характеристик происходит при интенсивностях порядка от тысяч до десятков тысяч люксов, а у кремниевых свыше сотен тысяч люксов. В вентильном режиме насыщение световых характеристик наступает при значительно меньших уровнях освещенности.

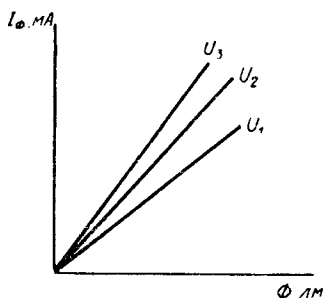


Рис. 9.27. Световые характеристики фотодиодов

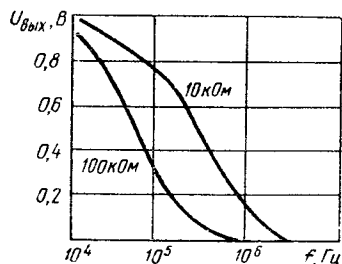


Рис. 9.28. Частотные характеристики фотодиодов

По световой характеристике определяется интегральная чувствительность фотодиода:

$$K = I_{\phi} \cdot \Phi.$$

Измеряется чувствительность в миллиамперах на люмен (мА/лм).

У некоторых образцов германиевых фотодиодов интегральная чувствительность достигает 30 мА/лм.

Чувствительность фотодиода различна для разных длин волны спектра светового излучения. Зависимость чувствительности фотодиода от длины волны спектра называется спектральной характеристикой. Чувствительность фотодиода в основном зависит от полупроводникового материала.

Для каждого полупроводника существует некоторая область светового спектра излучения, энергия фотонов которой достаточна для создания электронно-дырочных пар в материале. Известное выражение для энергии фотонов

$$h\nu \geq \Delta E,$$

где  $h$  — постоянная Планка;  $\Delta E$  — ширина запрещенной зоны полупроводника (например, для германия при комнатной температуре  $\Delta E = 0,65 \text{ В}$ , длина волны около 1,85 мкм);  $\nu$  — частота светового излучения, которая позволяет вычислить граничную частоту.



Для кремниевых и германиевых фотодиодов спектральные характеристики совпадают со спектральными характеристиками фотоэлементов. Спектральная характеристика кремниевых фотодиодов охватывает узкий участок спектра с максимумом около 0,9 мкм. Более широкую область занимает спектральная характеристика германиевых фотодиодов — 0,4—1,8 мкм. Кривая имеет максимум в инфракрасной области спектра при длине волны около 1,5 мкм. В сторону больших длин волны наблюдается крупный спад чувствительности с границей около 2 мкм для германиевых и 1,1 для кремниевых фотодиодов.

Частотная характеристика показывает зависимость амплитуды выходного сигнала фотодиода от частоты модуляции светового потока, падающего на фотодиод. На рис. 9.28 показаны частотные характеристики фотодиодов. Инерционность фотодиодов зависит от времени нарастания фототока.

Так как величина фототока в каждый момент времени пропорциональна количеству неосновных носителей, скорость нарастания фототока зависит от времени жизни неосновных носителей  $\tau$  и времени диффузии (пролета) неосновных носителей от места генерации до *p-n*-перехода  $t_{\text{прол}}$ . В фотодиодах время  $t_{\text{прол}}$  значительно меньше времени жизни  $\tau$ . Постоянную времени можно определить из выражения

$$\tau \approx \frac{W_0^2}{2D},$$

где  $W_0$  — толщина базы (расстояние от *p-n*-перехода до поверхности);  $D$  — коэффициент диффузии дырок.

Толщина базы у сплавных фотодиодов составляет десятки микрометров, а у диффузионных — 3÷5 мкм. Коэффициент диффузии дырок (электроны имеют большую скорость) составляет для кремния 10 см<sup>2</sup>/с. Тогда для  $W_0 = 10$  мкм имеем постоянную времени порядка 10<sup>-7</sup> с. В реальных фотодиодах эта величина ниже, до 10<sup>-5</sup> с. Полоса пропускания для сплавных фотодиодов около 100 кГц, а у диффузионных достигает нескольких мегагерц.

При воздействии на фотодиод световых прямоугольных импульсов закон нарастания выходного электрического импульса определяется выражением

$$I_{\text{ф}} = I_{\text{ф.уст}} \left( 1 - e^{-\frac{t}{t_{\text{прол}}}} \right),$$

а спад выражением

$$I_{\text{ф}} = I_{\text{ф.уст}} e^{-\frac{t}{t_{\text{прол}}}},$$

где  $I_{\text{ф.уст}}$  — установившееся значение фототока при данном световом потоке.

Собственные шумы фотодиодов играют существенную роль при малых световых потоках. Шумовой спектр фотодиода можно разделить на область низкочастотного шума и область белого шума. На низких частотах преобладают избыточные (поверхностные) шумы, а область белого шума обусловлена дробовым шумом и тепловым шумом омического сопротивления базы. Шумы фотодиодов определяют порог чувствительности фотодиодов, т. е. минимальный световой поток, вызывающий на выходе фотодиода сигнал, различимый на фоне собственных шумов. Порог чувствительности оценивается световым эквивалентом шума

$$F_{\text{ш}} = \frac{I_{\text{ш}}}{V \Delta f K},$$

где  $I_{\text{ш}}$  — шумовой ток, измеренный в полосе частот 1 Гц;  $K$  — интегральная чувствительность.

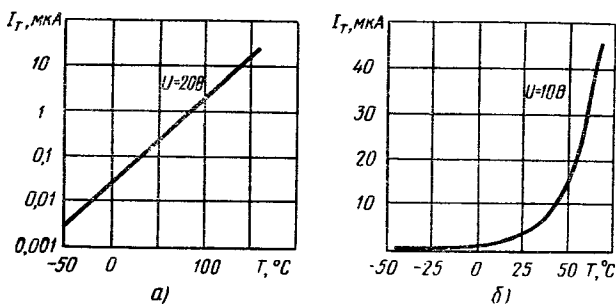


Рис. 9.29. Типовые зависимости темнового тока кремниевых (а) и германиевых (б) фотодиодов от температуры окружающей среды

Величина шумового тока фотодиодов составляет сотые и десятые доли микроампера.

Параметры фотодиодов, как и параметры других полупроводниковых приборов, зависят от температуры окружающей среды. В первую очередь изменение температуры сказывается на величине темнового тока. Особенно существенно это для германиевых приборов. На рис. 9.29 представлены зависимости темнового тока германиевых и кремниевых приборов: кривые начинают возрастать уже при температуре порядка  $30 \div 40^\circ \text{C}$ . Темновой ток кремниевых фотодиодов изменяется более резко. Однако величины его становятся соизмеримы с темновым током германиевых приборов при температурах больше  $+80^\circ \text{C}$ .

С увеличением темнового тока уменьшается сопротивление фотодиода. В то же время фототок от температуры изменяется мало. Интегральная чувствительность фотодиодов возрастает на  $0,3 \div 1\%$

с увеличением температуры на каждый градус. Инерционность фотодиодов в вентильном режиме при понижении температуры ниже 0°C уменьшается и сравнивается с инерционностью в фотодиодном режиме. Это можно объяснить уменьшением теплового шума и увеличением времени жизни носителей.

Для сравнения на рис. 9.30 представлены зависимости инерционности фотодиодов в вентильном и фотодиодном режиме в диапазоне температур.

Рассмотренные основные характеристики и параметры достаточно полно характеризуют фотодиоды. В табл. 9.4 приведены параметры некоторых типов отечественных фотодиодов.

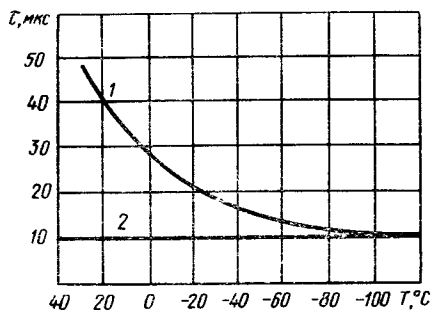


Рис. 9.30. Инерционность фотодиодов в вентильном 1 и фотодиодном 2 режимах в диапазоне температур

Таблица 9.4

Параметры некоторых типов отечественных фотодиодов

Параметры	Типы фотодиодов				
	ФД-1	ФД-2	ФД-3	ФД-К	ФД-К
Рабочее напряжение, В	1,5	30	10	20	10
Максимальное обратное напряжение, В	20	50	20	30	20
Темновой ток при $T = +25^{\circ}\text{C}$ (не более), мкА	30	25	15	3	10
Интегральная чувствительность (не менее), мА/лм	20	10	20	3	3
Площадь светочувствительной поверхности, мм <sup>2</sup>	5	1	2	2	20
Постоянная времени, с	$10^{-5}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$	$10^{-5}$
Диапазон допустимых температур, град	-60	-40	-60	-50	-50
	+40	+45	+60	+80	+80

Разработаны новые фотодиоды на основе арсенида галлия, антимонида индия и других полупроводниковых материалов. Они имеют более широкие спектральные характеристики с границей около 4,5–5,5 мкм. Постоянные времени таких фотодиодов более  $10^{-6}$  с. Однако при работе температура светочувствительной поверхности не должна превышать 76°K. Появились образцы быстродействующих фотодиодов с широкой зоной пространственного

заряда. К ним относятся фотодиоды с широким потенциальным барьером и фотодиоды с  $p-i-n$ -переходом. Принцип действия их (рис. 9.31) основан на создании электронно-дырочных пар непосредственно в области  $p-n$ -перехода или в собственном слое  $i$ . Сильное электрическое поле ( $10^4 \div 10^5$  В/см) этих областей разделяет носители за время приблизительно  $10^{-9}$  с. Большая скорость пролета носителей и малая толщина базы  $W_b$  определяют постоянную времени порядка  $10^{-9} - 10^{-11}$  с, что соответствует частотному диапазону  $0 \div 10$  ГГц. Параметры таких фотодиодов приведены в табл. 9.5.

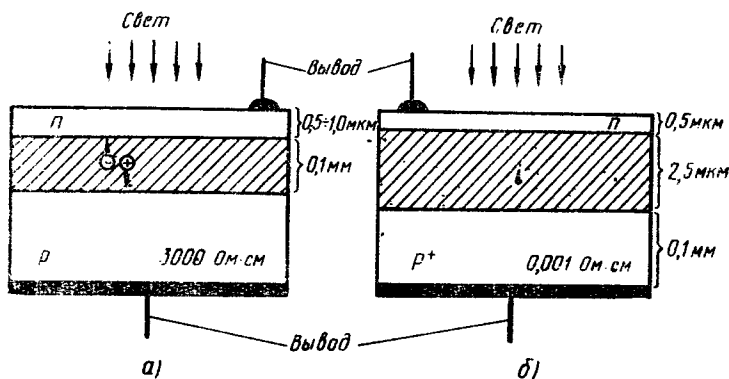


Рис. 9.31. Структура фотодиодов с широким потенциальным барьером (а) и  $p-i-n$ -переходом (б)

Таблица 9.5

Параметры фотодиодов с широким потенциальным барьером и  $p-i-n$ -переходом

Параметры	Площадь светочувствительной поверхности, мм <sup>2</sup>			
	0,02	5	20	200
Темновой ток при $T = +25^\circ \text{C}$ , мкА	1,0	1,2	2,6	40
Емкость, пФ	1,5	275	360	1100
Постоянная времени, нс	0,01	30	35	60
Внутреннее сопротивление, МОм	>10	>10	6	1,2
Диапазон частот, ГГц	0 ÷ 10	0 ÷ 1	0 ÷ 1	0 ÷ 1

### Технология и конструкция фотодиодов

При производстве фотодиодов используют сплавную и диффузионную технологию изготовления  $p-n$ -переходов. Причем диффузионная технология используется для кремниевых фотодиодов. Полученный диффузионным способом кристалл полупроводника

припаивают на коваровую или никелевую пластинку (рис. 9.32, а). При большой площади перехода контакты к диффузионному слою  $n$ -типа выполняют в виде кольца или сетки напылением алюминия. Электрод подсоединяют к контактам методом термокомпрессии. Если площадь перехода мала, то контакт выполняют термокомпрессией тонкого золотого электрода непосредственно к слою  $n$ -типа.

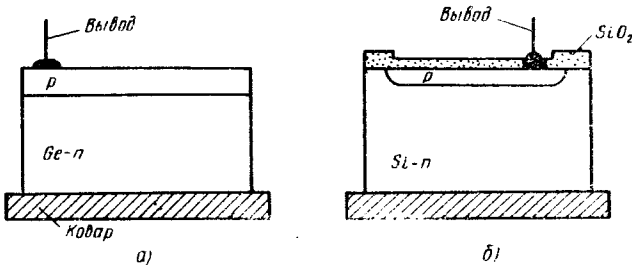


Рис. 9.32. Структура диффузионного и планарного кремниевых фотодиодов

Наряду с диффузионной технологией кремниевых фотодиодов стали применять планарную технологию (рис. 9.32, б), широко используемую при изготовлении других полупроводниковых приборов. Контакт к  $p$ -слою осуществлен напылением алюминия. К нему термокомпрессией подсоединен тонкий золотой электрод, соединяющийся с выводом фотодиода. Поверхность фотодиода защищена оксидом кремния, являющейся также просветляющим слоем, повышающим чувствительность фотодиода.

В настоящее время фотодиоды имеют разнообразное конструктивное оформление: плоскостные торцевые фотодиоды, плоскостные лицевые и др. На рис. 9.33 представлены конструкции отечественных фотодиодов ФД-2 и ФД-3. В фотодиоде ФД-2 кристалл германия закреплен в корпусе с помощью кристаллодержателя. Выводы проходят наружу через стеклянный изолятор. В верхней части корпуса закреплена стеклянная линза, фокусирующая световое излучение на поверхность кристалла. Конструкция фотодиода ФД-3 проще. Кристалл германия с выводами герметизируют пластмассой, прозрачной к определенной части спектра.

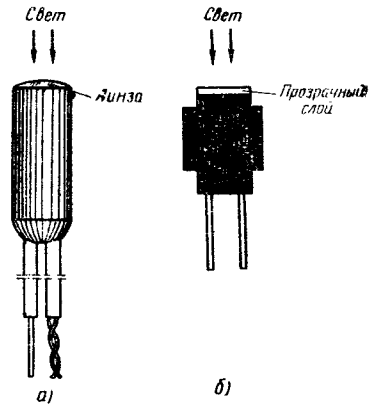


Рис. 9.33. Конструкции фотодиодов:  
а — ФД-2, б — ФД-3

Поверхность корпуса покрывают светонепроницаемым лаком, кроме окна напротив светочувствительной поверхности кристалла.

Фотодиоды имеют большую механическую прочность, устойчивы к значительным механическим и климатическим нагрузкам (удары, ускорения, влага, давление, термоудары и т. п.).

### Применение фотодиодов

Фотодиоды применяют в различных областях науки и техники. Это обусловлено чувствительностью фотодиодов в видимой, ультрафиолетовой и инфракрасной областях спектра, возможностью работы при небольшом напряжении и малом токе, слабыми шумами, большим сроком службы, а также простотой схемы применения. Так, в вычислительной технике фотодиоды используют в устройствах ввода и вывода информации. Скорость считывания информации достигает 2000 знаков в секунду. Широко используют фотодиоды в регистрирующих и измерительных приборах фотометрии, в кинофотоаппаратуре и фототелеграфии.

В последние годы фотодиоды стали применять для автоматизации производственных процессов. Широкое применение фотодиоды должны найти в быстро развивающейся оптоэлектронике. В основном фотодиоды используют в фотодиодном режиме, т. е. при обратном смещении  $p-n$ -перехода. Однако в некоторых случаях целесообразно применять вентильный режим, в котором шумы значительно меньше, а темновой ток отсутствует. Например, при регистрации малых световых потоков, когда сигнал сравним с уровнем шумов и изменения темнового тока сравнимы с фото-

### § 9.4. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

Фототранзистором называют полупроводниковый прибор с двумя  $p-n$ -переходами, преобразующий световой поток в электрический ток и обладающий свойством усиления.

Фототранзистор, также как и обычный транзистор, конструктивно представляет собой полупроводниковый кристалл с чередующимися областями электронной и дырочной электропроводности  $p-n-p$  или  $n-p-n$ . На рис. 9.34 приведена структура фототранзистора типа  $p-n-p$  с освещением базовой области. Практически может освещаться любая область: базовая, эмиттерная, коллекторная или даже все области.

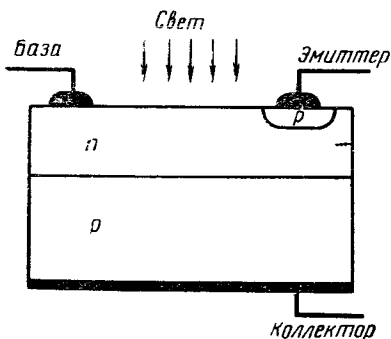


Рис. 9.34. Структура фототранзистора

При этом световой поток может падать на кристалл параллельно  $p$ - $n$ -переходам или перпендикулярно. Наибольшая эффективность достигается при перпендикулярном направлении светового пучка к переходу коллектор — база и при освещении базовой области.

Фототранзистор можно включать в измерительные схемы как обычный транзистор в схеме с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором и как диод с отключенной базой, эмиттером или коллектором (рис. 9.35). При включении фоторезистора, как двухполюсника, последние две схемы не отличаются от схемы включения фотодиода в фотодиодном режиме. Наибольшее распространение получила схема включения фототранзистора с общим эмиттером и отключенной или подключенной базой.

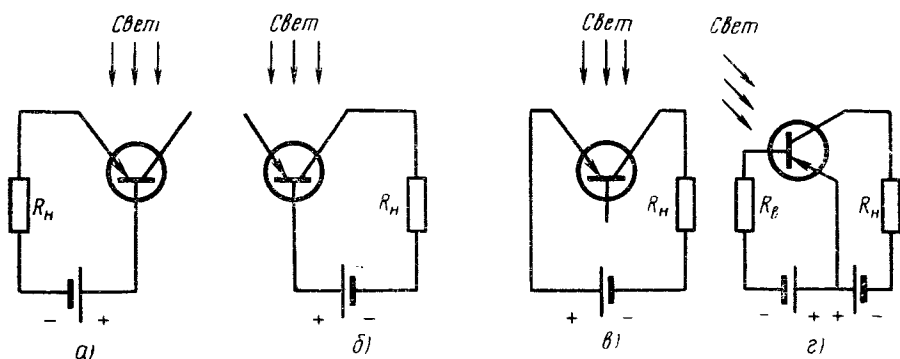


Рис. 9.35. Схемы включения фототранзистора:

*а* — со свободным коллектором; *б* — со свободным эмиттером; *в* — со свободной базой; *г* — с общим эмиттером

Рассмотрим работу фототранзистора при отключенной базе (рис. 9.35, *в*). К коллекторному переходу приложено обратное напряжение, а эмиттерный переход смещен в прямом направлении. В области базы при освещении возникают электронно-дырочные пары. Неосновные носители диффундируют к коллекторному и эмиттерному переходам и под действием их электрических полей переносятся в коллекторную и эмиттерную области. В базовой области происходит накопление основных неравновесных носителей, при этом изменяется ее заряд, а следовательно, и потенциал между базовой и эмиттерной областями. Это приводит к увеличению потока носителей, переходящих в базу из эмиттера. Часть носителей рекомбинируют в базе, а большая часть переходит в коллекторную область. Коллекторный ток почти равен току эмиттера и определяется из выражения

$$I_k = \beta I_\phi + I_T, \quad (9.22)$$

где  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  — коэффициент передачи тока базы;  $I$  — темновой ток;  $I_\phi$  — фототок базы.

Коэффициент  $\beta \gg 1$ , так как  $\alpha$  — коэффициент передачи тока эмиттера близок к 1. Поэтому первичный фототок, возникающий в базе, оказывается усиленным в  $\beta$  раз. Если фототранзистор затемнен ( $I_{\phi} = 0$ ), то через него протекает темновой ток, равный

$$I_T = \frac{1}{1-\alpha} I_{св.о} \approx \beta I_{св.о},$$

где  $I_{св.о}$  — обратный ток коллекторного перехода в схеме с общей базой.

Т. е. темновой ток фототранзистора значительно больше темнового тока фотодиода (принимая переход коллектор — база за фотодиод).

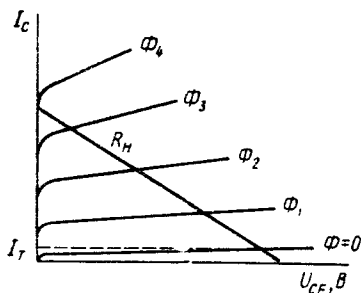


Рис. 9.36. Выходные вольт-амперные характеристики фототранзисторов ( $\Phi_1 < \Phi_2 < \Phi_3$ )

Уравнение (9.22) описывает статические выходные вольт-амперные характеристики фототранзистора. Выходные вольт-амперные характеристики фототранзистора при разных значениях светового потока приведены на рис. 9.36. Сравнивая эти характеристики с выходными вольт-амперными характеристиками обычного транзистора, можно заметить, что приращение коллекторного тока в первом случае происходит за счет увеличения базового фототока от светового потока или от увеличения тока базы во втором случае.

Зависимость тока коллектора от светового потока можно записать

$$I_k = K\Phi, \quad (9.23)$$

где  $K$  — интегральная чувствительность фототранзистора.

Сравнивая (9.23) с выражением  $I_k = \beta I_b$  для тока коллектора при электрическом входном сигнале, получаем

$$K\Phi = \beta I_b.$$

Это равенство показывает, что фототранзисторы обладают двумя входами: оптическим и электрическим. Использование оптического и электрического сигналов значительно расширяет возможности фототранзистора. Обычно электрический вход используется для стабилизации рабочей точки на линейном участке характеристики и компенсации различных внешних воздействий.

В последнее время в качестве фотоприемников стали использовать полевые транзисторы — каналные и МОП-транзисторы. Они обладают: высоким входным сопротивлением, что позволяет работать при больших уровнях сигналов; высокой фоточувствительностью (до десятков А/лм); полосой пропускания



$10^{-6}$ — $10^{-7}$  Гц. На рис. 9.37 представлена структура канального транзистора и схема его включения.

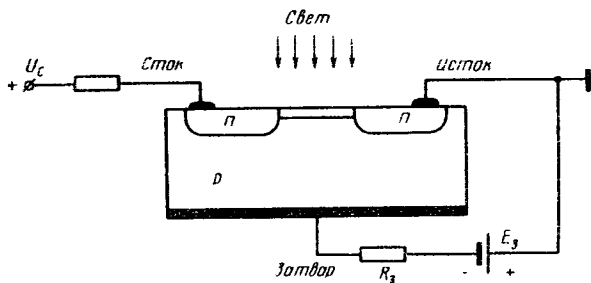


Рис. 9.37. Структура полевого (канального) фототранзистора и схема его включения

Между областями исток и сток в объеме полупроводника образуется проводящий канал, по которому протекает ток основных носителей. От ширины области пространственного заряда, образованного переходом затвор—канал, зависит сечение канала и величина тока стока. При освещении вблизи перехода создаются электронно-дырочные пары. Под действием электрического поля перехода неосновные носители генерируемых пар переходят в область затвора. Фототок, протекающий через цепь затвора, вызывает на внешнем сопротивлении  $R_3$  падение напряжения и изменяет потенциал затвора.

$$U_3 = E_3 - I_{\text{фз}} R_3.$$

Изменение тока стока определяется как и в обычном канальном транзисторе:

$$I_c = K U_3 = K R_3 I_{\text{фз}},$$

где  $K$  — крутизна транзистора.

Чувствительность канального фототранзистора

$$K = I_c / \Phi.$$

### Параметры и основные характеристики фототранзисторов

Как и у обычного транзистора основными характеристиками фототранзисторов являются выходные и входные характеристики. На рис. 9.38 представлены типичные выходные характеристики фототранзисторов. Из рисунка видно, что реальные характеристики фототранзисторов имеют наклон, увеличивающийся с повышением освещенности. Это можно объяснить модуляцией толщины базы при изменении  $U_c$  и утечкой тока по поверхности коллекторного перехода. Важным параметром является темновой ток. Величина его, как правило, не превышает десятков микроампер для

германиевых фототранзисторов и единиц микроампер для кремниевых. Чувствительность фототранзисторов к световому излучению характеризуется интегральной чувствительностью и определяется как отношение выходного тока фототранзистора к световому потоку, вызвавшему этот ток:

$$K = I_c \Phi \text{ или } K = I_{\phi} \Phi.$$

Чувствительность фототранзисторов зависит от величины тока коллектора, так же как и коэффициент передачи тока базы  $\beta$  (рис. 9.39). При работе в микрорежиме чувствительность резко падает. Интегральная чувствительность биполярных фототранзисторов достигает  $2 \div 10$  А/лм, а у канальных фототранзисторов составляет от десятков до сотен ампер на люмен.

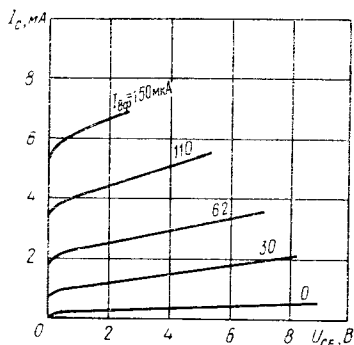


Рис. 9.38. Типичные выходные характеристики фототранзисторов

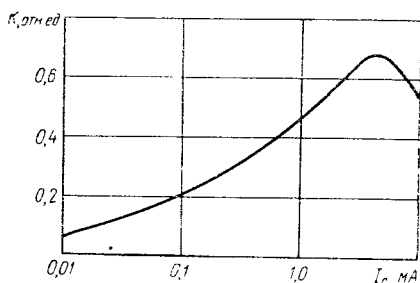


Рис. 9.39. Зависимость интегральной чувствительности фототранзисторов от коллекторного тока

Входные характеристики фототранзисторов такие же, как и у обычных транзисторов.

Спектральные характеристики фототранзисторов практически не отличаются от спектральных характеристик фотоэлементов.

Одной из важнейших характеристик фототранзисторов является световая характеристика. На рис. 9.40 приведены семейства световых характеристик биполярного и полевого (канального) фототранзисторов. Видно, что выходные токи  $I_c$  и  $I_{\phi}$  возрастают с увеличением светового потока. Причем ток  $I_c$  растет быстрее при больших напряжениях коллектор—эмиттер. Для канальных фототранзисторов, обычно включаемых по схеме с автоматическим смещением на затворе, наблюдается линейный участок характеристики, ограниченный минимальным и максимальным потоком. При малых уровнях светового потока ток стока близок нулю, так как транзистор практически заперт. А при очень больших потоках напряжение на затворе почти перестает влиять на ток стока.

Фототранзисторы способны работать при большой частоте модуляции светового потока. Быстродействие биполярных фототран-

зисторов будет зависеть от скорости изменения напряжения  $U_{эб}$  и времени пролета неосновных носителей через базу. Если пренебречь влиянием емкости эмиттера, то ток эмиттера будет изменяться безынерционно, а ток коллектора изменится через время:

$$t_{\text{прол}} \approx W^2 / 2D,$$

где  $W$  — толщина базы;  $D$  — коэффициент диффузии неосновных носителей.

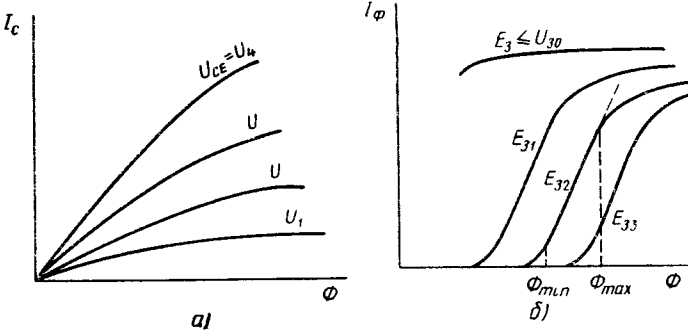


Рис. 9.40. Световые характеристики фототранзистора: а — биполярного; б — полевого (канального)

Постоянная времени в схеме с общим эмиттером в  $(\beta + 1)$  раз больше, чем у фотодиодов, и составляет  $10^{-5}$  с. Полоса пропускания до  $10^5$  Гц.

Для канального фототранзистора инерционность определяется временем пролета основных носителей через канал:

$$t_{\text{прол}} = l_k / U_0,$$

где  $l_k$  — длина канала;  $U_0$  — скорость пролета основных носителей.

Так как  $l_k \approx 1,5 \cdot 10^{-2}$  см, то  $t_{\text{прол}} \approx 10^{-9}$  с. С учетом инерционности цепи затвора имеем постоянную времени порядка  $10^{-5} \div 10^{-6}$  с и полосу пропускания до  $10^7 \div 10^8$  Гц. Величина входной емкости достигает  $5 \div 15$  пФ.

В фототранзисторах основными шумами являются тепловой и дробовой шум, и по сравнению с фотодиодами шумовой ток в  $(\beta + 1)$  раз больше. Однако, так как интегральная чувствительность фототранзистора в  $(\beta + 1)$  раз больше интегральной чувствительности фотодиода, то порог чувствительности фототранзистора, определяемый световым эквивалентом шума, не зависит от величины  $\beta$ :

$$F_n = \frac{U_{ш}}{KR_n}, \tag{9.24}$$

где  $U_{ш}$  — напряжение шума;  $K$  — интегральная чувствительность;  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

Параметры фототранзисторов в значительной степени зависят от температуры окружающей среды. Изменение температуры в первую очередь сказывается на величине темнового тока и чувствительности фототранзисторов. С ростом температуры чувствительность фототранзисторов увеличивается. На рис. 9.41 представлены типичные зависимости темнового тока германиевых и кремниевых фототранзисторов. С повышением температуры у германиевых фототранзисторов скорость роста темнового тока падает до  $10\%/^{\circ}\text{C}$ . Выходной ток фототранзисторов в меньшей мере зависит от температуры. Так, для кремниевых фототранзисторов изменение тока коллектора в диапазоне температур от  $-50^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$  составляет при малых токах (около миллиампера) примерно  $0,02 \text{ мА}/^{\circ}\text{C}$ , при токе десятки миллиампер —  $0,17 \text{ мА}/^{\circ}\text{C}$ . Германиевые фототранзисторы работают в диапазоне температур от  $-50^{\circ}\text{C}$  до  $+75^{\circ}\text{C}$ .

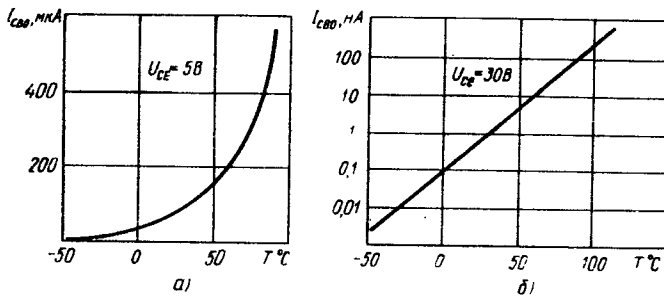


Рис. 9.41. Зависимость темнового тока германиевого (а) и кремниевое (б) фототранзисторов

Некоторые параметры биполярных и полевых фототранзисторов приведены в табл. 9.6.

Таблица 9.6

Параметры биполярных и полевых фототранзисторов

Класс фототранзистора	Рабочее напряжение, В	Светочувствительная площадь, мм <sup>2</sup>	Темновой ток, А	Интегральная чувствительность, А·Вт	Постоянная времени, с
Кремниевые биполярные	20—50	$10^{-2} \div 1$	$< 10^{-6}$	до 10	$10^{-4}$ — $10^{-6}$
Германиевые биполярные	5	3	$< 5 \cdot 10^{-5}$	$> 1\text{А}/\text{лм}$	$10^{-4}$
Кремниевые полевые (канальные)	15—30	$10^{-3}$ — $2 \cdot 10^{-1}$	$10^{-8}$	12—35	$10^{-5}$ — $10^{-6}$

## Технология и конструкции фототранзисторов

Первые фототранзисторы изготавливались по сплавной технологии. Однако сплавные фототранзисторы обладают существенным недостатком. Значительная часть освещенной поверхности затемнена эмиттером. Поэтому добиться высокой чувствительности таких фототранзисторов невозможно. В дальнейшем стали использовать сплавно-диффузионную и диффузионную технологии. В последние годы при производстве фототранзисторов широко используют планарную технологию. На рис. 9.42 представлена структура кремниевого планарного фототранзистора.

Так как толщина базы мала, то обеспечивается не только большая величина коэффициента передачи тока  $\beta$ , но и высокая граничная частота. По планарной технологии изготавливают и полевые (канальные) фототранзисторы.

При конструировании фототранзисторов очень важным является выбор оптимальной конструкции для получения высокой чувствительности и широкой полосы пропускания.

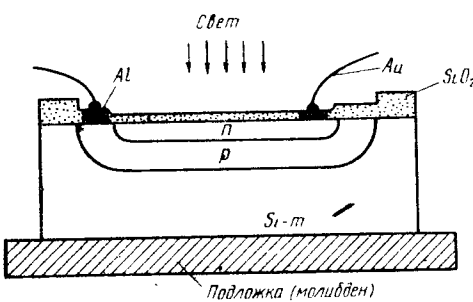


Рис. 9.42. Структура кремниевого планарного фототранзистора

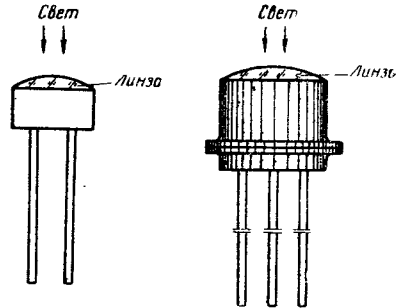


Рис. 9.43. Конструкции фототранзисторов

Конструктивно фототранзисторы могут выполняться как в корпусах аналогичных обычным транзисторам, так и в специфических корпусах. Перед светочувствительной поверхностью кристалла в корпусе фототранзистора имеется отверстие, закрытое фокусирующей линзой, прозрачной для данной области спектра. На рис. 9.43 представлены типичные конструкции фототранзисторов. В некоторых схемах применения фототранзисторы включаются с оборванной базой. Поэтому отдельные типы фототранзисторов выпускают с двумя выводами.

### Применение фототранзисторов

Области применения фототранзисторов многочисленны. Среди них можно отметить основные: фотометрия, фототелеграфия и фототелефония, ввод и вывод информации в вычислительной технике, в кинофотоаппаратуре, для регистрации видимого ультрафиолетового и инфракрасного излучения.

## § 9.5. ФОТОТИРИСТОРЫ

Повышение быстродействия и чувствительности фотоприемников стало возможно с появлением нового типа фотоэлектрического прибора — фототиристора.

Фототиристор — это полупроводниковый прибор, преобразующий световую энергию в электрическую и обладающий свойствами обычного управляемого тиристора.

Фототиристор, как и обычный тиристор, имеет три  $p$ - $n$ -перехода (рис. 9.44) и обладает положительной обратной связью по току.

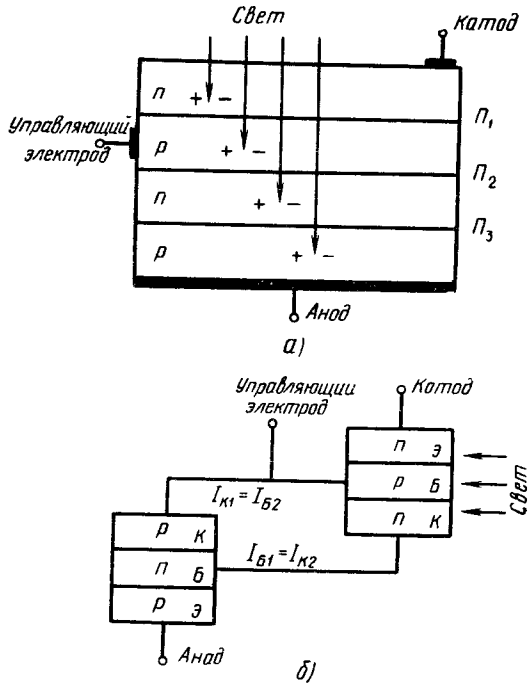


Рис. 9.44. Фототиристор:  
а — структура прибора; б — эквивалентная схема

Если на анод фототиристора подано положительное напряжение, то оба крайних перехода ( $P_1$ ,  $P_3$ ) смещаются в прямом направлении, а средний переход ( $P_2$ ) — в запирающем направлении. На рис. 9.44, б фототиристор представлен в виде двух транзисторов разных типов электропроводности. При отсутствии светового сигнала и управляющего тока фототиристор будет находиться в запертом состоянии и через него потечет темновой ток:

$$I_T = \frac{I_{K0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}, \quad (9.25)$$

где  $I_{K0}$  — ток утечки среднего перехода;  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  — коэффициенты усиления по току транзисторов.

Под действием света в структуре фототиристора образуются электронно-дырочные пары. В зависимости от глубины проникновения света число пар экспоненциально убывает. Носители, генерируемые на расстоянии диффузионной длины от  $p-n$ -переходов, разделяются последними и создают первичные фототоки  $I_{\Phi 1}$ ,  $I_{\Phi 2}$ ,  $I_{\Phi 3}$ .

Остальные носители, в особенности у поверхности, рекомбинируют. Фототок, протекающий через фототиристор,

$$I_{\Phi} = \frac{I_{\Phi 2} + \alpha_1 I_{\Phi 3} + \alpha_2 I_{\Phi 1}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (9.26)$$

С увеличением интенсивности светового излучения величина фототока растет, что приводит к увеличению коэффициентов усиления по току  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ .

Как только суммарный коэффициент усиления по току транзисторов достигнет единицы ( $\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 = 1$ ), фототиристор переключится в проводящее состояние. Общий ток, протекающий в освещенном фототиристере, равен сумме темнового тока и фототока:

$$I = \frac{I_{\text{тн}} + I_{\Phi 2} + \alpha_1 I_{\Phi 3} + \alpha_2 I_{\Phi 1}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (9.27)$$

Процесс переключения фототиристора с помощью управляющего тока такой же, как и у обычных тиристорov. Возможность управления фототиристором световым и электрическим сигналами позволяет создать принципиально новые схемы.

### Характеристики и параметры фототиристора

Спектральная характеристика фототиристора представляет собой зависимость спектральной чувствительности от длины волны светового излучения. Форма характеристики определяется используемым материалом полупроводника и практически совпадает с формой для других фотоприемников, имеющих  $p-n$ -переходы. Т. е. спектральная характеристика кремниевого фототиристора имеет такой же характер, как и кремниевого фототранзистора. Конечно, в зависимости от конструкции прибора, структуры и технологических особенностей максимум характеристики может смещаться в сторону длинных или коротких волн.

Световая характеристика фототиристора представляет собой зависимость фототока, протекающего через прибор, от величины светового потока  $I = F(\Phi)$ . При некоторой величине фототока происходит переключение фототиристора из закрытого состояния в открытое. Этому значению фототока соот-

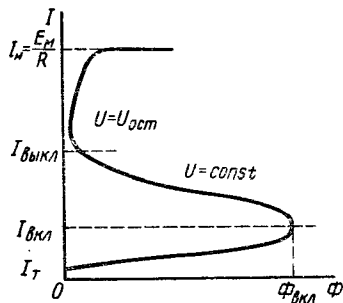


Рис. 9.45. Световая характеристика фототиристора

ветствует световой поток  $\Phi_{\text{вкл}}$  (рис. 9.45). Начальный участок световой характеристики можно записать в виде

$$I_{\Phi} = S_{\text{фт}} \Phi, \quad (9.28)$$

где  $S_{\text{фт}}$  — интегральная чувствительность фототиристора.

В момент включения ток фототиристора

$$I = I_T + S_{\text{фт}} \Phi_{\text{вкл}}. \quad (9.29)$$

Фототиристор обладает высокой fotocувствительностью. Интегральная чувствительность фототиристора в  $1/(1 - (\alpha_1 + \alpha_2))$  раз больше интегральной чувствительности фотодиода:

$$S_{\text{фт}} = \frac{1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} S_{\text{фл}}. \quad (9.30)$$

Вольт-амперные характеристики фототиристора выражают зависимость выходного тока фототиристора от напряжения на аноде при различных световых потоках. Семейство вольт-амперных характеристик фототиристора при управлении световым и токовым сигналами записывается в виде

$$U = U_M \sqrt[n]{1 - \frac{\alpha I_T + I_{\text{к0}} + \alpha_2 I_Y + I_{\text{ф2}} + \alpha_2 I_{\text{ф1}} + \alpha_1 I_{\text{ф3}}}{I}}, \quad (9.31)$$

где  $U_M$  — напряжение лавинного пробоя;  $n$  — коэффициент, зависящий от материала и типа электропроводности базовых областей фототиристора;  $I_Y$  — управляющий ток.

С увеличением светового потока и управляющего тока переключение фототиристора будет проходить при меньших напряжениях. На рис. 9.46 приведены вольт-амперные характеристики фототиристора при различных значениях светового потока.

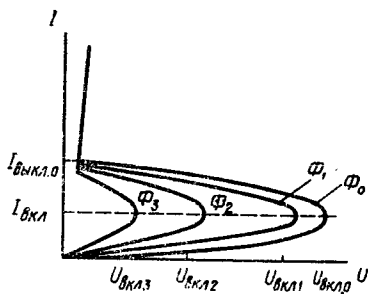


Рис. 9.46. Семейство вольт-амперных характеристик фототиристора: ( $\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1$ )

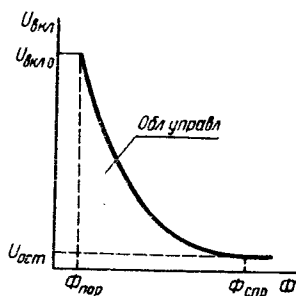


Рис. 9.47. Характеристика управления

Зависимость напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  от светового потока называют характеристикой управления  $U_{\text{вкл}} = f(\Phi)$  (рис. 9.47). Рабочая область фототиристора ограничивается пороговым световым потоком  $\Phi_{\text{пор}}$  и световым потоком спрямления  $\Phi_{\text{спр}}$ . Пороговый



световой поток определяет минимальный световой поток, к которому нечувствителен фототиристор.

Максимальный световой поток  $\Phi_{\text{спр}}$  характеризует спрямленные характеристики фототиристора в характеристику диода. Зависимость  $U_{\text{вкл}} = f(\Phi)$  можно приближенно представить выражением

$$U_{\text{вкл}}(\Phi) = U_{\text{вкл}}(\Phi = 0) e^{-\frac{B(\Phi - \Phi_{\text{пор}})}{\Phi_{\text{спр}}}},$$

где  $B$  — постоянный коэффициент.

Крутизна характеристики управления представляет собой дифференциальную чувствительность фототиристора по напряжению:

$$S_{\text{д.фт}} = \frac{\Delta U_{\text{вкл}}}{\Delta \Phi}.$$

Существенное влияние на вольт-амперные характеристики и параметры фототиристора оказывает температура окружающей среды. Так же как и у обычного тиристора, температурно зависимыми являются обратный ток перехода  $I_2$  и коэффициенты усиления  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . С увеличением температуры возрастает обратный ток и растут коэффициенты усиления  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , что приводит к росту темнового тока фототиристора и изменению вольт-амперных характеристик. Основным параметр фототиристора — напряжение включения с увеличением температуры падает, а при понижении температуры растет. На рис. 9.48 представлена зависимость напряжения включения от светового потока при различных значениях температуры.

Быстродействие фототиристорov зависит от времени переходных процессов при включении или выключении. Время выключения определяется временем задержки, обусловленной нарастанием фототока в базе, и временем развития лавинного возрастания тока за счет положительной обратной связи. С увеличением светового потока время задержки уменьшается, поэтому и время включения уменьшается.

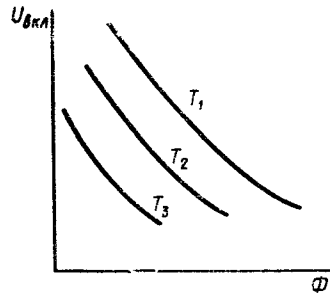


Рис. 9.48. Семейство характеристик управления при различных значениях температуры

Инерционность различных типов фототиристорov находится в пределах  $10^{-5} \div 10^{-8}$  с. Времена  $10^{-7} \div 10^{-8}$  с достигаются на приборах, изготовленных по эпитаксиально-планарной технологии с напряжением переключения  $100 \div 200$  В и прямым токам до десятков миллиампер.

При работе с малыми световыми потоками существенную роль играют шумы самого фототиристора. Проявляются два вида

шумов: дробовой и низкочастотный. Для оценки минимального лускового светового потока введен световой эквивалент шума

$$\Phi_{ш} = \frac{I_{ш}}{\sqrt{\Delta f S_{фТ}}},$$

где  $I_{ш}$  — шумовой ток;  $\Delta f$  — полоса частот, в которой измеряется  $I_{ш}$ .

Световой эквивалент шума позволяет оценить порог чувствительности фототиристора.

При изготовлении фототиристоров применяют такие же технологические методы, как при производстве фотодиодов и фототранзисторов. Наряду с хорошо освоенными сплавно-диффузионным и диффузионным методами используют эпитаксиально-планарную технологию, которую применяют в основном для получения быстродействующих маломощных фототиристоров. Это возможно, если световой поток направлен перпендикулярно к поверхности пластины полупроводника.

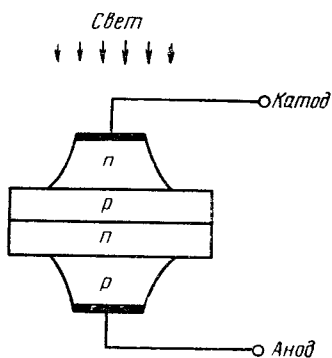


Рис. 9.49. Конструкция фототиристора

Одна из распространенных конструкций фототиристора представлена на рис. 9.49. Здесь площадь крайних переходов мала по сравнению с площадью внутренних областей. В такой конструкции плотность тока через эмиттерные переходы больше, чем при равных площадях. Это приводит к росту коэффициента усиления по току при увеличении светового потока.

Корпуса фототиристоров такие же, как у обычных тиристоров. С одной стороны в корпусе делается окно, через которое свет попадает на светочувствительную поверхность. Окно закрывается специальным защитным стеклом. У некоторых типов фототиристоров ставится фокусирующая линза.

По сравнению с другими фотоприемниками фототиристоры обладают рядом преимуществ. Так, фототиристоры выпускают в широком диапазоне рабочих напряжений и токов в несколько раз больших, чем у фотодиодов и фототранзисторов. Вследствие внутренней положительной обратной связи чувствительность фототиристора выше, чем у фотодиодов и фототранзисторов. Управление большой выходной мощностью фототиристора осуществляется малой входной мощностью. Наличие управляющего электрода позволяет осуществлять температурную стабилизацию параметров без усложнения электрических схем. Быстродействие фототиристора сравнимо с быстродействием фотодиодов и выше, чем у фототранзисторов.

Фототиристоры можно условно разделить на три группы по предельным эксплуатационным режимам (табл. 9.7).

Таблица 9.7

Эксплуатационные режимы фототиристоров

Параметр	Группа I	Группа II	Группа III
Напряжение переключения, В	200	600	1500
Темновой ток, мкА	200	200	300
Номинальный прямой ток, А	1	10	100
Запускающее излучение, мВт/см <sup>2</sup>	0,6—10	0,6—10	15—50

Низковольтные фототиристоры (группа I) имеют напряжение переключения в пределах  $20 \div 200$  В, а рабочие токи — десятки миллиампер. В основном приборы первой группы применяют в слаботочных цепях. В цепях с большими токами используют приборы второй и третьей групп.

Области применения фототиристоров разнообразны. Здесь и автоматическое управление, и контроль производственных процессов, логические и импульсные схемы вычислительной и импульсной техники, а также силовые схемы непрерывного действия в электротехнике. Практически фототиристоры могут использоваться в любых электрических схемах: мультивибраторы, генераторы, усилители, реле, схемы задержки, кольцевые счетчики и др.

#### Контрольные вопросы

1. Расскажите о фоторезисторах и их устройстве.
2. Какие основные характеристики фоторезисторов?
3. Объясните вольт-амперную характеристику фоторезистора.
4. В чем состоит принцип действия фотодиода? Какие конструкции фотодиодов Вы знаете?
5. Раскройте принцип работы фототранзистора.
6. Какие основные параметры фототранзистора и их физический смысл?
7. Каково устройство и принцип действия фотозлемента?
8. Что понимается под интегральной и спектральной чувствительностью фотозлемента?
9. Расскажите о способах повышения к.п.д. солнечных батарей.
10. Расскажите о фототиристорах и их устройстве.

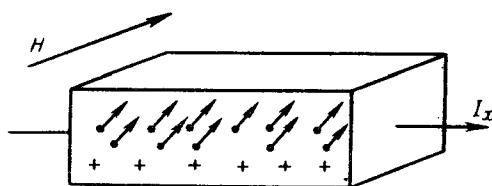
§ 10.1. ЭФФЕКТ ХОЛЛА

В основе датчиков э. д. с. Холла лежит явление искривления пути носителей тока в полупроводниках, находящихся в магнитном поле. Это явление впервые было открыто американским физиком Эдвином Холлом в 1879 г.

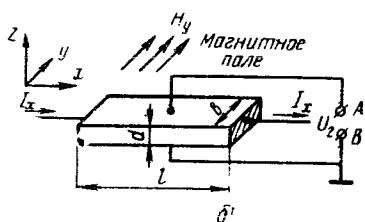
Рассмотрим прямоугольную пластину полупроводника (пусть  $n$ -типа), расположенную как показано на рис. 10.1. В направлении оси  $x$  протекает ток  $I_x$  от внешнего источника. Пластина помещена в магнитное поле  $H_y$ . Перпендикулярное направление тока (вдоль оси  $y$ , рис. 10.1).

Без магнитного поля электроны двигаются в образце полупроводника в направлении электрического поля. В магнитном поле электроны отклоняются под действием силы Лоренца:

$$F = -e(U_x B_y), \quad (10.1)$$



а)



где  $e$  — заряд электрона;  $B_y$  — индукция магнитного поля, направленного вдоль оси  $y$ ;  $U_x = -u_n E_x$  — скорость электрона в направлении тока;  $u_n$  — подвижность электронов. Эта сила направлена перпендикулярно как направлению магнитного поля, так и направлению тока (вдоль оси  $z$ , рис. 10.1). Поэтому электроны смещаются перпендикулярно их первоначальному движению. При условиях, показанных на рис. 10.1, на зажиме А должен быть отрицательный потенциал относительно зажима В, так как верхняя поверхность полупроводника, к которой будут отклоняться электроны, заряжается отрицательно, а противоположная ей поверхность — положительно. Эти

Рис. 10.1. Схема образования э.д.с. Холла

заряды создают в пластине поперечное электрическое поле  $E_z$ , названное по имени ученого полем Холла. Процесс образования объемных зарядов у поверхностей прекратится лишь тогда, когда напряженность поля Холла будет полностью компенсировать действие на электроны силы Лоренца. Условие равен-

ства сил, действующих на электрон со стороны электрических и магнитных полей, может быть записано в виде

$$-e(U_x B_y) = -eE_z, \quad (10.2)$$

откуда может быть определено поле Холла

$$E_z = (U_x B_y) = -u_n B_y E_x \quad (10.3)$$

или э.д.с. Холла

$$U_z = -\frac{u_n B_y}{d} E_x, \quad (10.4)$$

где  $d$  — размер образца, перпендикулярного как магнитному полю, так и току (рис. 10.1). Возникновение э.д.с. Холла и называется эффектом Холла.

Протекающий через образец ток плотностью  $j_x$ , обусловленный действием электрического поля, связан с концентрацией и скоростью электронов соотношением

$$I = j_x S = enU_x S = enU_x b d. \quad (10.5)$$

Решая совместно уравнения (10.4) и (10.5), получим

$$U_z = -\frac{1}{en} \cdot \frac{B_y I_x}{d} = R_x \frac{B_y I_x}{d}, \quad (10.6)$$

где  $R_x = 1/en$  — постоянная Холла связывающая поперечную разность потенциалов с индукцией магнитного поля. Величина ее зависит от материала пластины, содержания примесей и температуры.

Из выражения (10.6) следует, что величина э.д.с. Холла зависит от физических свойств материала пластины, от ее размеров, а также от величины протекающего через нее тока и от действующего на этот ток магнитного поля.

Если пластина (рис. 10.1) не  $n$ -, а  $p$ -типа, то основная часть тока создается дырками, движущимися слева направо, тогда перед  $e$  в уравнении (10.2) следует поставить знак плюс. Следовательно, траектории дырок в этом случае будут смещаться кверху, при этом верхняя поверхность будет накапливать положительный заряд вместо отрицательного. Следовательно, э.д.с. Холла будет положительной, а не отрицательной.

Вывод э.д.с. Холла и постоянной Холла сделаны без учета хаотического теплового движения электронов и их распределения по скоростям. Более строгий вывод даст выражение для полупроводника  $n$ -типа

$$R_x = \frac{3\pi}{3ne}$$

и для полупроводника  $p$ -типа

$$R_x = \frac{3\pi}{8pe}$$

Для полупроводников, имеющих как электронную, так и дырочную проводимость, постоянная Холла описывается выражением

$$R_x = \pm \frac{3\pi}{8e} \cdot \frac{nu_n^2 - pu_p^2}{(nu_n + pu_p)^2} \quad (10.7)$$

Если концентрация электронов и дырок в образце равны и, предположим, что равны их подвижности, то э.д.с. Холла будет равна нулю и так как направление движения дырок противоположно направлению движения электронов и знак заряда дырок противоположен знаку заряда электрона, электроны и дырки

будут смещаться магнитным полем в одну и ту же сторону. В действительности в полупроводниках подвижность электронов больше подвижности дырок и в собственном полупроводнике э.д.с. Холла соответствует по знаку электронному образцу. Однако при переходе от собственной проводимости к дырочной э.д.с. Холла проходит через нуль и изменяет знак.

## § 10.2. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ДАТЧИКА ХОЛЛА

Датчик э.д.с. Холла, в дальнейшем будем называть просто датчик Холла, представляет собой прибор, состоящий из полупроводниковой пластины с двумя парами омических контактов и четырьмя выводами (рис. 10.1, б).

Напряжение, подаваемое на управляющие электроды  $U_1$ , называется входным напряжением датчика Холла, а сопротивление  $R_1$  между этими электродами называется входным сопротивлением.

Величина этого сопротивления при отсутствии магнитного поля определяется по формуле

$$R_1 = \frac{\rho l}{bd}, \quad (10.8)$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление.

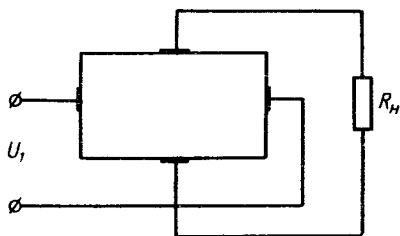
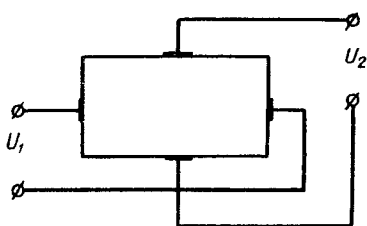


Рис. 10.2. Схемы включения датчика Холла

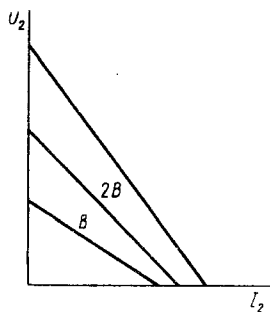


Рис. 10.3. Семейство вольт-амперных характеристик датчика Холла

С ростом напряженности магнитного поля входное сопротивление увеличивается.

Напряжение между двумя другими (холловскими) контактами называется выходным и обозначается  $U_2$  (рис. 10.2). Сопротивление между холловскими контактами называется выходным и обозначается  $R_2$ . Величина его при отсутствии магнитного поля определяется выражением

$$R_2 = \frac{\rho b}{ld}. \quad (10.9)$$

Здесь не учтена неравномерность распределения тока по сечению датчика. Выходное сопротивление, так же как и входное, с увеличением магнитного поля растёт.

Выражение (10.6) верно для бесконечно длинного проводника. Для датчика Холла, выполненного в виде прямоугольной пластины или пленки, выражение для э.д.с. Холла следует записать в виде

$$U_2 = R_x \frac{I_1 B}{d} \cdot 10^{-8} \varphi \left( \frac{l}{b} \right). \quad (10.10)$$

Функция  $\varphi(l/b)$  характеризует относительное уменьшение э.д.с. Холла при уменьшении  $l/b$ . На практике обычно отношение  $l/b$  выбирают в пределах (1÷3), при этом значение э.д.с. Холла отличается не более чем на 5%. Поэтому членом  $\varphi(l/b)$  в формуле (10.10) можно пренебречь.

На рис. 10.3 приведено семейство вольт-амперных характеристик датчика для одного и того же значения входного тока и для нескольких значений индукции магнитного поля.

С возрастанием поля крутизна возрастает, вследствие того что возрастает внутреннее сопротивление датчика  $R_2$ .

Одной из важных характеристик датчика, позволяющей оценить его эффективность, является коэффициент передачи  $K$ . Он определяется как отношение выходного напряжения к входному при заданном значении управляющего магнитного поля:

$$K = U_2 / U_1$$

или учитывая, что  $I_1 = U_2 / R_1$ , а также выражение (10.8) и (10.10) можно найти, что коэффициент передачи

$$K = \frac{R_x B b}{\rho l}. \quad (10.11)$$

Коэффициент передачи величина безразмерная и с увеличением индукций магнитного поля возрастает.

Обычно датчик э.д.с. Холла работает на внешнюю нагрузку. Схема включения для этого случая показана на рис. 10.2, б. Подводимая к датчику мощность от внешнего источника тока равна

$$P_1 = \frac{I_1^2 \rho b}{l d}, \quad (10.12)$$

где  $l$ ,  $b$  и  $d$  — длина, ширина и толщина пластины.

Ток, протекающий в выходной цепи датчика Холла,

$$I = \frac{U_2}{R_2 + R_n}, \quad (10.13)$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки.

Мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_n = I^2 R_n = \frac{U_2^2 R_n}{(R_2 + R_n)^2}. \quad (10.14)$$

При согласовании выходного сопротивления и нагрузки ( $R_{н} = R_2$ ) достигается максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку,

$$P_{н} = \frac{U_2^2}{4R_2} = \frac{U_2^2 l d}{4\rho b}. \quad (10.15)$$

Учитывая (10.10), получим

$$P_{н} = \frac{R_x^2 I_1^2 B^2 l}{4\rho b d}. \quad (10.16)$$

Максимальная отдаваемая мощность ограничивается предельно допустимой мощностью рассеяния на датчике. Коэффициент полезного действия датчика Холла определяется как отношение мощности, отдаваемой в нагрузку  $P_{н}$ , к мощности на его входе:

$$\eta = P_{н}/P_1.$$

При согласованной нагрузке, учитывая (10.12) и (10.16), к. п. д. датчика

$$\eta = \left( \frac{R_x B l}{2\rho l} \right)^2. \quad (10.17)$$

К. п. д. датчика Холла обычно не превышает 20%. Величина ее не зависит от входного тока.

Для увеличения э. д. с. Холла и выходной мощности необходимо увеличивать входную. Однако величина ее ограничивается максимальной температурой, а следовательно, и максимальным током и напряжением.

При работе датчика в стационарном режиме должно выполняться условие теплового равновесия, т. е. мощность, выделяемая в датчике, должна равняться мощности, рассеиваемой в нем. Нарушение этого условия ведет к потере тепловой устойчивости датчика и выходу его из строя. Поэтому для определения максимально допустимых режимов запишем условие термодинамического равновесия:

$$I_{1 \max}^2 R_2 = \alpha S (T_{\max} - T_0), \quad (10.18)$$

где  $\alpha$  — коэффициент теплоотдачи;  $S$  — площадь поверхности датчика;  $T_{\max}$  — максимально допустимая температура датчика;  $T_0$  — температура окружающей среды.

Из выражения (10.18) определим максимально допустимый ток датчика:

$$I_{1 \max} = \sqrt{\frac{\alpha S (T_{\max} - T_0)}{R_2}} = b \sqrt{\frac{2\alpha d (T_{\max} - T_0)}{\rho}}. \quad (10.19)$$



Так как толщина датчика много меньше его остальных размеров, то можно пренебречь теплом, которое отводится через боковые грани поверхности, и считать, что все тепло отводится двумя основными поверхностями пластины, а площадь теплоотвода

$$S = 2lb.$$

Решая совместно (10.19) и (10.10), получим выражение для максимального выходного напряжения

$$U_{2\max} = \frac{R_x B I_{1\max}}{d} = R_x B l \sqrt{\frac{2\alpha(T_{\max} - T_0)}{\rho d}}. \quad (10.20)$$

Таким образом, чтобы повысить  $U_{2\max}$ ,  $I_{1\max}$  и  $P_{\max}$ , необходимо повысить  $\alpha$ , т. е. улучшить теплообмен. Если датчик работает на открытом воздухе, то  $\alpha$  примерно равно 0,1. Если датчик работает в контакте с магнитопроводом или другими узлами, то  $\alpha$  будет значительно выше.

Важной характеристикой датчика Холла является чувствительность  $\gamma$ . Определяется она как э. д. с., возникающая на холловских контактах при единичном управляющем токе и единичном значении магнитной индукции:

$$\gamma = \frac{U_2}{B I_1} = \frac{R_x}{d}. \quad (10.21)$$

Выражение (10.10) с учетом (10.21) теперь примет вид

$$U_2 = \gamma I_1 B. \quad (10.22)$$

Важным параметром датчика Холла является отношение, характеризующее э. д. с. Холла, приходящееся на единицу магнитной индукции. Этот параметр называется магнитной чувствительностью:

$$\gamma_H = \frac{U_2}{B} = \frac{R_x I_1}{d}. \quad (10.23)$$

Иногда чувствительность датчика Холла определяют как максимальное значение э. д. с. Холла при единичной индукции магнитного поля. Этот параметр называют вольтовой чувствительностью:

$$\gamma_U = \frac{U_{2\max}}{B} = R_x b \sqrt{\frac{2\alpha(T_{\max} - T_0)}{\rho d}}. \quad (10.24)$$

В табл. 10.1 приведены параметры датчиков Холла, изготовленных из различных материалов.

Таблица 10.1

Материал	Размеры датчиков, мм	Коэффициент Холла $R_H$ , см <sup>3</sup> /°С	Удельное сопротивление $\rho$ , Ом·см	Сопротивление датчиков		Номинальный управляющий ток, мА	Вольтовая чувствительность $\gamma$ , мВ/А кГс	Средний температурный коэффициент $\alpha_T$ , %/°С	Магнитная чувствительность $B$ , кГс	Э. д. с. Холла при данной индукции $\epsilon_H$ , мВ
				входное $r_T$ , Ом	выходное $r_H$ , Ом					
Ge	15×5,5×0,3	35000	25,65	2332	1615	150	597	—	10	82
Ge	6×4×0,5	35000	1,5	44	49	30	—	0,1	10	203
Si	6×3×0,6	10	35	1164	970	6	—	0,08	10	362
Si	6×3×0,4	10	13,8	688	562	9	—	0,05	10	401
InSb	6×3×0,37	473	0,0755	0,408	0,335	100	128	—	10	90
InSb	6×3×0,37	473	0,208	1,17	1,33	200	112	—	10	150
InAs	6×3×0,3	8·10 <sup>3</sup>	0,01	0,7	0,65	600	22	0,06	10	134
InAs	12×8×0,3	8·10 <sup>3</sup>	0,009	0,43	0,85	1000	18,35	0,05	10	183
HqSe	Толщина на 100 мкм	12	0,002	—	—	—	—	0,1	—	—

### Изготовление и применение датчиков Холла

При изготовлении датчиков Холла необходимо добиваться следующих основных показателей:

а) высокого значения  $R_H$ , когда необходимо получить высокое значение э. д. с. Холла в режиме холостого хода;

б) по возможности высокой проводимости при заданном значении постоянной Холла, когда датчик работает на внешнюю нагрузку, потребляющую ток, и часть э. д. с. Холла садится на внутреннем сопротивлении датчика между электродами Холла, обуславливая вредные потери;

в) низкого температурного коэффициента постоянной Холла и электропроводности.

Материал, из которого изготавливают датчик Холла, должен иметь максимальную подвижность носителей заряда с минимальными температурными зависимостями подвижности и концентрации носителей заряда.

Из формулы (10.6) видно, что для получения наибольшего значения э. д. с. Холла необходимо выбирать материал с небольшой концентрацией носителя заряда и с большой их подвижностью.

Чаще всего используют пленки селенида и теллурида ртути, антимонида индия и взаимные твердые растворы этих соединений. Они обладают высокой подвижностью носителей заряда даже в тонких мелкокристаллических пленках. Тонкопленочные датчи-

ки, полученные методом испарения из этих материалов, обладают очень слабой зависимостью коэффициента Холла и сопротивления от температуры и от напряженности магнитного поля, что определило их широкое применение, несмотря на сравнительно низкую постоянную Холла.

Для изготовления датчиков Холла применяют также монокристаллический германий и кремний, легированные мышьяком, фосфором и сурьмой.

Датчики, изготовленные из этих материалов, имеют высокую постоянную Холла и низкий температурный коэффициент (особенно кремниевые). Максимальная величина э. д. с. Холла на них достигает 1 В.

Однако как к германию, так и к кремнию очень трудно создать безынжекционные, невыпрямляющие контакты.

Иногда применяется для изготовления датчиков Холла сурьмянистый индий, мышьяковистый индий, а также сплав сурьмянистого индия и сурьмянистого галлия. Однако датчики, изготовленные из этих материалов, имеют сильную зависимость сопротивления и коэффициента Холла от температуры и величины магнитного поля. Это ограничивает их применение.

Из формулы (10.6) видно, что э. д. с. Холла будет тем выше, чем тоньше образец полупроводника. Поэтому датчики э. д. с. Холла изготавливают в виде пластинок или тонких пленок, тем более, что магнитные поля обычно измеряют в малых зазорах.

Для получения высокого коэффициента передачи геометрические размеры необходимо выбирать в соотношении сторон  $l$  (длины) к ширине ( $b$ )  $l/b=2\div 3$ .

Полупроводниковый слиток разрезается на пластины, которые посредством шлифовки доводятся до требуемой толщины. Далее пластины разрезают на прямоугольники нужных размеров, которые снабжают четырьмя омическими контактами. Два из них предназначены для подведения к датчику напряжения от внешнего источника. Они выполняются по всей ширине пластины, чтобы получить равномерное распределение входного тока по сечению пластины на всей ее длине. Два других электрода предназначены для снятия э. д. с. Холла.

Эти контакты должны быть расположены строго в одном сечении, в противном случае между ними будет развиваться разность потенциалов и при отсутствии магнитного поля за счет протекания тока от внешнего напряжения. Для избежания этого в ряде случаев после присоединения трех контактов пропускается управляющий ток, который создает разность потенциалов между холловскими электродами, если они не находятся на одной эквипотенциальной поверхности. Перемещая неприваренный электрод, можно при помощи гальванометра, включенного в холловскую цепь пластины, выбрать такое положение электрода, в котором остаточное напряжение будет равняться нулю. В этом положении четвертый электрод приваривается или припаивается.

Учитывая, что выходной ток очень мал, иногда выходные электроды выполняют точечными. Контакты должны быть невыпрямляющими и обладать малым переходным сопротивлением.

К германиевым пластинам проволочные выводы припаивают с помощью олова с добавкой сурьмы или приваривают. Иногда на контактные площадки предварительно наносят тонкий слой меди или никеля. Из теллурида и селенида ртути датчики Холла могут быть изготовлены также прессованием порошков при температуре около  $500^{\circ}\text{K}$ .

Пленочные датчики изготавливают посредством нанесения тонких пленок на подложку методом вакуумного испарения исходного материала.

Материалом подложки могут служить слюда, керамика или другие изоляционные материалы. Материал подложки должен обеспечить хорошую адгезию напыляемого материала и иметь с ним близкий температурный коэффициент линейного расширения.

Контакты пленочных датчиков также наносят испарением в вакууме.

Для стабилизации параметров готовую пленку в течение нескольких часов подвергают термостарению при температуре  $100^{\circ}\text{C}$ . Пленочные датчики более чем на порядок тоньше пластиночных. Их толщина определяется в основном подложкой. Преимуществом их является высокое сопротивление, что очень удобно при согласовании с нагрузкой.

Получили развитие два новых прогрессивных метода изготовления датчиков Холла. Это метод диффузии примеси и метод эпитаксиального выращивания. Оба эти метода широко применяют при изготовлении диодов и транзисторов.

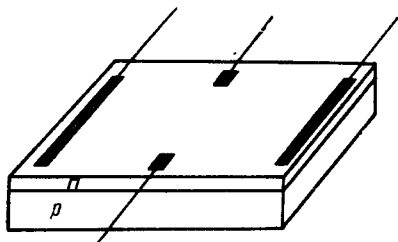


Рис. 10.4. Диффузионный датчик Холла

Посредством диффузии примеси на материале  $p$ -типа образуется  $p$ - $n$ -переход. На диффузионном  $n$ -слое размещаются электроды, а  $p$ - $n$ -переход служит изолирующим слоем (рис. 10.4).

При эпитаксиальном выращивании подложкой может быть как монокристаллическая пластина того же материала, так и изоляционные материалы с близкой структурой.

Датчики Холла, полученные этими методами, имеют преимущества монокристаллических датчиков (высокий коэффициент Холла и хорошую стабильность) и преимущества пленочных (высокую чувствительность). Толщина рабочего слоя у них не более, чем у пленочных.

Для защиты от механических и климатических воздействий изготовленный датчик покрывают смолой (синтетической) и при-

клеивают к изоляционной подложке или помещают в бронзовый корпус. Последний способствует отводу от датчика тепла и позволяет увеличить мощность.

На рис. 10.5 приведено несколько конструктивных исполнений датчика Холла. На рис. 10.5, *а* показан датчик, выпускаемый без корпуса и подлежащий заливке компаундом после установки в воздушный зазор магнитопровода. На рис. 10.5, *в* приведен датчик с оболочкой из эпоксидной смолы. На рис. 10.5, *б* показан датчик, заключенный в ферритовую оболочку с симметричной магнитной системой.

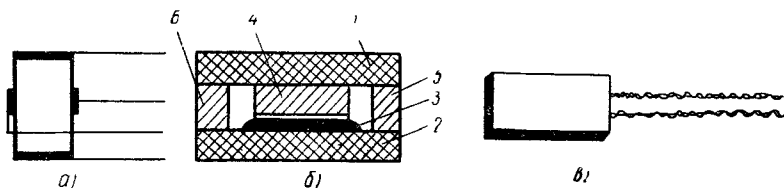


Рис. 10.5. Конструктивные исполнения датчиков Холла: *а* — бескорпусной; *б* — в ферритовой оболочке; *в* — залитый в компаунд

Ферритовое основание 1 и крышка 2 имеют одинаковые размеры. Полупроводниковая пластина 3 наклеена прямо на ферритовое основание. Ферритовый стержень 4 концентрирует магнитный поток на поверхность датчика. Стенки 5 и 6 выполнены из немагнитного материала и обеспечивают необходимый зазор между ферритовым стержнем и полупроводниковой пластиной (обычно 2—3 мкм).

На основе эффекта Холла можно создать ряд устройств и приборов, обладающих ценными и даже уникальными свойствами и занимающих важное место в измерительной технике, автоматике, радиотехнике и т. д.

Так как э.д.с. Холла пропорциональна току  $I_{вх}$  и напряженности магнитного поля  $H$ , то при постоянной величине тока величина э.д.с. будет пропорциональна только напряженности магнитного поля. Это позволяет использовать датчики Холла для измерения индукции магнитных полей.

Одним из приборов, использующих это свойство, является магнитометр. Чувствительным элементом этих приборов являются датчики э.д.с. Холла, позволяющие измерять как малые, так и большие поля ( $10^{-5}$ — $10^5$  э).

Кроме этого, датчики э.д.с. Холла применяют для измерения токов и мощностей, если же поддерживать постоянной напряженность магнитного поля, то э.д.с. Холла будет изменяться пропорционально величине тока, протекающего через датчик. Таким образом, датчик Холла можно использовать в качестве амперметра.

Если датчик Холла поместить в магнитное поле, пропорциональное протекающему через нагрузку току, и на вход его подать

напряжение, пропорциональное напряжению на нагрузке, то э. д. с. Холла будет пропорциональна мощности, выделяемой в нагрузке.

Датчики Холла могут применяться для измерения силы, давлений, углов, перемещений и других неэлектрических величин.

Если, например, датчик Холла перемещать в неоднородном магнитном поле, поддерживая входной ток постоянным; то э. д. с. Холла будет изменяться пропорционально напряженности магнитного поля, а следовательно, и местоположению датчика.

В полупроводниковом производстве эффект Холла используется для изменения подвижности и концентрации носителей полупроводникового материала. Для этой цели на специально подготовленном образце измеряют э. д. с. Холла и по его величине судят о подвижности и концентрации носителей материала, используемого для изготовления полупроводниковых приборов.

#### Контрольные вопросы

1. Объясните смысл эффекта Холла.
2. Каково устройство и принцип действия датчика Холла?
3. Какие основные параметры датчиков Холла? Дайте их определение.
4. Расскажите об основных областях применения датчиков Холла?

Надежность полупроводниковых приборов — это способность их выполнять заданные функции в определенных условиях эксплуатации в течение заданного времени.

Наиболее удобными показателями для количественного выражения надежности полупроводниковых приборов являются вероятность безотказной работы  $P$  в течение заданного интервала времени и интенсивность отказов  $\lambda$ , под которой понимают отношение числа отказов приборов в единицу времени к числу исправно работающих приборов.

Интенсивность отказов определяется формулой

$$\lambda = \frac{n}{(N-n)t} \quad (11.1)$$

где  $n$  — количество отказавших приборов за время  $t$ ;  $N$  — общее количество работающих приборов. (Учитывая достаточно высокую надежность полупроводниковых приборов, на практике чаще всего пользуются приближенным выражением для интенсивности отказов  $\lambda \approx n/Nt$ .)

Под вероятностью безотказной работы понимается вероятность того, что в заданный промежуток времени не произойдет ни одного отказа. На практике пользуются приближенным значением этого показателя, определяемым отношением числа приборов, продолжающих после определенного времени безотказно работать, к общему числу приборов

$$P = \frac{(N-n)}{N}. \quad (11.2)$$

Интенсивность отказов и вероятность безотказной работы приборов связаны следующим соотношением:

$$P = \exp[-\lambda t] \quad (\text{при } \lambda = \text{const}). \quad (11.3)$$

Надежность приборов изменяется со временем. Интенсивность отказов в начальный период работы приборов несколько увеличивается, затем остается практически постоянной и резко возрастает лишь в конце срока службы приборов. Типичная зависимость

интенсивности отказов от времени показана на рис. 11.1. Увеличенная интенсивность отказов в начальный период работы приборов (интервал  $0-t_1$ , рис. 11.1) связана с недостатками в технологии их производства и скрытыми дефектами.

Длительный интервал времени с низким и постоянным уровнем интенсивности отказов (интервал  $t_1-t_2$ ) свойствен приборам, изготовляемым в условиях хорошо отлаженного производства с установившимися технологическими процессами.

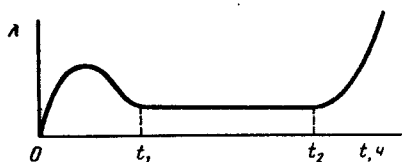


Рис. 11.1. Типичная зависимость интенсивности отказов полупроводниковых приборов от количества рабочих часов

Увеличение интенсивности отказов, отраженное последним участком кривой, связано с наступлением периода износа приборов.

Для большинства типов полупроводниковых приборов не удалось установить начало области износа, что объясняется очень большим сроком службы полупроводниковых приборов.

С целью исключения ранних отказов (в интервале времени  $0-t_1$ , рис. 11.1) приборы повышенной надежности подвергают специальной *тренировке* и различным видам дополнительных испытаний.

Отказы для полупроводниковых приборов можно разделить на катастрофические и постепенные.

Под отказом обычно понимают такое изменение параметров прибора, которое приводит к нарушению нормальной работы схемы.

Катастрофические отказы связаны с полной потерей работоспособности прибора и происходят в результате обрывов или коротких замыканий внутренних или внешних выводов, пробоя *p-n*-перехода, трещин стекла. Они обусловлены главным образом недостатками конструкции или нарушением технологического процесса.

Постепенные отказы связаны с постепенным изменением параметров приборов во времени и проявляются в виде выхода параметров приборов за пределы норм, установленных в Технических условиях.

Постепенные отказы обусловлены недостатками и нарушениями технологии изготовления приборов.

Основная часть отказов полупроводниковых приборов связана с постепенным ухудшением параметров, вызванным главным образом изменением состояния поверхности полупроводников. Попадание влаги или кислорода на поверхность кристалла приводит к образованию проводящих мостиков на поверхности полупроводника и к изменению скорости поверхностной рекомбинации, что вызывает увеличение обратного тока перехода, коэффициента передачи  $\alpha$  и других связанных с ними параметров. Поэтому пла-



нарные приборы, поверхность которых покрыта защитной окисной пленкой, обладают высокой стабильностью параметров, и их надежность более чем на порядок превосходит надежность приборов, изготовленных по сплавной технологии.

Постепенные отказы являются условными, так как в зависимости от выполняемых функций одни и те же изменения параметров прибора могут вызывать отказ одних схем и не вызывать отказа других схем.

Наибольшую сложность представляет определение критерия условных отказов. За критерий условных отказов принимается изменение основных параметров (для транзисторов обычно коэффициента передачи по току и обратного тока коллектора) в определенное число раз сверх норм, предусмотренных Техническими условиями (ТУ), например отклонение  $I_{\text{к0}}$  от пределов нормы ТУ и отклонение нижней границы  $\beta$  на  $\pm 50\%$ .

Если надежность прибора определяется условными отказами, то эксплуатационная надежность прибора может быть значительно выше надежности, полученной при заводских испытаниях. Действительно, условно отказавшие приборы (в соответствии с установленными критериями) не вызовут отказа схемы. Правильно рассчитанная схема допускает более значительные изменения параметров прибора и при этом сохраняет свою работоспособность. Практика показывает, что эксплуатационная надежность приборов может быть в 100—1000 раз большей, чем надежность приборов при указанных испытаниях.

Надежность работы полупроводниковых приборов в аппаратуре в значительной степени определяется электрическими режимами их использования.

Характерно, что для большинства типов приборов надежность незначительно снижается при увеличении электрического режима до тех пор, пока он не приближается к предельно допустимым значениям. При электрических режимах, близких к предельным или превышающих их, надежность приборов резко снижается. В связи с этим целесообразно вводить некоторые запасы по величине электрических режимов. Коэффициент запаса (нагрузки) зависит от характера схемы и от ее назначения. Однако не следует вдаваться и в другую крайность и устанавливать очень большие коэффициенты запаса, так как это обычно влечет за собой резкое увеличение количества приборов, необходимых для выполнения одной и той же функции, а это приводит к снижению надежности электронной аппаратуры в целом.

#### Контрольные вопросы

1. Дайте определение надежности.
2. Что такое интенсивность отказов?
3. Что понимается под катастрофическими отказами и что под постепенными?
4. Дайте определение производственной надежности и эксплуатационной.

## § 12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Основные требования, предъявляемые к современной электронике, это повышение ее надежности, снижение веса, габаритов и потребляемой энергии. Для решения этих задач в первую очередь необходимо было резко уменьшить габариты деталей, разработать новые принципы конструирования аппаратуры и создать схемы, способные работать при более низких уровнях сигнала.

Основные направления микроэлектроники: 1) микроминиатюризация, основанная на дискретных элементах. Схемы собираются из обычных элементов в миниатюрном исполнении (резисторов, конденсаторов, элементов индуктивностей, диодов, транзисторов и других деталей). Это модульный и микромодульный способы конструирования аппаратуры; 2) *гибридные схемы*. Схемы, состоящие из пленочных пассивных и дискретных активных элементов. Пассивные элементы наносятся напылением, электрическим осаждением, вжиганием и другими методами на отдельную подложку, являющуюся лишь механической опорой. Далее на готовую пассивную схему монтируют навесные активные полупроводниковые элементы, такие как диоды и транзисторы; 3) *полупроводниковые интегральные схемы*. Схемы, в которых как активные, так и пассивные элементы являются частью единого полупроводникового кристалла. Такие схемы называют еще твердыми.

В ряде случаев интегральная схема представляет монолитную структуру, в которой полупроводниковые интегральные схемы сочетаются с тонкопленочными элементами. Такие схемы получили название совмещенных. Другой разновидностью интегральных схем являются функциональные схемы. Таковую схему изготавливают в одном кристалле полупроводника и она выполняет функции законченной электронной схемы. В отличие от других микросхем, в функциональных схемах нельзя выделить один элемент из остальных.

Для количественной оценки размеров, объема и веса аппаратуры, собранной различными методами из микроэлектронных деталей, вводится единица сравнения, называемая плотностью упа-

ковки элементов. Эта единица показывает, какое число деталей (или элементов) приходится на единицу объема, обычно — на кубический сантиметр.

Табл. 12.1 показывает плотность упаковки элементов электронной аппаратуры для различных методов микроминиатюризации.

Таблица 12.1

Плотность упаковки элементов электронной аппаратуры

Метод микроминиатюризации	Плотность монтажа компонентов на 1 см <sup>3</sup>
Модули	2—3
Микромодули	80
Гибридные микросхемы	150
Полупроводниковые микросхемы	1200

Если для навесного монтажа в одном кубическом сантиметре содержится в среднем 2—3 детали, при микромодульном конструировании эта цифра возрастает до нескольких десятков в кубическом сантиметре, для тонкопленочных схем она составляет уже сотни деталей, а в твердотельных схемах плотность монтажа доведена до тысяч деталей в кубическом сантиметре.

Намечаются изменения технологии при изготовлении микросхем, большую роль будут играть электронные и лазерные лучи, сразу же рисующие на полупроводниковом кристалле радиосхемы. А возможно ионные пучки, сфокусированные из паров того или иного чистого вещества, перемещаясь по подложке, будут оставлять след в виде тонких пленок собственных молекул.

Таким образом, микроэлектроника позволяет автоматизировать производство, а следовательно, удешевить радиоэлектронные изделия.

Минимальное число паяных соединений в тонкопленочных и твердотельных схемах значительно увеличивает надежность их в работе.

Проблемой микроминиатюризации является и отвод тепла, требующий новых построений схем, рассчитанных на работу в микро-режиме.

## § 12.2. МОДУЛИ

Конструирование модулей радиоэлектронной аппаратуры было вызвано стремлением увеличить плотность монтажа на единицу объема, автоматизировать процесс производства при сборке аппаратуры и вообще большим объемом электроэлементов в данном виде аппаратуры.

Модуль представляет отдельный конструктивно оформленный узел, включающий отдельные электрические схемы, выполняющие определенные функции.

Примером таких схем могут быть: усилители, генераторы, блок-инг-генераторы, триггеры, ферриттранзисторные схемы и другие функционально самостоятельные узлы блоков. Модули могут объединять несколько вышеуказанных схем.

При изготовлении модулей методом печатного монтажа соединительные проводники наносят на изоляционные основания травлением фольги на плате или методом вжигания металла в керамику с одной или двух сторон.

Печатный монтаж обладает рядом преимуществ по сравнению с проволочным: значительное снижение веса и габаритов модулей и повышение их надежности, возможность механизированного изготовления печатных плат, а также увеличение механической прочности и стабильности параметров модулей.

Обычно применяют платы с одно- и двусторонним печатным монтажом. При одностороннем печатном монтаже элементы укладываются на печатной плате с одной стороны, а печатные проводники с другой.

В этом случае пайка осуществляется одновременно всех элементов.

Двусторонний печатный монтаж применяют, когда требуется большое количество пересечений печатных проводников. Монтаж осуществляют с обеих сторон платы, а переход проводников с одной стороны на другую — с помощью отверстий с металлизированными стенками.

В ряде случаев применяют гибкие печатные схемы, которые могут быть также односторонними и двусторонними. Гибкие платы могут изгибаться в соответствии с конфигурацией блока и тем самым позволяют повысить плотность монтажа. Изготавливают их из диэлектрика толщиной 0,5 мм после сборки для увеличения прочности их заливают смолами.

Многослойные печатные платы иногда имеют до шести слоев. Эти платы изготавливают методом травления медной фольги на стекловолоконистом основании, пропитанном эпоксидной смолой. Каждый слой изолируют от остальных прессуют при нагревании в жесткую плату, в которой предусмотрены выводы для слоя.

Благодаря многослойному печатному монтажу получают более плотное размещение соединительных проводников и более широкие допуски на расположение деталей.

Для обеспечения прочного паяного соединения и достаточной адгезии с пластиной выводные отверстия должны быть хорошо залужены, между выводами и проводниками должен быть достаточный изолирующий зазор.

Печатные платы применяют как для объединения дискретных элементов в модули, так и для объединения модулей в узлы, а также для объединения разъемов для соединения узлов.

Особенностью модулей является то, что они не привязаны к определенной конструкции и могут применяться в любой радиоэлектронной аппаратуре.

Конструирование на основе модулей создает условия не только для унификации узлов и блоков, но и аппаратуры в целом.

Конструкции модулей весьма различны, но наиболее распространены два основных вида: объемная (трехмерная) конструкция и плоская (двухмерная).

### Плоская конструкция

Плоская конструкция модулей представляет собой пластину, изготовленную из гетинакса, стеклотекстолита или другого изоляционного материала, на которой крепятся с одной или двух сторон (преимущественно с одной стороны) электроэлементы, соединенные между собой с помощью печатного или обыкновенного (проводом) монтажа.

На рис. 12.1 показан образец плоского модуля, выполненный на гетинаксовой пластине. Элементы модуля припаяны к зауженным печатным проводникам с одной стороны платы.

Платы обычно применяют унифицированные, снабженные штырьками и выводами для электрического соединения. Печатный монтаж, т. е. изготовление монтажных плат определенной схемы, производят предварительно травлением (или другим способом) фольгированных изоляционных плат.

При обыкновенном монтаже первоначально производят крепление на плате электроэлементов, а затем монтаж схемы.

Высота плоских модулей определяется габаритами элементов (как правило, самым крупным элементом). Поэтому конструирование начинают с размещения более крупных элементов, затем

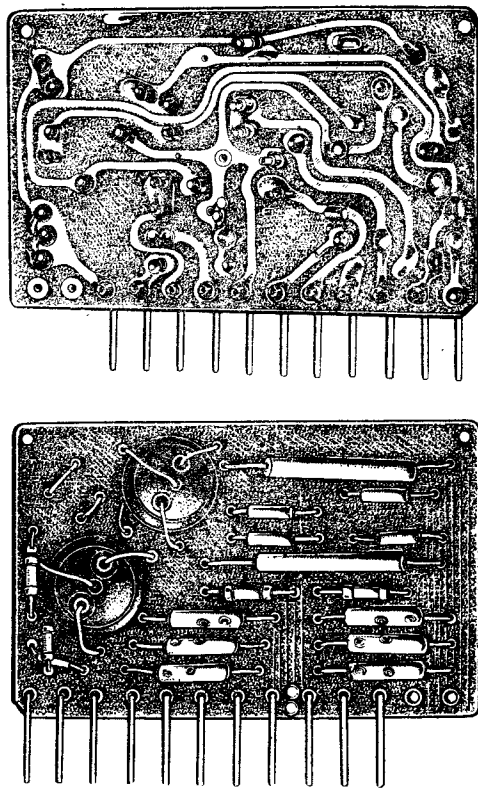


Рис. 12.1. Плоский модуль

производят монтаж элементов меньших размеров и, наконец, наиболее гибких элементов и соединительных проводников.

Значительная часть объема таких модулей занята гибкими выводами и контактными участками этих выводов. Поэтому непосредственное соединение элементов может существенно повысить эффективность компоновки. Для этого элементы, имеющие цилиндрическую форму, помещают в специальные углубления платы, а элементы пластинчатой формы закрепляют непосредственно на подложке.

Активные элементы устанавливают в отверстия, сделанные в подложке. Выводы транзисторов и диодов припаивают непосредственно к выводным площадкам на подложке. Обычно применяют корпусные активные элементы, однако можно применять и бескорпусные. В этом случае модули должны быть обязательно загерметизированы.

Элементы с большим выделением тепла необходимо располагать ближе к периферии платы. Крепление к плате электроэлементов (сопротивлений, конденсаторов, маломощных диодов и др.) производят за выводы, которые припаивают к токоведущим частям схемы на противоположной стороне панелей.

Конструктивно законченный плоский модуль должен иметь выводы для соединения с другими частями схемы и с источниками питания.

В сложных многоэлементных электронных устройствах для увеличения надежности выводы нужно соединять пайкой или сваркой.

Допустимо в некоторых случаях соединение выводов под зажим винтом или применение скользящего контакта при условии надежности электрического контакта в течение времени гарантийной работы аппаратуры. В некоторых случаях выводы элементов соединяют электронно-лучевой сваркой.

Отдельные плоские модули можно компоновать параллельно друг другу и последовательно один над другим. Иногда модули располагают на одной общей плате с печатным монтажом в один ряд.

Соединение модулей с выводными отверстиями этой общей платы выполняют припайкой проволочных выводов. Из отдельных модулей собирают блоки или панели, которые в свою очередь входят в стойки или шкафы, а последние объединяют в комплекс стоек или шкафов.

Крепление электроэлементов в модуле и модулей в блоке должно быть таким, чтобы обеспечивались все механические и климатические требования на полупроводниковые приборы.

Наиболее перспективным для плоского монтажа является метод трафаретов. Для получения проводников и электродов конденсаторов на керамике применяют металлизацию жиганием, а в качестве резисторов служат нанесенные на подложку стойкие резистивные составы. Подложка одновременно служит и диэлектриком конденсатора. Для получения различных номиналов конденсато-

ров применяют либо локальные области с разной толщиной диэлектрика, либо с различными значениями диэлектрической проницаемости.

### Объемная конструкция

Объемная конструкция характеризуется тем, что электроэлементы схемы располагаются между двумя изоляционными платами, имеющими печатный или обычный монтаж и перемычки для соединения проводников на противоположных платах (рис. 12.2).

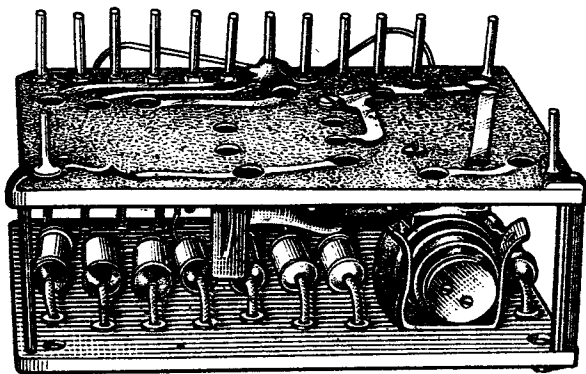


Рис. 12.2. Объемный модуль

Трехмерные модули могут компенсироваться из элементов, обладающих различными размерами и формами со сложным взаимным соединением и произвольной ориентацией во всех трех измерениях.

Элементы на плате обычно крепят на выводы, а транзисторы — посредством клея. Мощные диоды и транзисторы крепятся к радиаторам, которые должны в свою очередь крепиться к платам различными способами в зависимости от конструкции. Произвольно ориентированные в трех измерениях элементы соединяют обычно методом ручного монтажа. Элементы могут накладываться друг на друга.

Для изоляции электроэлементов от воздействия окружающей среды последние в отдельных случаях должны заливаться эпоксидными смолами, имеющими хорошую теплопроводность и малые электрические потери.

Модуль с соединенными соответствующим образом между собой элементами помещают в пресс-форму, а затем заливают эпоксидной смолой или полиэтиленовым компаундом. Это обеспечивает необходимую жесткость конструкции. Для упаковки элементов используют также каркасы из эпоксидной смолы.

В некоторых случаях модули помещают в герметичный корпус.

Конструктивно законченный модуль имеет выводы под пайку, зажим или скользящий контакт для соединения с другими частями схемы или источниками питания.

При проектировании модулей следует обращать особое внимание на способ отвода тепла, выделяемого как полупроводниковыми приборами, так и другими электроэлементами. Электроэлементы схемы нужно располагать так, чтобы детали, рассеивающие большие мощности, располагались ближе к периметру модуля. Если платы имеют печатный монтаж, то проводящие пластины должны иметь большую ширину, т. е. большую теплоизлучающую способность. При заливной конструкции объемного модуля температура корпуса каждого полупроводникового прибора должна быть значительно ниже предельно допустимой. При сборке модулей в блоки следует обращать особое внимание на расположение отдельных модулей с большим выделением тепла. Такие модули необходимо располагать по периферии блока или блочной панели. Если температура корпусов полупроводниковых приборов близка к критической, необходимо применять принудительное охлаждение. Полупроводниковые приборы большой и средней мощности должны иметь радиаторы.

Основными недостатками конструкции объемного модуля являются сравнительно большие габариты и небольшая плотность упаковки элементов, что ограничивает их применение в миниатюрной аппаратуре.

Лучшие результаты получаются при использовании элементов, обладающих строго определенной конфигурацией (микромодульные элементы). Это позволяет значительно сократить промежутки между элементами, а также наиболее эффективно собирать элементы в модули. Определенная форма самих модулей позволяет осуществить эффективную сборку модулей в узлы, а узлов в блоки и т. д. Выбор стандартных форм элементов и модулей позволяет также максимально автоматизировать процесс сборки микромодулей и узлов.

### § 12.3. МИКРОМОДУЛИ

Проблема уменьшения веса, габаритов и потребляемой мощности привела к разработке специальной системы проектирования радиоэлектронной аппаратуры — микромодульной системы. Каждую радиотехническую схему можно разделить на отдельные блоки, выполняющие ту или иную функцию.

В свою очередь каждый блок можно разбить на отдельные детали: сопротивления, конденсаторы, транзисторы и диоды.

Для получения компактной схемы детали оформляют в виде стандартных пластинок из керамики, на которых укрепляют микроэлементы схем. Таким образом, в основу конструирования микромодулей положены одинаковые по основным размерам и форме микроэлементы. Заполнение объема конструкции при микромодульном методе конструирования увеличивается в 5—10 раз по



сравнению с модулями, имеющими навесные дискретные элементы.

Микромодуль — это функциональный блок электронной аппаратуры, собранный из отдельных микроэлементов, объединенных в общую конструкцию, обеспечивающую их герметизацию и защиту от механических воздействий.

Из всех конструкций микромодулей широкое распространение получили лишь две — плоские и этажерочные.

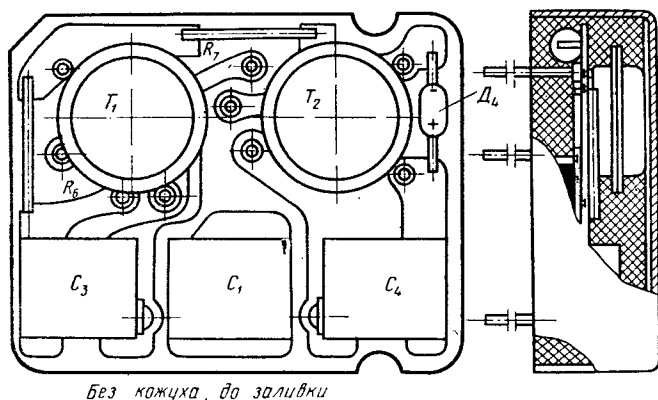


Рис. 12.3. Конструкция плоского микромодуля

Плоский микромодуль представляет собой функционально законченный узел, собранный из микроэлементов на печатной плате и помещенный в корпус или залитый компаундом. На рис. 12.3 представлена конструкция типового плоского микромодуля. Габариты его — высота 6,3 мм, длина 17,5 мм, а ширина  $(5,5 + 4n)$  мм, где  $n = 1, 2, 3, 4 \dots$ . Т. е. ширина может изменяться в зависимости от сложности схемы и количества компонентов с шагом 4 мм.

Единая высота и длина модуля позволяют обеспечить более плотную упаковку блока.

Выводы плоского модуля выполняют обычно из медного луженого провода диаметром 0,6 мм, расклеивают и запаивают в печатной плате модуля в узлах координатной сетки с шагом в 4 мм (рис. 12.4).

При сборке блока выводы микромодуля вставляют в металлизированные отверстия печатной платы и расплавляют. Крепление микромодулей выполняют с помощью выводов. Один из углов платы срезан. Фаска  $1 \times 45^\circ$  выполняет роль ключа. Плату изготавливают из гетинакса или текстолита толщиной 0,5 мм. После сборки микромодуль помещают в алюминиевую капсулу, при этом все зазоры и торцы микромодуля со стороны выводов заполняют компаундом или пеноматериалом.

В настоящее время промышленность выпускает несколько разновидностей плоских микромодулей — триггеры, мультивибраторы, несколько типов усилителей, инвертеры, логические схемы, магнитотранзисторные и магнитодиодные схемы, модуляторы, смесители и т. д.

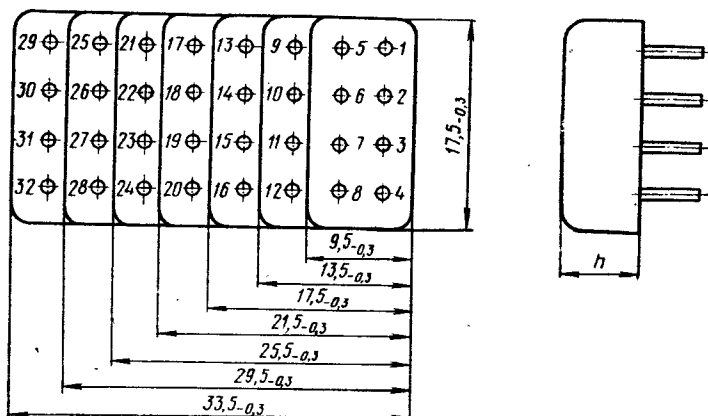


Рис. 12.4. Габаритный ряд печатных плат

Имея набор различных микромодулей, можно легко и быстро собрать любую схему. Этажерочный микромодуль представляет собой наборную конструкцию из микроэлементов, собранных в виде этажерки и залитую эпоксидной смолой или помещенную в капсулу (рис. 12.5).

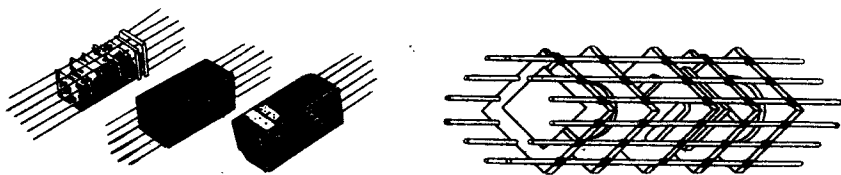


Рис. 12.5. Конструкция этажерочного микромодуля

Микроэлементы (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, транзисторы, трансформаторы и т. д.) распаивают на стандартных керамических платах, имеющих форму галет (рис. 12.6) по одному или по несколько на каждую плату.



Рис. 12.6. Микроэлементы

Собранный микромодуль имеет форму параллелепипеда с квадратным сечением. Каждую галету изготавливают из керамического материала толщиной 0,25—0,5 мм (рис. 12.7).

Микромодульная плата обеспечивает рассеяние тепла (в среднем 0,5 Вт на модуль) и стабильность размеров. Обычно для удовлетворения требований отвода тепла применяют алундовую керамику. Она имеет хорошие механические свойства и малую адсорбцию воды. Еще лучшую теплопроводность (примерно в 10 раз) имеет окись бериллия, поэтому она наиболее эффективна там, где требуется рассеяние большой мощности.

На каждой из четырех сторон платы по 3 выреза, от которых отходят токопроводящие слои к выводам элементов. Ободок выемок металлизирован предварительным вжиганием молибденовомарганцевой пасты и покрыт припоем (см. рис. 12.6). Один из вырезов прямоугольный.

Он свободен от припоя и, как ключ на панельке радиолампы, служит для ориентации пластин друг относительно друга. Каждая плата содержит обычно один элемент. Подводка тока к каждому компоненту осуществляется посредством нанесения проводящих дорожек от компонента к выемкам, расположенным по краям платы.

Иногда применяют комбинированные компоненты. В этом случае вся схема конструируется на единой керамической плате.

Вырезы позволяют фиксировать и закреплять галеты на направляющих токоведущих шинах. Шины являются выводами микромодуля, посредством которых он соединяется с другими. Эти проволочки служат также в качестве деталей, отводящих тепло во внешнее пространство.

Микромодульные резисторы изготавливают вакуумным нанесением на керамическую плату нескольких полосок нихрома, которые могут соединяться параллельно или последовательно, что позволяет получить значение сопротивления в широких пределах.

В ряде случаев для изготовления резисторов применяют металлокерамическую смесь. Известны способы получения резисторов травлением нихрома или удалением лишнего материала обработкой электронным лучом.

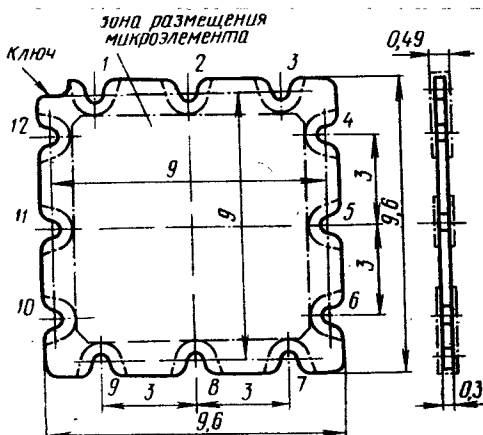
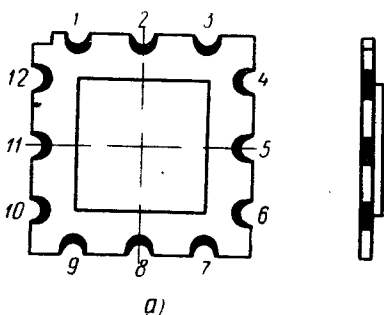


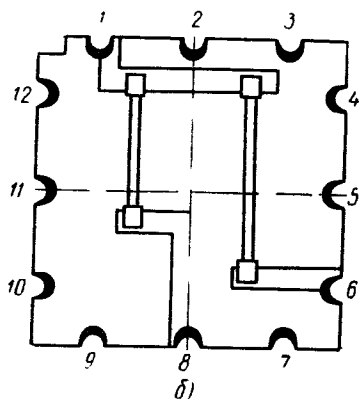
Рис. 12.7. Микромодульная плата

На рис. 12.8 приведены наиболее распространенные конструкции микромодульных резисторов: композиционные (рис. 12.8, а), проволочные и ниточные (рис. 12.8, б).

Композиционные лакосажевые печатные резисторы изготавливают нанесением пасты на микроплату. Пасту наносят под давлением в несколько слоев с последующей термической обработкой. Для защиты от механических и климатических воздействий поверхность резистора покрывают лаком.



а)



б)

Рис. 12.8. Конструкции микрорезисторов:

а — композиционные; б — проволочные и ниточные

Композиционные ниточные микромодульные резисторы изготавливают из стекловолоконной нити диаметра 0,05—0,2 мм, на которую нанесена лакосажевая пленка. Длина таких резисторов обычно составляет 3 и 6 мм. Концы отрезков покрыты контактолом и используются в качестве выводов. На одной плате может быть размещено до шести резисторов (так как число пазов на плате 12).

Станнатные ниточные микромодульные резисторы изготавливают из тонких стеклянных нитей, на которые нанесена станнатная пленка из безводного хлористого олова и пятихлорной сурьмы. На концы нитей для обеспечения хороших контактов наносится слой серебряной пасты. Резисторы наклеивают на микроплату.

Для изготовления микроконденсаторов на керамическую плату напыляют танталовую пленку, затем посредством окисления создают диэлектрическую пленку, на нее наносят пленку золота, служащую электродом. Таким образом наносят несколько слоев. Чем больше слоев и больше площадь пленки, тем больше величина емкости.

Так, например, десятислойные конденсаторы имеют емкость до 0,3 мкФ и рабочее напряжение до 50 В.

Керамические конденсаторы изготавливают нанесением керамической массы на плату в один слой или в несколько слоев (в зависимости от требуемой емкости). После этого конденсаторы покрывают эмалью.

Для получения больших емкостей (до 50 мкФ) изготавливают электролитические танталовые конденсаторы с твердым электролитом.

На рис. 12.9 приведены конструкции наиболее распространенных типов конденсаторов: керамический (рис. 12.9, а), оксидно-полупроводниковый (рис. 12.9, б).

Микромодульные торoidalные катушки с проводочной намоткой с индуктивностью до нескольких миллигенри изготавливают на микротороидах преимущественно из феррита, полученного обжигом  $Fe_3O_4$  с окислами кобальта, бария, цинка и никеля. Эти материалы отличаются высокой магнитной проницаемостью и низкой удельной электрической проводимостью.

Микромодульные трансформаторы изготавливают как для импульсных схем, так и для линейных.

Катушки небольшой индуктивности порядка нескольких десятков микрогенри для высоких частот изготавливают печатным способом в виде плоской миниатюрной спирали, нанесенной на никель-кобальтовый феррит.

Микромодульные транзисторы и диоды по своим параметрам и характеристикам практически не отличаются от аналогичных приборов в обычном исполнении. Их помещают в герметичный металлостеклянный корпус. Транзисторы монтируют (вклеивают) в круглые выемки в платах. Выемка имеет три малых выполненных припоем, отверстия на дне, предназначенных для выводов транзистора.

На рис. 12.10 приведены конструктивные исполнения микромодульных транзисторов и диодов.

При монтаже микрэлементов паяют все 12 пазов каждого микрэлемента с соединительными проводниками, однако активными местами пайки являются только те пазы, к которым подсоединены микрэлементы.

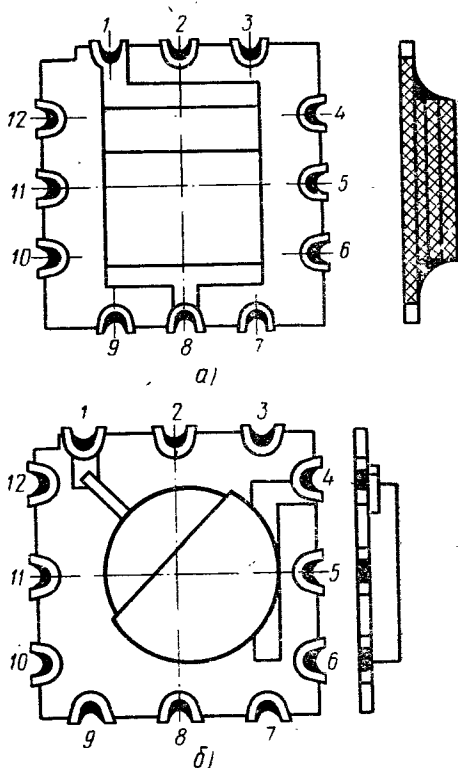


Рис. 12.9. Конструкции микроконденсаторов:

а — керамический; б — оксидно-полупроводниковый

Каждый элемент подсоединен к строго определенным выводам. Для резисторов эта разводка одна, для емкостей другая, для транзисторов третья.

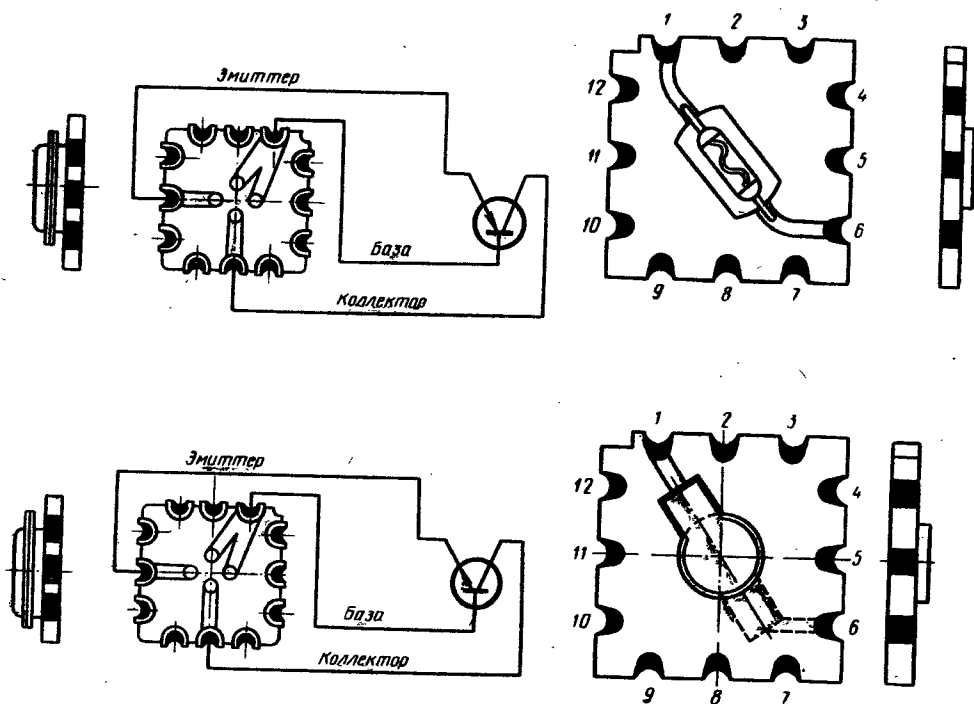


Рис. 12.10. Конструкции микромодульных транзисторов и диодов

Цоколевка микроэлемента определяется номерами пазов, к которым он подсоединен. Отсчет номеров пазов производят по часовой стрелке от ключа, выполненного в виде прямоугольного выреза в верхнем левом углу микроплаты. У полярного микроэлемента положительным является паз с меньшим номером. В табл. 12.2 приведены цоколевки некоторых микроэлементов.

Таблица 12.2

Микроэлементы	Варианты цоколевок		
	I	II	III
Резисторы, конденсаторы	1-4	1-5	1-8
Диоды	1-4	1-6	2-5
Транзисторы	1-8-5 (Б-К-Э)	—	—

Предельная высота собранного и загерметизированного микро модуля не должна превышать 25 мм. Собирают микроэлементы в определенной последовательности с шагом 0,75 мм или кратным ему (1,5; 2,25 и т. д.), при этом между микроэлементами необходимо иметь гарантированный зазор 0,2 мм.

Повернув соответствующим образом пластинки и заложив в их вырезы (всего их по периметру 12) соединительные проволочки, можно получить тот или иной функциональный узел. Принципиальная электрическая схема микро модуля имеет выходные (рабочие выводы микро модуля) и узловые точки (точки соединения двух или нескольких микроэлементов), которые располагаются на 12 соединительных проводниках. В том случае, когда число выходов и узловых точек схемы больше 12 или когда из-за отсутствия подходящих цоколевок микроэлементов приходится дважды использовать какой-либо соединительный проводник, его нужно разрезать, но при этом в месте разреза зазор между микроплатами должен быть не менее 1 мм. Поэтому при разработке схемы сборки микро модуля места разрезов соединительных проводников следует располагать между высокими (на платах большего размера по толщине) микроэлементами, не имеющими на разрезаемом соединительном проводнике *активных* мест пайки.

Для механической прочности микро модуля общее число разрезов соединительных проводников не должно превышать пяти, а любой соединительный проводник не должен быть разрезан более, чем в двух местах, при этом разрез соединительного проводника может быть произведен не ближе, чем во втором (от края) промежутке между микроэлементами. На каждой стороне микро модуля разрешается производить не более двух разрезов соединительных проводников. Для защиты крайних микроэлементов их размещают таким образом, чтобы активные стороны были обращены внутрь микро модуля. Подбор вариантов цоколевок микроэлементов производится таким образом, чтобы микроэлементы соединялись непосредственно на соединительных проводниках. В том случае, когда это невозможно сделать для дополнительного соединения микроэлементов, следует применять перемычки на плате.

При конструировании микро модулей электрическую схему устройства делят на части, каждая из которых должна быть по возможности функционально законченной и представлять собой отдельный микро модуль. Отдельные радиодетали, которые нельзя выполнить в виде микро модуля, размещают рядом с микро модулями на общей печатной плате.

В одном микро модуле может быть одна или несколько функционально самостоятельных схем (усилитель, генератор, триггер, блокинг-генератор и др.).

Собранный модуль заключают в корпус и заливают специальным составом (обычно эпоксидным компаундом), в результате чего он становится влагонепроницаемым и прочным к ударам и тряске.

Выводы микро модуля, используемые для внешней коммутации, принято обозначать номерами без штриха — 1, 2, 3, ..., 12, а противоположные выводы соединительных проводников (обрезаемые после герметизации микро модуля) номерами со штрихами 1', 2', 3', ..., 12'.

Так как для внешней связи обычно используют только 12 нижних выводов, то верхние выводы микро модуля обрезают. Отдельные микро модули собирают в более крупные единицы — узлы аппаратуры, конструкции которых могут быть различными в зависимости от вида аппаратуры. Поэтому при рассмотрении тепловых режимов необходимо учитывать как разогрев от мощности, рассеиваемой непосредственно полупроводниковым прибором, так и от мощности, рассеиваемой остальными деталями данного модуля и блока. При конструировании микро модулей для лучшего теплового режима элементы, рассеивающие наибольшую мощность, целесообразно размещать ближе к нижнему основанию. Температура внутри блока зависит главным образом от способности кожуха рассеивать тепло. Необходимо обеспечивать отвод тепла от микро элементов схем так, чтобы при данном уровне мощности температура на корпусе полупроводникового прибора не превышала допустимой. Определить температуру транзистора в рабочем режиме можно с помощью термопары или терморезистора, предварительно укрепленных на корпусе перед заливкой модуля.

Электрический режим работы микро модуля при измерении температуры должен соответствовать максимальной средней мощности рассеяния. Увеличение общей мощности рассеяния блока свя-

зано с необходимостью использовать специальное охлаждение.

Панель, на которой крепятся микро модули, представляет изоляционную печатную плату соответствующих размеров, на которой закрепляют соединенные по общей функциональной схеме микро модули. Выводы микро модулей обычно распаивают. Несколько панелей могут объединяться в блоки с формой параллелепипеда или другой конструктивно необходимой формой.

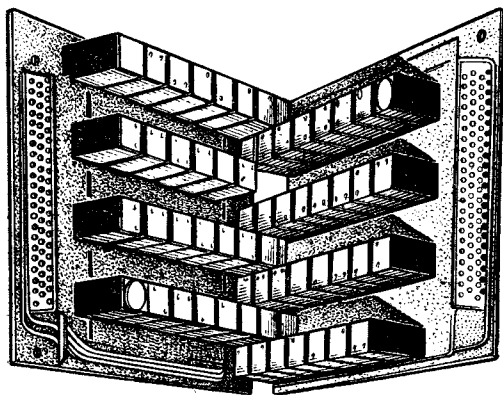


Рис. 12.11. Компоновка микро модулей в узлы

На рис. 12.11 приведен пример компоновки 30 функциональных микро модулей с помощью двусторонних монтажных плат. После окончательной сборки платы совмещаются, образуя логическую секцию вычислительного устройства.



При сборке панелей из микромодулей, как и при сборке блоков из модулей, необходимо считаться с различным выделяемым теплом разными микромодулями и размещать их на панели так, чтобы на периферии панели были микромодули с большим тепловыделением.

При микромодульном конструировании аппаратуры необходимо знать температуру перехода каждой позиции полупроводникового прибора.

Если температура корпуса полупроводниковых приборов окажется близкой к критической, необходимо произвести перекомпоновку микромодулей и, если нужно, ввести принудительное охлаждение. Температура каждого полупроводникового прибора должна определяться расчетно-измерительным методом на этапе проектирования аппаратуры. При заливке плат с полупроводниковыми приборами компаундами, пенопластами и пенорезиной, как и в случае микромодулей, нужно тщательно следить за тепловыми режимами полупроводниковых приборов. Необходимо учитывать при этом изменение теплового сопротивления между корпусом полупроводникового прибора и окружающей средой, а также возможность увеличения дополнительного нагрева полупроводникового прибора, от расположенных вблизи других радиодеталей, например сопротивлений, в условиях повышенной теплопроводности среды.

Температура при заливке не должна превышать максимальной температуры корпуса прибора, указанной в ТУ. При заливке не должны возникать механические нагрузки на выводы, нарушающие целостность стеклянных изоляторов, как это может быть при полимеризации эпоксидных смол.

Метод микромодульного проектирования позволяет практически полностью автоматизировать процесс изготовления микромодулей.

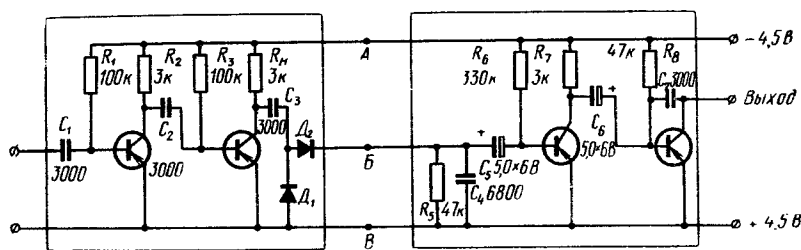


Рис. 12.12. Схема приемника прямого усиления

В качестве примера рассмотрим конструкцию микромодулей для схемы приемника прямого усиления. Схему приемника (рис. 12.12) делим на две части, каждая из которых представляет собой функционально законченную часть общей схемы и может быть реализована в виде микромодуля. Один микромодуль представляет собой двухкаскадный усилитель ВЧ с детектором,

выполненным по схеме с заземленным эмиттером. Рассмотрим последовательные этапы конструирования микромодулей на примере ММ1 (для ММ2 процесс совершенно аналогичен).

Подбирая варианты цоколевок микроэлементов, можно получить вариант электрической схемы микромодуля (рис. 12.13). Как видно из рисунка, различные узловые и выходные точки схемы имеют одинаковую адресацию. Их следует разделить, разрезав указанный соединительный провод.

На рис. 12.14 показана схема сборки микромодуля. Основной принцип расположения микроэлементов основан на необходимости отвода тепла от наиболее тепловыделяющих элементов схемы. Со стороны выводов микромодуля 1, 2, 3, ..., 12 следует располагать резисторы, конденсаторы, кремниевые полупроводниковые элементы и в последнюю оче-

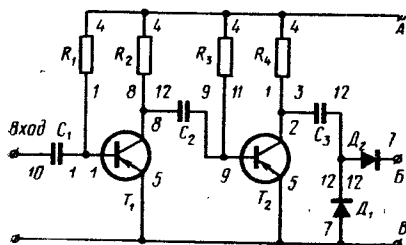


Рис. 12.13. Электрическая схема микромодуля УВЧ

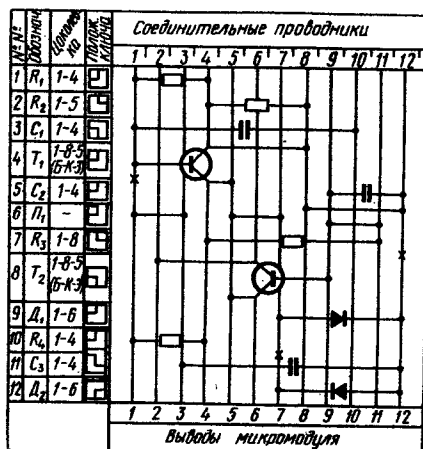


Рис. 12.14. Схема сборки микромодуля

редь — германиевые полупроводниковые элементы. В этом случае, выделяемая микромодулем мощность незначительна и порядок расположения микроэлементов определяется, исходя из удобства их коммутации. Разрезы соединительных проводников, отмеченных знаком X (рис. 12.14), выполнены, как правило, в местах расположения микроэлементов с толстыми керамическими основаниями.

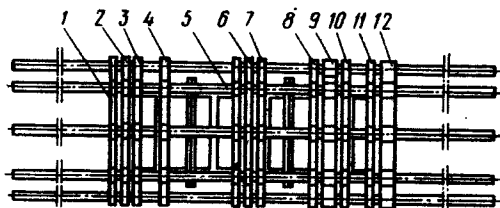
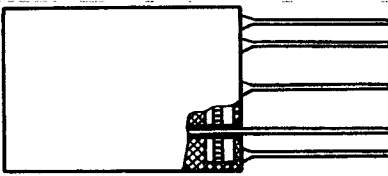
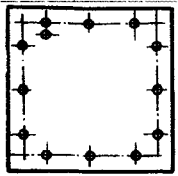


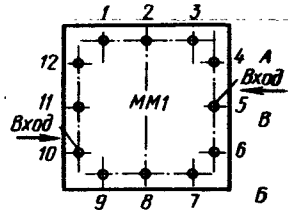
Рис. 12.15. Сборка микромодуля

Сборка микромодуля при помощи специальных приспособлений, обеспечивающих упорядоченное расположение микроэлементов с шагом сборки 0,75 мм, показана на рис. 12.15. Собранный герметизированный микромодуль показан на рис. 12.16, а. Цоколевка разработанной конструкции микромодуля показан на рис. 12.16, б. Аналогичным образом разрабатывают принципиальную электрическую схему и составляют схему сборки микромодуля УНЧ. Конструкция пла-

ты печатного монтажа под микро модули приведена на рис. 12.17. Взаимное расположение одноименных точек на обоих микро модулях должно быть таким, чтобы связь между ними на печатной плате была по возможности короче. Это требование выполняется при размещении точек А, В, В (см. рис. 12.13) на двух смежных гранях микро модулей, при этом входы и выходы схемы должны располагаться на противоположных гранях микро модуля.



а)



б)

Рис. 12.16. Собранный модуль (а) и его цоколевка (б)

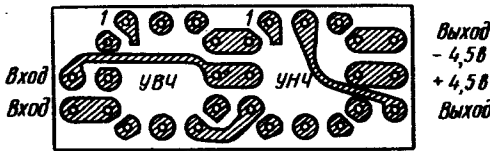


Рис. 12.17. Конструкция печатной платы под микро модули

## § 12.4. ТОНКОПЛЕНОЧНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Тонкопленочная электроника — последующий этап микроминиатюризации аппаратуры.

Тонкими называют пленки, имеющие толщину от одного атомного слоя (около 5А) до 1 мкм. Пленки большей толщины называют толстыми.

Тонкопленочная микросхема состоит из изоляционной подложки, на которую нанесены тонкопленочные резисторы, конденсаторы, металлические токоведущие перемычки, индуктивности и контактные площадки. Пленки нужных материалов и определенной конфигурации наносят на специальную изоляционную подложку.

Однако этим методом пока нельзя создавать качественные активные элементы схем. Приходится в пленочные схемы вводить навесным монтажом дискретные элементы, такие как диоды и транзисторы, а иногда и индуктивности.

Такие схемы получили название гибридных. Дискретные элементы должны быть сравнимы по размерам с тонкопленочными элементами, поэтому в гибридных схемах применяют микротранзисторы и микродиоды. Размеры их либо сокращены до минимума, либо эти элементы используются без корпуса. Гибридные схемы позволяют совмещать достоинства пленочной технологии с возможностями полупроводниковой электроники.

Тонкопленочной технологией изготавливают схемы, у которых количество пассивных элементов намного больше количества активных, например линейные и аналоговые.

А большинство логических схем содержат большое количество активных элементов и их естественно более экономично изготавливать по твердотельной технологии.

Особенно если невозможно избежать применение навесных деталей, например, катушек или конденсаторов и резисторов с большими номиналами. В пленочных микросхемах не возникает проблемы крепления компонентов к подложке.

Следует также учитывать, что тонкопленочные резисторы и конденсаторы имеют допуски, диапазон параметров, температурные коэффициенты значительно лучшие, чем твердотельные.

Более высокие частотные свойства тонкопленочных пассивных компонентов обеспечивают существенное преимущество их в схемах ВЧ по сравнению с твердыми схемами.

### Методы нанесения тонких пленок

Тонкие пленки должны иметь хорошую адгезию с подложкой и другими пленками, равномерность толщины и однородность структуры. Применяется несколько методов нанесения тонких пленок: вакуумное испарение, катодное распыление, электролитическое осаждение с применением фотолитографии и др.

Изготовление тонких пленок проводится в сверхчистой среде в вакуумной камере.

Чаще всего для получения пленок используют метод термического вакуумного напыления.

Металл, расплавленный электронным лучом (или другим способом), испаряется и оседает (конденсируется) на поверхности находящихся вблизи него предметов, покрывая их тонким слоем. Меняя исходный материал и маски (трафареты), через которые он напыляется, можно за один цикл операций изготавливать большое количество проводников, резисторов и конденсаторов, т. е. получать готовые схемы.

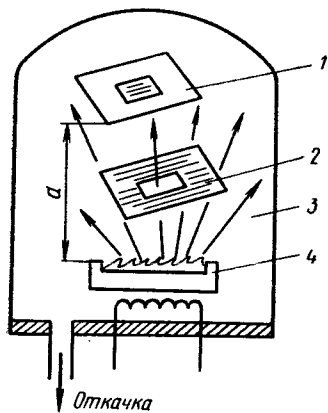


Рис. 12.18. Схема установки вакуумного напыления: 1 — подложка; 2 — маска; 3 — вакуум-система; 4 — испаритель

Упрощенная схема установки для вакуумного напыления показана на рис. 12.18. Установка имеет несколько испарителей (по числу распыляемых материалов). Расстояние между испарителем и подложкой  $a$  устанавливается в несколько сантиметров. Если при этом  $\lambda < d$ , где  $\lambda$  — длина свободного пробега атомов или молекул, то напыляется вся подложка. Если  $\lambda > d$ , то атомы испаряемого вещества летят прямолинейно без столкновений и на подложке получается рисунок маски. В этом случае количество атомов, падающих на единицу площади подложки, обратно пропорционально квадрату расстояния подложки от испарителя (табл. 12.3).

Как видно из приведенной таблицы, приемлемыми являются давления  $p > 10^{-4}$  для прямолинейного распространения атомов. Когда давление в камере достигнет  $10^{-4} \div 10^{-5}$

мм рт. ст., испаряемый материал начинают нагревать. Испаритель вначале выделяет газы, поэтому подложка должна быть закрыта от испарителя экраном — заслонкой во избежание загрязнения. Затем заслонка удаляется.

$\rho$ , мм рт. ст.	760	1	$10^{-3}$	$10^{-4}$	$10^{-5}$
$\lambda$ , см	$10^{-5}$	$7 \cdot 10^{-4}$	7	70	700

При напылении, для получения конденсации пара напыляемого материала, температура подложек поддерживается более низкой, чем температура испарения материала. В процессе напыления контролируется толщина наносимой пленки. Напыление одной пленки занимает время от нескольких секунд до нескольких минут.

Наряду с термическим испарением в вакууме в последние годы получило распространение катодное распыление, при помощи электронного и ионного пучков и электронной бомбардировки.

Ударяясь о катод, электроны выбивают атомы катодного вещества, которые движутся по направлению к высокому положительному потенциалу в системе и оседают на подложку. Скорость катодного распыления

$$W = K \frac{U_a I_a}{\rho d_{ак}}$$

где  $U_a$  и  $I_a$  — соответственно напряжение и ток анода;  $d_{ак}$  — расстояние между ними ( $U_a = 1 \div 5$  кВ,  $d_{ак} \approx 3 \div 10$  см).

Недостаток метода состоит в том, что нельзя осуществить работу при низком вакууме. Таким способом могут быть получены пленки тугоплавких металлов тантала, вольфрама, молибдена и их оксидов. Иногда применяют совмещенный метод — реактивное катодное распыление, когда при осаждении на подложку происходит химическая реакция.

### Подложки

В качестве изоляционной подложки для тонкопленочных схем обычно применяют стекло, керамику, ситаллы прямоугольной или квадратной формы размерами  $12 \times 8$ ;  $12 \times 12$ ;  $12 \times 16$ ;  $12 \times 20$ ;  $16 \times 20$ ;  $24 \times 30$ ;  $48 \times 60$  и т. д. Толщина подложек обычно выбирается: 0,6; 1,0; 1,6 мм.

Подложка должна иметь высокую механическую прочность, низкую теплопроводность и электропроводность и малую шероховатость поверхности.

От степени шероховатости поверхности подложки зависит толщина наносимых пленок.

Механическая прочность важна, когда применяют очень тонкие подложки (десятые доли миллиметра).

Электропроводность стекла и керамики характеризуется двумя составляющими — поверхностной и объемной. В случае малых расстояний между элементами возникают большие градиенты напряжений. При этом происходит миграция ионов через кристаллическую решетку и ионов адсорбированной влаги по поверхности, обуславливающая объемную и поверхностную проводимость.

Перед нанесением тонких пленок подложку шлифуют, полируют, затем дополнительно очищают (иногда с помощью ультразвука в абразивной среде), промывают, травят кислотами и просушивают. Непосредственно перед нанесением пленок подложку очищают ионной бомбардировкой в тлеющем разряде.

Чистота подложки обеспечивает хорошую адгезию (сцепление) пленок к подложке. Малейшие дефекты ведут к значительным изменениям свойств тонкопленочных компонентов.

Для получения схемных элементов необходимо создать правильную конфигурацию. Для нанесения рисунка элементов применяют методы фотолитографии, металлических масок и шелкографии.

Геометрические размеры пленочных элементов, их форма, размещение и соединение обеспечиваются технологией пленочных микросхем.

Геометрическое размещение элементов пленочной схемы сначала подробно представляется на топологической карте, в которую должны входить размеры и форма всех элементов.

Метод шелкографии применяется редко, из-за неодинаковой толщины покрытия и возможности смазывания материалов.

На рис. 12.19 показана тонкопленочная микросхема и маски для нанесения проводников, изоляторов и резисторов. Маскирование осуществляют, помещая маски между испарителем и подложкой.

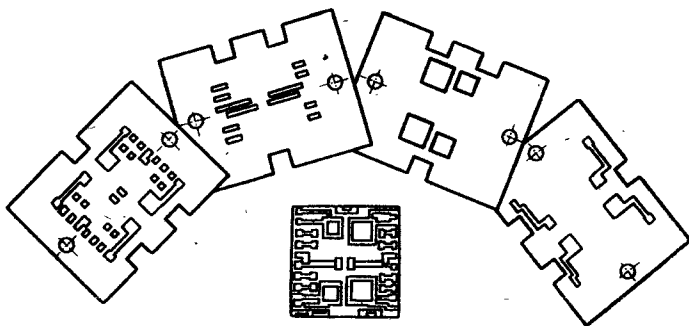


Рис. 12.19. Тонкопленочная схема и набор масок

В качестве масок используют фольгу из нержавеющей стали, Mo, Ni, сплавов Cu толщиной  $\geq 0,1$  мм. Рисунки на фольге создают фотолитографическим методом.

Долговечность таких масок ограничена тем, что их отверстия забиваются осаждающимся веществом. При напылении тонких пленок через металлические маски можно получить только простые геометрические фигуры, фигуры в виде колец или спиралей получить невозможно.

## Проводники

Проводящие пленки применяются для соединительных проводников, катушек индуктивности, плоских спиралей, обкладок конденсаторов.

Основным параметром тонкопленочных проводников является удельное поверхностное сопротивление  $r$ , Ом/квadrat, которое представляет собой сопротивление пленки, ширина которой равна его длине, и выражается в омах на единицу площади:

$$r_0, \text{ Ом/квadrat} = \rho/d,$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление материала пленки, а  $d$  — толщина пленки.

Величина его составляет примерно 0,5 Ом/квadrat. Сопротивление любой части проводника

$$R, \text{ Ом} = r_0 \frac{l}{b},$$

где  $l$  — длина проводника;  $b$  — его ширина. В ряде случаев это сопротивление достаточно велико и может вызвать нежелательные обратные связи.

Проводимость металлических пленок зависит от ее толщины. Удовлетворительные результаты получаются при толщине пленок порядка 1000 Å.

При изготовлении металлизированных токоведущих дорожек между компонентами выбор материала обусловлен следующими требованиями:

а) каждому компоненту необходимо создать омические невыпрямляющие контакты;

б) соединение компонентов должно быть выполнено из низкоомного материала, обладающего хорошей адгезией с подложкой.

Первому условию удовлетворяют многие металлы: Au, Al, Pb, Ag, Cr, Ni. Чаще всего используются Al, Ni, Cr, а также сплав Cr с Au и Be с Cu.

Второму условию удовлетворяют Al, Cr и Au.

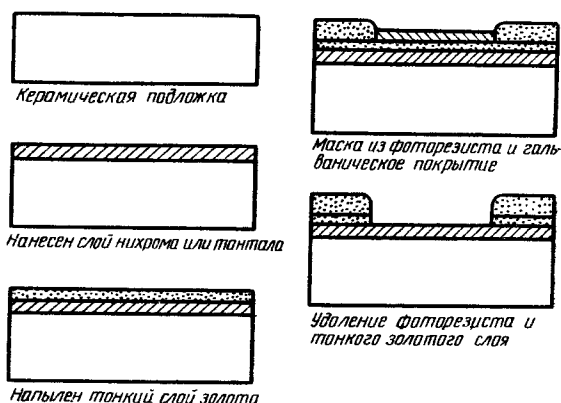
Такие металлы, как Al, Cr и Be, хорошо удерживаются на стекле. Пленки из Ag, Cu и Ni менее устойчивы, а из Au, Pt и других благородных металлов обладают плохой адгезией. Поэтому в ряде случаев предварительно наносят тонкий слой металла с хорошей адгезией, а затем наносят нужный металл.

## Резисторы

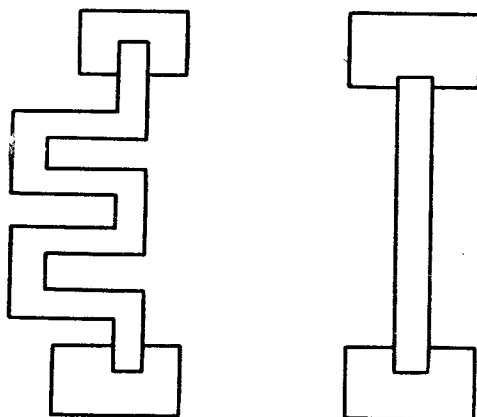
Резистивные пленки применяют для резисторов, для обкладок конденсаторов.

Резисторы наносятся на плоские подложки в виде узких полосок различных конфигураций, которые оканчиваются площадками, обладающими высокой проводимостью.

На рис. 12.20, а показано поперечное сечение тонкопленочного резистора и схема его изготовления. Для получения больших величин сопротивлений тонкопленочному резистору придают сложную конфигурацию (рис. 12.20, б). Для получения сопротивления требуемой величины необходимо нанести пленку определенной толщины и длины. Чем меньше ширина линии, тем больше величина сопротивления, которое можно получить на данной поверхности при определенном значении удельного сопротивления, поскольку на этой поверхности может быть нанесена линия более сложной конфигурации.



а)



б)

Рис. 12.20. Тонкопленочные резисторы:  
а — разрез; б — резистор сложной конфигурации

Параметрами тонкопленочных резисторов являются:

- а) полное сопротивление  $R$ , Ом;
- б) удельное поверхностное сопротивление пленки  $r_0$ , Ом/кв.драт;



в) максимальное рассеяние мощности  $P_R$ , мВт;

г) относительный допуск  $\Delta R/R$ , %;

д) температурный коэффициент сопротивления ТКР,  $1/^\circ\text{C}$ .

Тонкопленочный резистор рассчитывают исходя из конструктивных, технологических и электрических требований, но без учета существующих стандартных номиналов.

Выбор ширины пленки зависит от величины сопротивления и мощности рассеяния.

При заданном сопротивлении тонкопленочного резистора  $R$  определяется отношением его длины к ширине:

$$R, \text{ Ом} = r_0 \frac{l}{b} = r_0 n, \quad (12.1)$$

где  $n = R/r_0 = l/b$  — число квадратов (рис. 12.21). Отсюда для заданных  $R$  и  $b$  можно определить длину резистора  $l$ ,  $\text{мм} = Rb/r_0$  и площадь, заполняемую резистором:

$$S_R = l(b + b_1) = nb(b + b_1) = \frac{R}{r_0} b(b + b_1),$$

где  $b_1$  — расстояние между резисторами.

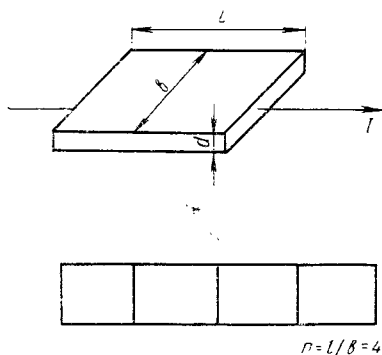


Рис. 12.21. К определению  $R$  тонкопленочного резистора

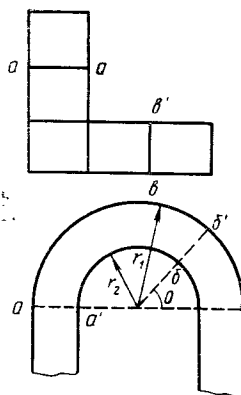


Рис. 12.22. К определению  $R$  зигзагообразного тонкопленочного резистора

Минимальный линейный размер пленочных резисторов определяется в основном точностью нанесения масок и величиной допуска на сопротивление.

Максимальная рассеиваемая мощность на резисторе  $P_R$  зависит от теплопроводности подложки, способа охлаждения и температуры окружающей среды. Минимальная длина  $l$  и ширина  $b$  резистора при рассеиваемой мощности  $P_R$  рассчитываются по заданным  $R$ ,  $r_0$  и  $P_0$ .

$$P_R \leq P_0 l b = P_0 \frac{R}{r_0} b^2,$$

отсюда

$$b \geq \sqrt{\frac{P_R}{P_0} \cdot \frac{r_0}{R}}; \quad l \geq \frac{P_R}{P_0 b},$$

где  $P_0$  — удельная допустимая мощность рассеяния резисторов составляет 1 Вт/см<sup>2</sup> площади резистивной пленки.

Резисторы могут быть прямыми или зигзагообразными. Для зигзагообразных резисторов необходимо учитывать, что на углах и изгибах (рис. 12.22) формула (12.1) для сопротивления несправедлива. Необходимая поправка рассчитывается по формулам:

$$R_{aa',bb'} = 2,55r_0 \text{ для угла и}$$

$$R_{aa',bb'} = r_0 \frac{\pi - \theta}{\ln \frac{r_1}{r_2}} \text{ для изгиба.}$$

Зигзагообразные резисторы должны иметь четкое число изгибов, в противном случае контактные площадки будут расположены рядом.

Длина зигзагообразного резистора

$$l_3, \text{ мм} = \frac{Rb}{r_0(N+1)} + \left[ \frac{M}{M+1} \right] (1,5 - l),$$

где  $l$  — длина одного изгиба.

Тонкопленочные резисторы сравнительно устойчивы к изменению температуры. ТКР в диапазоне температур  $(-60) \div (+125)^\circ\text{C}$  находится в пределах от  $-4$  до  $+2 \times 10^{-4}$  град<sup>-1</sup>.

Основное требование, предъявляемое к резистивным пленкам, — высокое удельное сопротивление и стабильность. Для получения тонкопленочных резисторов широкого применения получили нихром, сплавы золота с платиной и тантал.

Пленки из нихрома в течение времени изменяют свое удельное сопротивление. Наиболее устойчивые пленки получают при толщине  $50 \div 500 \text{ \AA}$  (что соответствует  $r_0 = 300 \div 30$  Ом/квadrat).

Танталовые резисторы получают методом распыления металла на подложку и последующего травливания ненужных участков. Оптимальная толщина таких пленок —  $500 \text{ \AA}$ , а удельное сопротивление —  $1000$  Ом/квadrat.

Более высокоомные резисторы получают из окислов металлов. Наиболее часто для этих целей применяют двуокись олова с примесями As, P или Sb. Наносятся они химическим осаждением или вакуумным распылением. Величина их удельного сопротивления достигает  $5000$  Ом/квadrat.

Особенно высокого сопротивления (до  $10^5$  Ом/квadrat) достигают при использовании соединений металла и изолятора, например танталово-хромовый силикат. Однако такие резисторы обладают высоким значением температурного коэффициента.

Обычно напыленные резисторы требуют доведения величины сопротивления до номинального значения.

Для этого применяют обработку резисторов лазерным лучем и другими методами.

### Тонкопленочные конденсаторы

При изготовлении тонкопленочных конденсаторов необходимо минимум три этапа нанесения пленок: нанесение нижней обкладки, нанесение диэлектрика и, наконец, верхней обкладки. На рис. 12.23 показано поперечное сечение тонкопленочного конденсатора. Верхняя и нижняя обкладки конденсатора — металлические пленки; диэлектрик — пленка стекла, двуокиси кремния или окислов других металлов.

Основными параметрами тонкопленочных конденсаторов являются:

- а) полная емкость  $C$ , Ф;
- б) удельная емкость  $C_0$ , Ф/см<sup>2</sup>;
- в) максимальное напряжение  $U_{\max}$ , В;
- г) температурный коэффициент емкости ТКС, 1/°С;
- д) добротность  $Q_C$ .

Полная емкость тонкопленочного конденсатора определяется из выражения

$$C, \text{ Ф} = \frac{\varepsilon \varepsilon_r S}{d} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0 b^2}{d},$$

а удельная емкость

$$C_0, \frac{\text{Ф}}{\text{см}^2} = \frac{C}{S} = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{d},$$

где  $\varepsilon$  — диэлектрическая проницаемость среды,  $\varepsilon_0$ , Ф/см =  $10^{-13}$ . Максимальное напряжение тонкопленочного конденсатора определяется из условия  $U_{\max} < U_{\text{проб}} = E_{\text{проб}} d$ ; температурный коэффициент емкости (ТКС) конденсатора не превышает  $\pm (3 \div 4) \times 10^{-4}$  град<sup>-1</sup> в диапазоне температур 20—85°С.

Наиболее экономичное использование занимаемой площади обеспечивают тонкопленочные конденсаторы квадратной формы. Длина стороны квадратного конденсатора

$$d, \text{ мм} = \sqrt{C/C_0}.$$

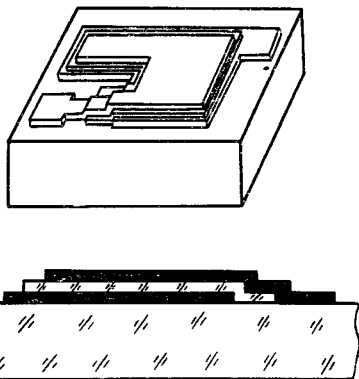


Рис. 12.23. Тонкопленочные конденсаторы

Для прямоугольных конденсаторов длины сторон  $b$  и  $l$  связаны выражением

$$bl, \text{ мм}^2 = C/C_0.$$

Часто для максимального использования поверхности применяют несимметричную конфигурацию или многослойные пленки.

Емкость многослойного конденсатора определяется из выражения

$$C_m, \text{ Ф} = (m - 1) \frac{\epsilon \epsilon_0 S}{d},$$

где  $m$  — число слоев.

Изолирующие пленки, применяемые для диэлектриков в пленочных конденсаторах, должны иметь высокую диэлектрическую проницаемость  $\epsilon$ , для увеличения удельной емкости, высокую пробивную напряженность электрического поля, для повышения допустимых рабочих напряжений, и малый ток утечки, для повышения добротности.

Для получения больших емкостей на меньших площадях необходимо применять более тонкие пленки. Минимальную толщину диэлектрической пленки определяют из условия осаждения беспористой пленки, а также напряжением пробоя.

Пленки толщиной менее  $50\text{Å}$ , как правило, не однородны. Наиболее приемлемы диэлектрические пленки толщиной  $500\text{Å}$ .

При толщине пленки стеклодиэлектрика  $1 \text{ мк}$  конденсаторы имеют на площади  $1 \text{ см}^2$  емкость  $10\,000 \text{ пФ}$  с диэлектрической прочностью  $500 \text{ В/см}$ . Многослойные пленочные электрические танталовые конденсаторы имеют емкость несколько микрофарад. Танталовые пленки обеспечивают наибольшую удельную емкость. Для образования электродов напыляют золото.

Преимуществами пленочных конденсаторов перед твердотельными являются: отсутствие зависимости от приложенного напряжения, малые паразитные параметры, большая точность, большие номиналы и то, что они неполярные.

### Тонкопленочные элементы индуктивности и трансформаторы

Тонкопленочные элементы индуктивности изготавливают в виде тонкопленочной круговой или прямоугольной спирали (рис. 12.24). Индуктивность круговой спирали определяется из выражения

$$L_{\text{круг}}, \text{ мГн} = \frac{25DN^2}{1 + 3\frac{n}{D}},$$

где  $D = K_1 + K_2$ ;  $n = K_2 - K_1$ ;  $N = \frac{K_2 - K_1}{b + b^1}$  — число витков спирали;

$b_1 + b = m$  — шаг спирали. Добротность тонкопленочной индукции можно подсчитать по формуле

$$Q_L = \frac{z_L}{z_R} = \omega \frac{L_K}{R} = \omega \frac{L}{r_0 \left( \frac{l}{b} \right)}$$

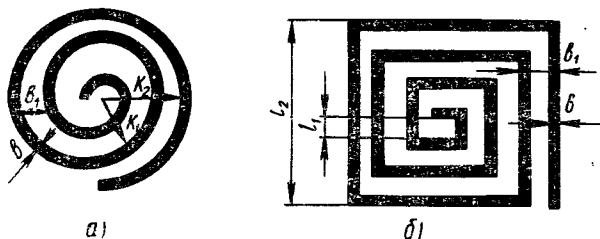


Рис. 12.24. Тонкопленочные элементы индуктивности:  
а — круговые; б — прямоугольные

Длину круговой спирали определяют по формуле

$$l_{\text{круг}} = \frac{r_2^2 - r_1^2}{2(b + b_1)} = \frac{Dh}{2(b + b_1)}$$

Индуктивность прямоугольной спирали определяют из выражения

$$L_{\text{прям}}, \text{ мГн} = 8N^2 D \left[ 0,2 (b + b_1) \frac{N}{D} + \ln \frac{D}{(b + b_1) N} + 0,7 \right],$$

где  $D = \frac{1}{2} (l_2 + l_1)$ .

Длина прямоугольной спирали может быть рассчитана по формуле

$$l_{\text{пр}} = \frac{Dh}{2(b + b_1)}$$

Взаимную индуктивность и полосу пропускания трансформаторов определяют толщиной платы, на которую наносят с разных сторон первичную и вторичную обмотки. Добротность повышают с увеличением толщины проводников.

Верхний предел тонкопленочных индуктивностей обычно не превышает 3 мкГ. Добротность тонкопленочных элементов индуктивностей также низка. Для получения удовлетворительной добротности применяют метод гальванического покрытия, при этом достигают минимального удельного сопротивления.

Например, при ширине линии спирали около 0,00125 мм удельное сопротивление слоя имеет порядок  $10^3$  Ом/квадрат. При этом индуктивность будет порядка 1 мкГ.

Применение тонкопленочных индуктивностей ограничено их низкой добротностью  $Q$ , высокой индуктивностью рассеяния и относительно большой занимаемой площадью.

В запоминающих устройствах магнитные металлические пленки имеют лучшие характеристики, чем ферритовые. Металлические магнитные пленки получают методом испарения.

### Тонкопленочные транзисторы

Получение тонкопленочных активных элементов позволяет получить полную тонкопленочную схему. За последнее время были разработаны различные типы тонкопленочных транзисторов (биполярные, полевые, туннельные), но все они не вышли из стадии лабораторных исследований, так как имеют низкую стабильность и плохо контролируемые свойства.

Первый тонкопленочный транзистор имел структуру металл — изолятор — металл — изолятор — металл с тремя выводами от металлических слоев, представляющих эмиттер, базу и коллектор (рис. 12.25, а). На рис. 12.25, б приведена энергетическая диаграмма. Как видно из рисунка, изоляционные прослойки между металлами представляют потенциальные барьеры. Однако изоляционная пленка между эмиттером и базой выполняется очень тонкой (20—50Å) и при подаче внешнего напряжения, указанного на рис. 12.25, а, возможна эмиссия электронов из эмиттера в базу через щель запрещенной зоны изолятора.

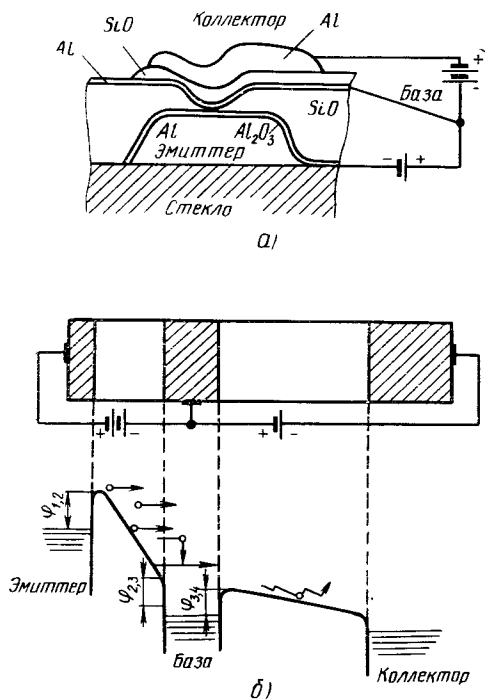


Рис. 12.25. Тонкопленочный транзистор: а — структура; б — энергетические диаграммы

в коллектор могут лишь те горячие электроны, которые на границе металл — изолятор имеют энергию, достаточную для преодоления потенциального барьера. Горячие электроны, преодолевшие потенциальный барьер и попавшие в зону проводимости коллекторного изолятора, под действием поля скатываются в металлический коллектор. Часть электронов рассеяния в металлической базе создает поперечный ток базы.

Для получения усилительных свойств описанного прибора необходимо выполнить следующие условия:

Работа выхода  $\Phi_{1,2}$  — должна быть близка к нулю, а  $\Phi_{2,3}$  должна быть достаточно большой и больше чем  $\Phi_{3,4}$ , так как горячий электрон должен иметь энергию, которой хватило бы для прохождения тонкой металлической базы и преодоления работы выхода металл — изолятор (коллектор).

Коэффициент усиления был получен до 0,97, т. е. как у обычных биполярных транзисторов.

Наиболее перспективной технологией тонкопленочных транзисторов и диодов является метод выращивания монокристаллических пленок из полупроводникового материала в парообразном состоянии.

Тонкопленочный транзистор, изготовленный методом испарения сульфида кадмия на стеклянной подложке, имеет параметры  $S=10\ 000$  мкмо,  $K_u \geq 100$ ,  $\tau_{пер} \leq 0,1$  мкс.

На рис. 12.26 приведена тонкопленочная схема, содержащая никромовые резисторы, золотые проводники и алюминиевые электроды конденсаторов, диэлектрик из монооксида кремния. Для ее изготовления необходимы специальные фигурные трафареты — маски, которые позволяют наносить пленочные рисунки нужных размеров в определенных местах.

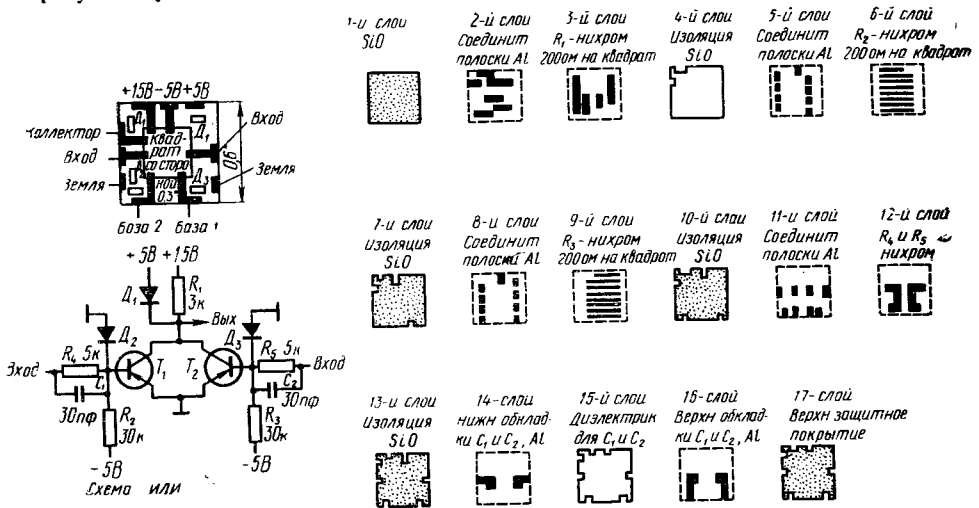


Рис. 12.26. Тонкопленочная схема

Сначала изготавливают соединения. Для этого через трафарет напыляют полоски серебра, алюминия или золота. Затем через другой трафарет напыляют резисторы, которые представляют собой пленочные полоски тантала, хрома или специальных сплавов. Варьируя как напыляемый материал, так и толщину слоя, можно менять и их номиналы.

Для изготовления конденсатора через специальный трафарет напыляют металл. Затем меняют трафарет и напыляют изолятор, а затем снова металл.

Многослойным вакуумным напылением чередующихся слоев проводников и диэлектриков на стеклянную подложку получают пленочные схемы с большой плотностью монтажа.

Для стабилизации состояния поверхности применяют химические методы окисления ее и создания защитных пленок, стойких к изменению окружающих условий. После нанесения всех слоев устанавливают диоды и транзисторы.

Ввиду того, что активные элементы до настоящего времени не отработаны в пленочной форме в тонкопленочных схемах используют загерметизированные или бескорпусные активные элементы, размещенные на пассивной схеме навесным монтажом.

Навесные элементы могут располагаться либо на самой подложке, либо на некотором расстоянии от нее. В ряде случаев навесные элементы подсоединяют в промежутках между микросхемами. Для крепления элементов в подложке предусматривают сквозные или глухие отверстия. Микроэлемент помещают в это отверстие и заливают эпоксидной смолой (рис. 12.27).

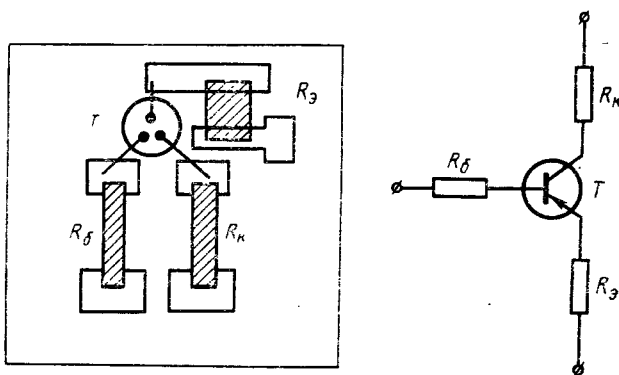


Рис. 12.27. Тонкопленочная схема инвертера с навесным транзистором

Соединение навесных деталей с элементами микросхемы может быть выполнено различными методами: термокомпрессией, ультразвуковой сваркой, лучом лазера и др. При этом выводы навесных элементов соединяют с металлизированными площадками на подложке.

Обычно золотая проволока приваривается к золотой или алюминиевой контактной площадке, алюминиевая проволока — к алюминиевой контактной площадке.

Пленочные и активные элементы расположены на одной стороне подложки.

В ряде случаев соединение кристаллов транзисторов или диодов со схемой производится с помощью металлических шариков диаметром 0,15 мм для того, чтобы пластина не касалась подложки всей площадью.

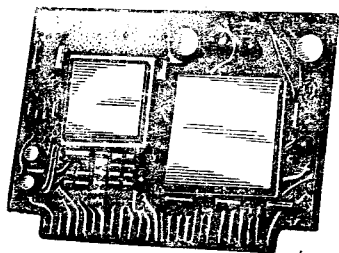


Рис. 12.28. Модуль, собранный из тонкопленочных схем

Для защиты элементов микросхемы от влияния внешней среды, повышения стабильности и надежности применяют лакокрасочные покрытия или заливку компаундом.

Существуют различные варианты конструктивного исполнения тонкопленочных схем. На рис. 12.28 показана модульная конструкция. В этом случае они изготовлены в виде галет (см. рис. 12.26).

На периферии галеты располагается отдельная рамка с соединительными выступами. Галеты накладывают друг на друга и затем соединяют рамки приваркой.

После сборки модуль помещают в металлический корпус и впаивают в плату — основание.

Отдельные схемы на подложке соединяют в узлы и заливают внешней оболочкой для защиты от внешних воздействий. В ряде случаев применяют металлический корпус, предохраняющий от внешних воздействий, или керамический корпус с металлическими выводами.

Отказ от заливки позволяет избежать возникновения сдавливающих усилий на пленки, их химического взаимодействия с заливочным материалом и дополнительных паразитных емкостей.



## § 12.5. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ

Полупроводниковой (твердой, монокристаллической) интегральной схемой называют схему, созданную в одном кристалле полупроводника и выполняющую определенную функцию.

В монокристаллической схеме участки с различными свойствами от диэлектриков до полупроводников, выполняющих функции различных активных и пассивных элементов, а также соединения между ними находятся в объеме одной кристаллической кремниевой подложки.

Твердые схемы можно подразделить на две группы — интегральные схемы, отдельные участки которых эквивалентны обычным радиодеталям, и функциональные схемы, в которых трудно выделить отдельные элементы схем, которые были бы эквивалентны обычным радиодеталям.

В данном разделе рассматривается в основном первая группа твердых схем. Схема состоит из совокупности пассивных и активных элементов.

В качестве активных элементов в твердых схемах используют транзисторы, диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы и термоэлектрические элементы. Все эти приборы состоят из одного или более  $p$ - $n$ -переходов (рис. 12.29) и подробно были рассмотрены в предыдущих разделах.

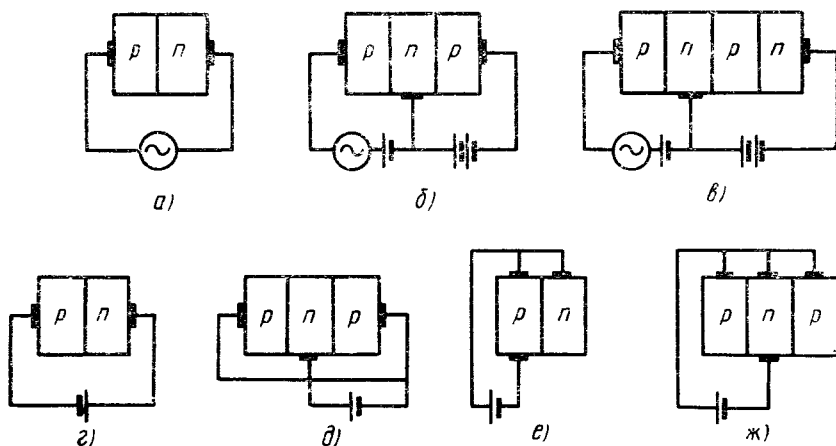


Рис. 12.29. Схематическое изображение элементов интегральной схемы: а — диоды; б — транзисторы; в — тиристоры; г, д — конденсаторы; е, ж — резисторы

Любой  $p$ - $n$ -переход обладает барьерной емкостью, аналогичной плоскому конденсатору с диэлектриком из полупроводникового материала (рис. 12.29, г, д). Такие конденсаторы чаще всего и применяются в интегральных схемах.

В качестве резисторов используют участки однородного полупроводника, обычно ограниченные диффузионным переходом,

т. е. сам кремний может выполнять функции резистора, а  $p$ - $n$ -переход — быть его стенками (рис. 12.29, *е, ж*).

Таким образом,  $p$ - $n$ -переходы могут функционировать в качестве диодов, транзисторов, резисторов и конденсаторов, т. е. элементов, достаточных для создания большинства радиотехнических схем. Наиболее трудноисполнимы в твердой схеме катушки индуктивности, поэтому при разработке твердых схем стремятся избегать решения, требующего индуктивных элементов. Для исключения взаимного влияния активные и пассивные элементы размещают в лунках изолирующей подложки, на которую нанесен изоляционный слой с последующим напылением проводящих участков, соединяющих элементы между собой.

Рассмотрим требования, предъявляемые к элементам интегральных схем.

### Транзисторы

В интегральных схемах применяют различные типы биполярных и полевых транзисторов. Однако наиболее широко применяют диффузионные и эпитаксиально-диффузионные планарные транзисторы.

В логических схемах применяют полевые транзисторы. Транзисторная структура интегральной схемы изготавливается теми же

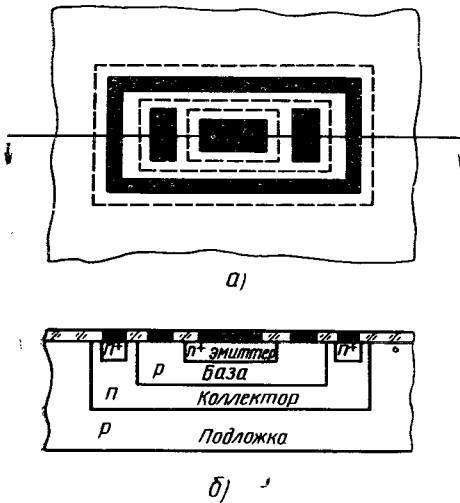


Рис. 12.30. Геометрия (а) и поперечный разрез интегрального транзистора (б)

операциями окисления, локального удаления окисла, диффузии и эпитаксии, которые были рассмотрены для случая изготовления дискретного транзистора.

На рис. 12.30 приведено поперечное сечение типичного биполярного транзистора интегральной схемы. На нем видны все четыре слоя: диффузионный эмиттер, диффузионная база, эпитаксиальный коллектор и подложка.

База получается в результате диффузии примесей  $p$ -типа в эпитаксиальный коллектор, удельное сопротивление которого примерно  $0,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , а эмиттер — в результате диффузии примесей  $n^+$ -типа в базу  $p$ -типа.

Одновременно с диффузией эмиттера создается контактная область коллектора  $n^+$ -типа. Электрический контакт с эмиттерной, базовой и коллекторной областями создают алюминиевой металлизацией. Таким образом, транзис-

тор интегральной схемы состоит из  $n$ - $p$ - $n$  диффузионной эпитаксиальной структуры, которая электрически изолирована с помощью подложки  $p$ -типа.

На рис. 12.30, *a* приведена геометрия транзистора. Эмиттер и база представляет собой прямоугольники. Омическое соединение с базой осуществляется двумя контактами с одной и с другой стороны эмиттера. Диффузионный переход коллектор — база полностью окружен металлизированной прямоугольной рамкой, которая является омическим контактом коллектора. Эту структуру окружает самый отдаленный от центра прямоугольник, представляющий собой границы  $p$ - $n$ -перехода, образованного между эпитаксиальным коллектором  $n$ -типа и подложкой  $p$ -типа.

Очевидно, что в одной и той же интегральной схеме практически можно проектировать транзистор с любой геометрией и размерами. А следовательно, в одной схеме могут быть созданы одновременно и высокочастотные и мощные транзисторы.

Особенность транзисторов интегральных схем связана с их планарной конструкцией. Все контакты к основным областям транзистора, в том числе и контакт к коллектору, располагаются сверху на одной плоскости интегральной схемы. Такое расположение коллекторного контакта приводит к увеличению распределенного сопротивления тела коллектора по сравнению с сопротивлением тела коллектора дискретного транзистора, у которого коллекторный контакт расположен снизу. Вследствие образования добавочного последовательного с коллектором сопротивления увеличивается напряжение насыщения прибора. Величина этого сопротивления составляет  $10 \div 100$  Ом в зависимости от геометрии, тогда как в дискретных транзисторах  $5 \div 10$  Ом. Для снижения напряжения насыщения применяют специальные меры. Например, в структуре, показанной на рис. 12.31, в коллекторе транзистора для уменьшения сопротивления тела коллектора введен высоколегированный слой  $n^+$ -типа. Этот слой получают дополнительной селективной диффузией донорной примеси перед наращиванием эпитаксиального слоя.

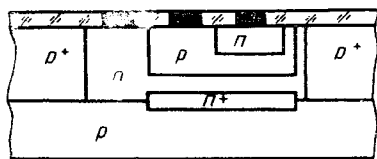


Рис. 12.31. Структура интегрального транзистора с слоем  $n^+$  в коллекторе

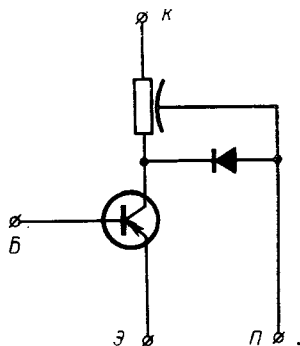


Рис. 12.32. Эквивалентная схема интегрального транзистора

Еще одно отличие интегрального транзистора вызвано влиянием изолирующего слоя, разделяющего элементы интегральной схемы.

Изолирующий *p-n*-переход представляет собой диод, который соединен с коллектором и действует как зависящая от напряжения емкость, соединяющая коллектор с землей.

На рис. 12.32 приведена упрощенная эквивалентная схема интегрального транзистора.

Величина емкости перехода коллектор—подложка для мало-мощных структур имеет величину от 2 до 5 пФ и существенно сказывается на быстродействии транзистора.

Еще одна особенность интегрального транзистора заключается в том, что не требуется большое тепловыделение вследствие высокой плотности монтажа. Поэтому схемы стараются создавать такими, которые работают при низких уровнях рассеиваемой мощности, т. е. в микрорежиме.

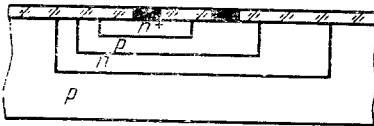
Типовые транзисторы имеют следующие параметры:  $f_T \leq 500$  МГц;  $U_{кэ\text{ max}} \leq 30$  В;  $U_{эб\text{ max}} \leq 5$  В;  $\beta \geq 20$ . Обратный ток переходов обычно менее 1 мкА, паразитная емкость по отношению к подложке  $C_{кп} \leq 3$  пФ.

Поскольку все транзисторы изготавливаются одновременно методом диффузии в одном и том же кристалле кремния, то это обеспечивает хорошее совпадение их электрических характеристик.

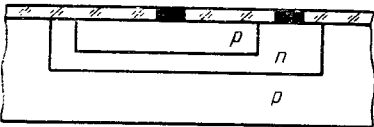
При создании транзисторов нужно избегать вредного влияния одних приборов на другие.

## Диоды

В интегральной схеме могут быть созданы диоды практически любого типа. Однако при конструировании схемы желательно применять диоды, эквивалентные переходам эмиттер—база или коллектор—база (рис. 12.33).



а)



б)

Рис. 12.33. Интегральный диод на эмиттерном переходе (а) и на коллекторном (б)

инжектируются в базу как из коллекторного, так и из эмиттерного перехода (рис. 12.34, б).

В третьем случае (рис. 12.34, в) эмиттер соединен с базой и диод состоит из коллекторного перехода.

Диоды на эмиттерном переходе имеют максимальное обратное напряжение 5 В, а диоды на коллекторном переходе 30 В.

Обычно в качестве диодов используют целиком транзисторные структуры. На рис. 12.34 показаны пять возможных вариантов диодных соединений транзисторной структуры.

На рис. 12.34, а показан случай, когда в качестве диода используется эмиттерный переход, а коллекторный переход закорачивается.

Во втором случае закорочены эмиттер и коллектор. Фактически работают оба перехода. При прямом смещении носители

В четвертом случае диод состоит из эмиттерного перехода, а коллектор изолирован (рис. 12.34, *г*).

В пятом случае (рис. 12.34, *д*) диод состоит из коллекторного перехода, а эмиттер изолирован.

В каждом из пяти диодных соединений существуют три различных перехода, каждый из которых имеет определенную величину емкости. При расчете емкости следует учитывать, что переход эмиттер — база близок к ступенчатому переходу, а переход база — коллектор является плановым. В отличие от дискретных диодов интегральные диоды имеют паразитную емкость перехода коллектор — подложка. Величина этой емкости составляет примерно  $10^4$  пФ/см<sup>2</sup>.

Наибольшая емкость (примерно 4 пФ) получается при соединении структуры способом, приведенным на рис. 12.34, *б*, когда все три перехода соединены параллельно.

Наименьшая емкость (примерно 2 пФ) достигается при соединении по способу рис. 12.34, *г*, так как в этом случае емкость подложки соединяется последовательно с емкостью коллекторного перехода благодаря обратному смещению. Присоединим по методу рис. 12.34, *а*, *в*, *д* — емкость получится примерно 3,5 пФ. Причем в случае *а* емкость несколько выше, чем в случае *в* и *д*, так как емкость эмиттерного перехода выше, чем емкость коллекторного перехода.

Время восстановления в случае *а* является наименьшим в связи с тем, что в коллекторе не накапливается добавочный заряд (коллектор соединен базой). В случае *г* коллектор свободен и накопленный в нем заряд добавляется к заряду, накопленному в базе. В результате время восстановления в этом случае более высокое. Время восстановления при включении по способу *в* сравнимо со случаем *г*, так как диод представляет собой переход коллектор — база, на который подано прямое смещение как в базу, так и в коллектор.

Самое большое время восстановления наблюдается в случае *б*, где оба перехода имеют прямое смещение и наибольшее количество накопленных носителей заряда.

Самое низкое прямое напряжение (примерно 0,6 В) получается в схеме включения по способу *а*, когда переход коллектор — база закорочен. Самое высокое напряжение (примерно 1 В) получается для случая *г*, когда цепь коллектор — база разомкнута. При включении по схеме *б*, *в* и *д* напряжения получают примерно одинаковые (около 0,9 В).

Для диодных соединений транзисторной структуры по способам *а*, *б* и *г* предельное напряжение ограничивается напряжением эмиттерного перехода. Величина его обычно составляет 5 — 10 В. Напряжение пробоя перехода коллектор — база для диодного соединения транзистора по способам *в* и *д* составляет 30 — 50 В.

Обратные токи диодов обычно не превышают 100 нА. Величина их несколько выше для соединения транзисторной структуры по методу *в*, так как в этом случае эмиттерный и коллекторный переходы соединены параллельно.

Таким образом, для использования диодов в импульсных схемах целесообразно закорачивать переход база — коллектор, так

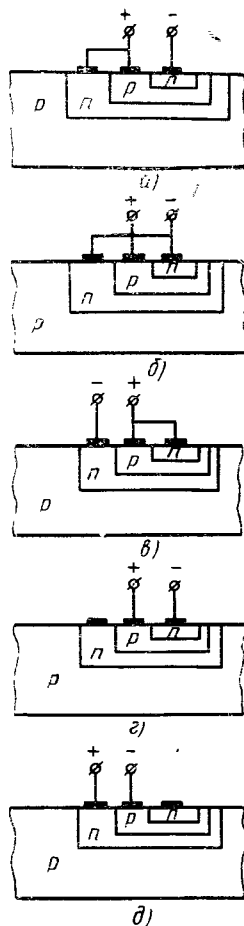


Рис. 12.34. Способы включения транзисторных структур в качестве диода

как обеспечивается лучшее время восстановления и уменьшается сопротивление в прямом направлении.

В некоторых случаях переход эмиттер — база может выполнять функции стабилитрона.

## Резисторы

Резисторы для интегральных схем могут быть получены несколькими способами. В качестве резистора могут быть использованы отдельные участки объема полупроводника (объемные резисторы), участки приповерхностного диффузионного слоя (диффузионные резисторы),  $p$ - $n$ -переход в прямом или обратном направлениях и наконец транзисторные структуры с использованием эффекта поля.

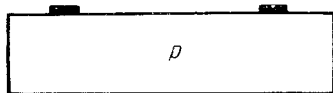


Рис. 12.35. Объемный резистор

При создании объемных резисторов в определенных местах однородного полупроводника  $p$ - или  $n$ -типа заданной конфигурации выполняются два невыпрямляющих контакта (рис. 12.35).

Величина сопротивления объемного резистора определяется удельным сопротивлением, длиной и площадью сечения этой области материала:

$$R = \frac{l}{bd} \rho, \quad (12.2)$$

где  $l$ ,  $b$ ,  $d$  — длина, ширина и толщина слоя;  $\rho$  — удельное сопротивление материала.

При идеальных контактах удельное сопротивление определяется объемными свойствами в соответствии с выражением

$$\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{q(\nu_p p + \nu_n n)},$$

где  $q$  — заряд электрона;  $\mu_p$  и  $\mu_n$  — подвижность дырок и электронов;  $p$  и  $n$  — их концентрация.

Объемный резистор обычно изготавливают из материала исходной пластины.

Объемные резисторы не нашли широкого применения в интегральных схемах ввиду того, что чаще встречаются схемы, в которых нужна изоляция резисторов.

В интегральных схемах чаще всего применяются резисторы, представляющие собой тонкий слой полупроводника, образованный при диффузии и отделенный от остальной части кристалла  $p$ - $n$ -переходом. Такие резисторы получили название диффузионных. Для обеспечения требуемой изоляции  $p$ - $n$ -переход смещают в обратном направлении. Диффузионные резисторы являются линей-

ными и хорошо согласуются с законом Ома в рабочем интервале напряжений.

Основными параметрами диффузионного резистора являются:

- а) поверхностное сопротивление  $R_s$ , Ом/квадрат;
- б) номинальная величина сопротивления резистора, Ом;
- в) температурный коэффициент сопротивления резистора ТКР;
- г) максимально допустимая мощность  $P_{\max}$ , Вт;
- д) максимально допустимый ток  $I_{\max}$ , А;
- е) максимально допустимое напряжение  $U_{\max}$ , В.

Диффузионные резисторы могут быть изготовлены методом одинарной диффузии (рис. 12.36, а). Подложка  $p$ -типа с удельным сопротивлением  $(0,5 \div 5)$  Ом·см обеспечивает крепление, в то время как слой  $n$ -типа толщиной около 3 мк определяет величину сопротивления. Изоляцию в этом случае обеспечивает  $p$ - $n$ -переход, который смещают в обратном направлении.

Сопротивление диффузионного резистора будет зависеть от профиля, от глубины диффузии  $d$  и от отношения длины и ширины  $l/b$  диффузионной площади.

На рис. 12.36, б показан резистор, изготовленный методом двойной диффузии. Область резистора отделена от остальной части кристалла слоем материала  $n$ -типа, обеспечивающим хорошую изоляцию. Поэтому в таких резисторах не требуется подавать обратное смещение на изолирующий  $p$ - $n$ -переход.

Изоляция диффузионных резисторов может также осуществляться с помощью диэлектрической пленки двуокиси кремния, либо другими способами.

Диффузионные резисторы должны обладать как можно меньшими размерами, поэтому для их изготовления следует использовать высокоомные слои с малым поперечным сечением в виде узких зигзагообразных полосок (рис. 12.37). Концы полосы увеличены для обеспечения омического контакта. Омические контакты создаются на высоколегированных областях  $n^+$ -типа.

Изменяя концентрацию примеси, можно легко варьировать номинал резистора. Так, например, для  $n$ -типа  $R_s$  может изменяться от 10 Ом/см<sup>2</sup> до 500 Ом/см<sup>2</sup>, в то время как для  $n^+$ -типа  $R_s$  составляет всего 2,5 Ом/см<sup>2</sup>.

Обычно ширина таких сопротивлений и промежутков между ними составляет 25÷50 мк. На площади, равной 0,125 мм<sup>2</sup>, можно изготовить резисторы с номинальными значениями в пределах 20÷40 кОм. Обычно диапазон сопротивлений ограничивается значениями от 50 Ом до 50 кОм.

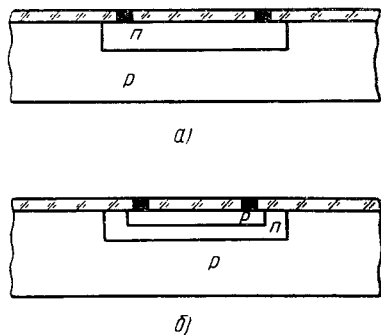


Рис. 12.36. Диффузионные резисторы:

а — изготовленные одинарной диффузией; б — изготовленные двойной диффузией

На практике резисторы, как правило, изготавливают одновременно на одном из этапов создания транзистора. Резисторы с малым удельным сопротивлением создаются во время диффузии эмиттера. Резисторы со средним удельным сопротивлением изготавливают во время диффузии для создания базы. Кроме того, резисторы могут быть изготовлены в области коллектора или в материале подложки, когда требуются высокие номиналы сопротивлений.

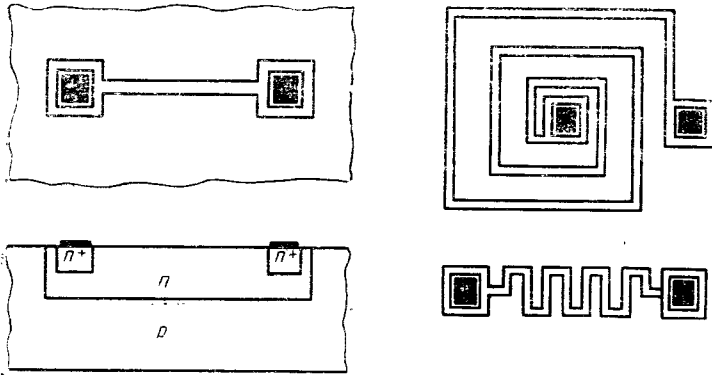


Рис. 12.37. Геометрия диффузионных резисторов

Если резистор выполняют одновременно с коллектором, то его удельное сопротивление будет близко к  $1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ , если одновременно с базой, то удельное сопротивление будет близко к  $0,1 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ , а в случае эмиттера еще меньше.

Наиболее распространенный метод, применяемый в настоящее время, заключается в использовании цикла диффузии при создании базы (рис. 12.38).

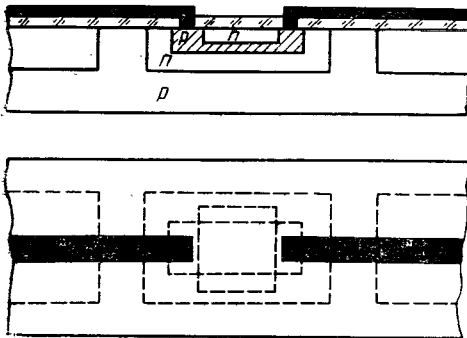


Рис. 12.38. Диффузионный резистор, изготовленный на основе базовой области транзисторной структуры

Такие резисторы имеют приемлемое значение поверхностного сопротивления ( $5 \div 50 \text{ кОм/кв.см}$ ) и удовлетворительный температурный коэффициент сопротивления.

У диффузионных приборов глубина диффузионного слоя очень мала (менее  $3 \text{ мк}$ ) и относительно постоянна. Существование градиента концентрации примеси в диффузионных слоях приводит к тому, что большая часть проводимости со-



здается сильнолегированными областями, прилегающими к поверхности. Поэтому сопротивление диффузионной области может быть заменено поверхностным сопротивлением материала  $R_s$ , Ом/квдрат и отношением  $l/b$  диффузионной области.

Следовательно, сопротивление диффузионного резистора может быть рассчитано по формуле

$$R_d = \frac{\rho_s l}{b}, \quad (12.3)$$

где  $l$  и  $b$  — длина и ширина диффузионного слоя резистора в см;  $\rho_s$  — удельное поверхностное сопротивление диффузионного слоя;

$$\rho_s = \bar{\rho}/d,$$

где  $\rho$  — среднее удельное сопротивление диффузионного слоя, Ом·см;  $d$  — глубина залегания диффузионного слоя, см.

Таким образом, для требуемого в интегральной схеме  $R_d$ ,  $l$  и  $b$  по формуле (12.3) рассчитывается  $\rho_s$ , а следовательно, и режим диффузии.

Если диффузионный резистор легирован донорной примесью  $N_d$ , то удельное сопротивление  $\rho$  будет определяться из выражения

$$\rho_n, \text{ см}^{-3} = \frac{1}{q\mu_n N_d}. \quad (12.4)$$

Сопротивление диффузионного резистора  $R_d$ , в результате подстановки (12.4) в (12.3) получится

$$R_d = \frac{l}{q\mu_n N_d b d}, \quad (12.5)$$

а для резистора, легированного акцепторной примесью,

$$R_d, \text{ Ом} = \frac{l}{q\mu_p N_a b d}. \quad (12.6)$$

На рис. 12.39 приведены эквивалентные схемы диффузионных резисторов. На рис. 12.39, а — эквивалентная схема резистора, изготовленного методом одинарной диффузии.

Диод  $D_n$  и распределенная емкость  $p$ - $n$ -перехода, связанные с диффузионным сопротивлением  $R$ , являются паразитными элементами, если осуществляется контакт с материалом подложки.

Обратное напряжение пробоя диода составляет приблизительно 50 В, а ток утечки обычно меньше 10 нА. Величина распределенной емкости обычно изменяется от 20 до 5 пФ/см<sup>2</sup>.

При разработке схем следует учитывать, что напряжение на резисторе ограничено обратным напряжением пробоя диода, а в высокочастотных схемах сказывается распределенная емкость.

На рис. 12.39, б приведена эквивалентная схема резистора, изготовленного методом двойной диффузии. Диффузионное сопротивление на этой схеме  $R_1$ . Если один из переходов паразитного

транзистора, приоткрывается, то ток утечки между сопротивлением и коллектором возрастет. Для избежания этого, область базы обычно соединяют с точкой наибольшего потенциала.

Как видно из эквивалентной схемы диффузионного резистора, с увеличением частоты его сопротивление падает вследствие шунтирующего действия распределенной емкости.

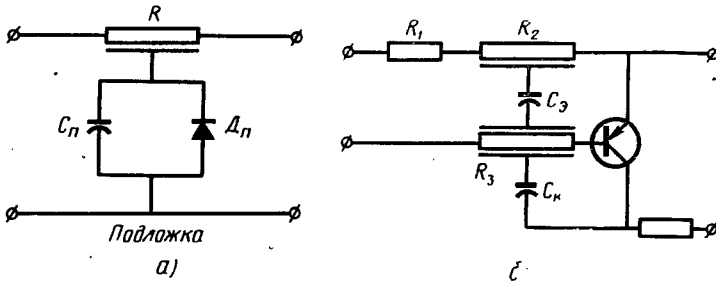


Рис. 12.39. Эквивалентные схемы диффузионного резистора

На рис. 12.40 приведена частотная характеристика резистора с сопротивлением 3,2 кОм. Кривая показывает, что влияние распределенной емкости начинает сказываться при частотах свыше 1 МГц. Резистор применим до 10 МГц.

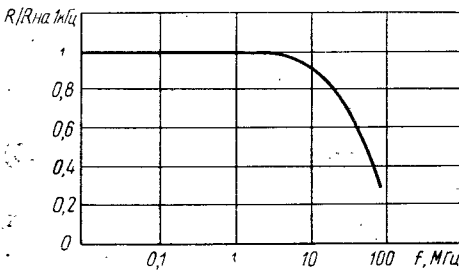


Рис. 12.40. Относительное изменение сопротивления диффузионного резистора с увеличением частоты

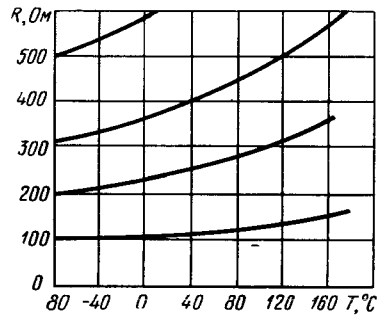


Рис. 12.41. Зависимости диффузионных сопротивлений от температуры

Однако в схемах, где нет связи через подложку, эффект паразитной емкости значительно меньше и частотный диапазон шире.

Диффузионные резисторы имеют относительно большой температурный коэффициент сопротивления, обусловленный зависимостью от температуры подвижности дырок и электронов. Подвижность носителей обычно уменьшается с температурой. Температурные изменения подвижности дырок, зависящие от концентрации примеси, меньше зависят от температуры с повышением концен-

трации. Сопротивление резистора согласно (12.3) обратно пропорционально подвижности дырок. Следовательно, диффузионные резисторы имеют положительный температурный коэффициент, зависящий от концентрации примеси.

Кривые зависимости сопротивлений резисторов, полученных во время диффузии базовой области от температуры, показаны на рис. 12.41.

Для резистора, выполненного из материала с малым удельным сопротивлением, температурная зависимость будет менее резкая.

Температурный коэффициент сопротивления резистора определяется выражением

$$\text{TKR, \%}/^{\circ}\text{C} = \frac{\Delta R}{R} \cdot \frac{100}{\Delta T}. \quad (12.7)$$

Для положительных температур (выше  $25^{\circ}\text{C}$ ) ТКР составляет около  $0,2\%$  на  $1^{\circ}\text{C}$  и несколько уменьшается при низких температурах. Очевидно, что самый низкий ТКР имеет эмиттерный слой, а самый высокий — коллекторный.

Возможно также изменение номинала сопротивления вследствие изменений обратных токов изолирующих переходов, особенно при колебаниях температуры.

Для диффузионных резисторов характерна некоторая нелинейность, обусловленная расширением  $p$ - $n$ -перехода с увеличением напряжения и, следовательно, уменьшением сечения слоя и увеличением номинала.

Максимальное напряжение резистора ограничено обратным напряжением пробоя  $p$ - $n$ -перехода. Величина этого напряжения зависит только от концентрации примесей в материале.

Мощность рассеяния резистора ограничена главным образом нагревом. Чрезмерный нагрев приводит к нелинейным вольт-амперным характеристикам. Рассчитывать максимально допустимую мощность рассеяния можно по известной формуле:

$$P_{\max} = \frac{T_{\max} - T_0}{R_T}, \quad (12.8)$$

где  $R_T$  — тепловое сопротивление резистора;  $T_0$  — температура окружающей среды.

Максимальная мощность рассеяния резисторов, смонтированных, например, в стандартный корпус TO18, порядка  $3 \text{ мВт}/\text{мм}^2$  диффузионной площадки.

Вследствие малого поперечного сечения диффузионного резистора, ток, протекающий через него, ограничен максимальным током.

В качестве резистора также можно использовать  $p$ - $n$ -переход, смещенный как в прямом, так и в обратном направлении. Переход, смещенный в прямом направлении, используют на малых токах, т. е. используется линейный участок вольт-амперной характеристики.

Дифференциальное сопротивление такого перехода можно определить из выражения

$$R_d = \frac{du}{di} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{1}{jS}, \quad (12.9)$$

где  $S$  — площадь перехода.

Сопротивление  $p$ - $n$ -перехода, включенного в обратном направлении, может достигать значения  $10^7$  Ом·см. Недостаток такого резистора — сильная температурная зависимость.

Для создания резистора, зависящего от напряжения, можно использовать структуру полевого резистора (рис. 12.42). При увеличении запирающего смещения площадь сечения резистора (канал) уменьшается, а следовательно, увеличивается сопротивление резистора.

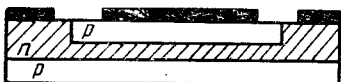


Рис. 12.42. Полевой резистор

Таким способом можно пользоваться при необходимости получения высокого сопротивления на низкоомном материале. Резистором служит канал полевого транзистора, причем транзистор выводят в режим насыщения.

Показанный на рис. 12.48 резистор может быть использован и без управляющего электрода. Поле образуется у верхнего  $p$ - $n$ -перехода вследствие падения напряжения вдоль резистора от протекающего по нему тока. Поэтому вдоль  $p$ - $n$ -перехода будет обратное смещение. В левой части перехода область объемного заряда будет наибольшей, а канал для протекающего тока сузится. В результате сопротивление резистора будет велико.

## Конденсаторы

В качестве конденсатора в интегральной схеме могут быть использованы барьерная емкость  $p$ - $n$ -перехода, диффузионная емкость и емкость, полученная созданием на поверхности полупроводника изоляционного слоя и нанесением на него слоя металла (МОП-структура).

Основными параметрами интегрального конденсатора любого типа являются:

- а) удельная емкость  $C_{уд}$ , емкость, приходящаяся на единицу площади;
- б) максимально допустимое напряжение  $U_{max}$ ;
- в) температурный коэффициент емкости ТКС;
- г) величина паразитных элементов (емкостей, сопротивления, включенного последовательно с полезной емкостью).

На рис. 12.43 показана простейшая структура интегрального конденсатора на основе  $p$ - $n$ -перехода, включенного в обратном направлении.

В этом случае подложка *n*-типа используется как электрический контакт и как механическая опора.

Функции диэлектрика выполняет запирающий слой перехода, от характера и размеров которого зависит величина емкости. Области *p*- и *n*-типа, разделенные обедненным слоем, выполняют роль обкладок конденсатора.

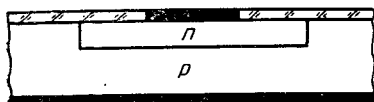


Рис. 12.43. Структура твердотельного конденсатора

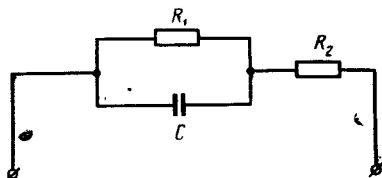


Рис. 12.44. Эквивалентная схема интегрального конденсатора

Емкость конденсатора, образованного *p-n*-переходом, зависит от площади перехода и ширины запирающего слоя, а следовательно, от степени легирования и градиента концентрации примесей. Кроме того, как нам уже известно, величина барьерной емкости *p-n*-перехода зависит от величины приложенного напряжения.

При высоких уровнях легирования могут быть получены емкости порядка  $0,1 \text{ мкФ/см}^2$ , но при этом пробой будет происходить при обратных напряжениях порядка нескольких вольт. С другой стороны, при меньших градиентах концентрации примесей можно получить пробивные напряжения, достигающие  $100 \text{ В}$ , но емкости перехода будут составлять  $0,01 \text{ мкФ/см}^2$ .

На рис. 12.44 показана эквивалентная схема конденсатора, где  $C$  — барьерная емкость *p-n*-перехода;  $R_1$  — сопротивление перехода; а  $R_2$  — сопротивление толщи полупроводника и омических контактов.

Ширина обедненного слоя *p-n*-перехода  $d_{p-n}$ , при условии, что практически все расширение обедненного слоя происходит в области *n*.

$$d_{p-n}, \text{ см} = \sqrt{\frac{2\epsilon\epsilon_0(\varphi_k - U)}{qN_d}}, \quad (12.10)$$

где  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость кремния;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость свободного пространства ( $8,85 \cdot 10^{-14} \text{ Ф/см}$ );  $U$  — напряжение обратного смещения на переходе;  $\varphi_k$  — контактная разность потенциала;  $N_d$  — концентрация донорной примеси в *n*-области.

Зная ширину обедненного слоя, можно вычислить емкость перехода на единицу площади (удельную емкость):

$$C_{уд}, \text{ Ф/см}^2 = \frac{\epsilon\epsilon_0}{d_{p-n}}. \quad (12.11)$$

Полная емкость конденсатора, основанного на барьерной емкости, определяется выражением

$$C, \Phi = SC_{уд} = S \sqrt{\frac{qN_1 \epsilon \epsilon_0}{2(\varphi_k - U)}}. \quad (12.12)$$

Величина емкости конденсаторов может достигать порядка 0,02 мкФ при рабочих напряжениях до 300 В.

В большинстве случаев для создания диффузионных конденсаторов не требуется дополнительных технологических операций, поскольку используются те же переходы, что и в транзисторной структуре.

Поэтому диапазон величины емкости ограничен, так как концентрация примесей материала и градиент диффузии определяются требованиями коллекторной, базовой и эмиттерной областей транзисторов, расположенных вместе с конденсатором на общей подложке. Т. е. в распоряжении разработчика имеются три удельные емкости (для трех областей: эмиттерная, базовая и коллекторная). Увеличения емкости добиваются за счет увеличения площади переходов.

Конденсаторы на основе перехода эмиттер — база обладают наибольшей удельной емкостью (порядка 0,15 мкФ/см<sup>2</sup>), но и наименьшим пробивным напряжением (не более 5 В). Недостатком такого конденсатора является также высокое последовательное сопротивление (тонкий слой базы).

Переход коллектор — база напротив имеет низкую удельную емкость (порядка 0,03 мкФ/см<sup>2</sup>), но высокое пробивное напряжение (несколько десятков вольт).

На рис. 12.45 показано поперечное сечение конденсатора, образованного одновременно с переходом коллектор — база транзистора. Для этой структуры является проблемой изоляция конденсатора от других элементов, расположенных на той же подложке и имеющих *p-n*-переходы, которые сами по себе являются конденсаторами.

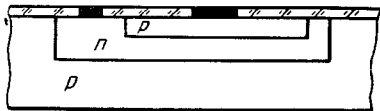


Рис. 12.45. Структура конденсатора, созданного на коллекторном переходе

Структура должна быть такой, чтобы элементы схемы были изолированы друг от друга *p-n*-переходами, которые образуют диоды, включенные база к базе.

Таким образом, конденсатор будет иметь паразитную емкость между схемой и подложкой. Паразитные емкости между одной из обкладок и землей обусловлены межэлементной изоляцией. Наименьшей паразитной емкостью обладают конденсаторы на основе перехода коллектор — подложка, но они имеют наименьшую удельную емкость.

Эмиттерный переход интегрального транзистора можно считать резким. Выражение для расчета удельной емкости имеет вид

$$C_{\text{уд. э}} = \sqrt{\frac{q\epsilon\epsilon_0 N_a}{2(\varphi_k - U)}}, \quad (12.13)$$

где  $q$  — заряд электрона;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость вакуума;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость кремния;  $N_a$  — концентрация акцепторных примесей в базе у эмиттерного перехода;  $\varphi_k$  — контактная разность потенциала, приблизительно равная 1 В;  $U$  — обратное напряжение на переходе.

Формула (12.13) справедлива и для коллекторного перехода и даже для изолирующего, но при больших обратных напряжениях.

При малых напряжениях на коллекторном переходе удельная емкость определяется по формуле

$$C_{\text{уд. к}} = \frac{\epsilon\epsilon_0}{2} \left( \frac{2qa}{3\epsilon\epsilon_0 U} \right)^{1/3}, \quad (12.14)$$

где  $a$  — градиент концентрации примесей в переходе.

При проектировании конденсаторов необходимо обеспечивать возможно большую удельную емкость. Это позволит создать конденсаторы с большими номинальными значениями или при низких номиналах экономить площадь, занимаемую конденсатором.

На рис. 12.46 показаны возможные способы соединения эмиттерного и коллекторного переходов в транзисторной структуре для увеличения конденсатора, получаемого на данной площади. На рис. 12.46, а показан случай, когда коллекторный и эмиттерный переходы включены параллельно. Это осуществляется соединением контактов эмиттерной и коллекторной областей металлической дорожкой. В результате область  $p$ -типа (база) представляет один электрод, а область эмиттера и коллектора — второй электрод. В такой конфигурации эффективная площадь диэлектрика удваивается, а следовательно, увеличивается и полная емкость. Аналогичный результат получается при соединении эмиттерной и коллекторной областей диффузионной перемычкой (рис. 12.46, б).

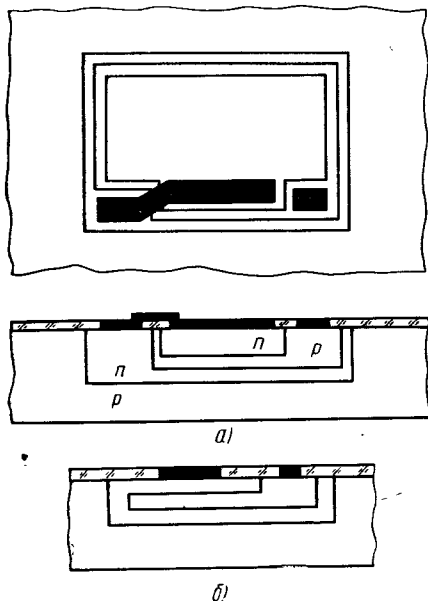


Рис. 12.46. Способы увеличения емкости на транзисторной структуре

Емкость  $p$ - $n$ -перехода имеет нелинейную зависимость от приложенного напряжения.

Уменьшить зависимость емкости от напряжения, а также исключить влияние полярности можно за счет встречного включения двух переходов (рис. 12.47). Однако при этом величина емкости, получаемой на данной площади, уменьшается в два раза.

Максимально допустимое напряжение конденсатора ограничивается напряжением пробоя  $p$ - $n$ -перехода. В свою очередь пробивное напряжение определяется концентрацией примесей на более слаболегированной стороне перехода. Величина напряжения лавинного пробоя ступенчатого перехода определяется из выражения

$$U, B = \frac{\epsilon\epsilon_0}{2qN} E_k, \quad (12.15)$$

где  $E_k$  — критическое поле при пробое;  $N$  — концентрация примеси более слаболегированной области;  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость кремния;  $\epsilon_0$  — диэлектрическая проницаемость вакуума.

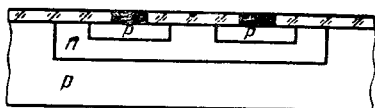


Рис. 12.47. Способ снижения зависимости емкости от напряжения

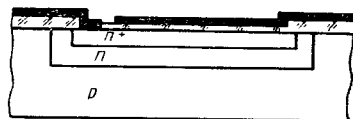


Рис. 12.48. Конденсатор типа МОП

Конденсаторы на  $p$ - $n$ -переходе имеют ряд недостатков. С увеличением обратного напряжения емкость уменьшается. Такие конденсаторы могут работать лишь при одном знаке приложенного к ним напряжения. Подача на него положительного смещения приводит к короткому замыканию двух электродов. Кроме того, через конденсатор такого типа всегда протекает обратный ток  $p$ - $n$ -перехода.

От указанных выше недостатков свободен конденсатор типа МОП, показанный на рис. 12.48. Диэлектриком в таком конденсаторе является термически выращенная пленка двуокиси кремния. Одним из электродов является сильнолегированная область пластины, лежащая под окислом. Другим электродом — пленка напыленного металла (обычно алюминия). Высокоомный  $n$ -слой используется в основном для изоляции  $n$ -слоя от подложки  $p$ -типа. Емкость конденсатора типа МОП зависит в основном от площади и толщины окисной пленки. Так, например, при толщине окисного слоя 0,1 мкм удельная емкость будет составлять примерно 0,4 мкФ/см<sup>2</sup> и пробивное напряжение свыше 50 В. МОП-конденсаторы обладают хорошей линейностью, малой величиной последовательного сопротивления (5–10 Ом) и хорошей температурной стабильностью (менее  $6 \cdot 10^{-5}$  на  $^{\circ}\text{C}$ ).



Конденсаторы интегральных схем имеют сравнительно небольшую удельную емкость и занимают площадь значительно большую, чем транзисторы.

Конденсаторы сравнительно редко используют в дискретных интегральных схемах, такие схемы могут работать при непосредственной связи активных элементов постоянным током.

### Индуктивные элементы

Интегральные схемы обычно проектируются таким образом, чтобы исключить индуктивные элементы. Однако в ряде случаев это не удается.

Одним из основных способов создания индуктивных элементов является нанесение на поверхность окисла кремния металлических спиралей (рис. 12.49). Индуктивность таких элементов достигает 0,1 мГн при добротности 10.

В связи с тем, что неизвестны методы локации магнитного поля в полупроводнике, находят распространение косвенные методы создания индуктивных элементов. В этих случаях индуктивные элементы получают с помощью полупроводниковых приборов. Применяют методы, основанные на использовании обратной связи в полупроводниковых приборах. Наиболее приемлемыми для этой цели являются приборы с отрицательным сопротивлением, такие как диносторы, лавинный и однопереходный транзисторы.



Рис. 12.49. Тонкопленочный элемент индуктивности

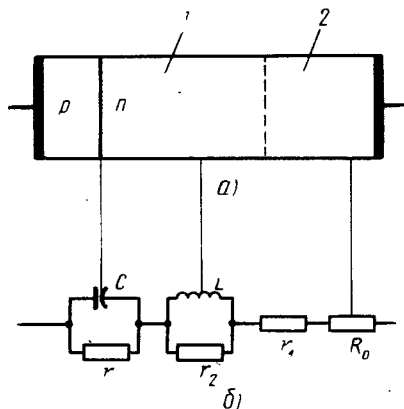


Рис. 12.50. Индуктивный диод:  
 а — схема диода; б — эквивалентная схема; 1 — модулированная область базы; 2 — немодулированная область базы

Индуктивности величиной вплоть до нескольких миллигенри могут быть получены с помощью диодных структур на основе эффекта модуляции электропроводности. Электропроводность базовой области в таких диодах близка к собственной. Область  $p$ -типа напротив сильнолегированная (рис. 12.50). Поэтому электрическое поле распространяется практически только в базовой области.

Таким образом, напряжение распределяется между  $p-n$ -переходом и областью базы. При инжекции носителей в базу электропроводность ее увеличивается. Это в свою очередь вызывает увеличение тока, протекающего через диод в пропускном направлении, в течение времени, необходимого носителям для прохождения базы до рекомбинации. Так как этот ток имеет тенденцию отставать от входного напряжения, то в результате создается индуктивный сдвиг фазы. Поэтому при определенной плотности тока сопротивление такого диода будет носить индуктивный характер. Чем длиннее область базы с высоким сопротивлением, тем дольше протекает ток.

Такой прибор можно представить эквивалентной схемой, приведенной на рис. 12.51. Однако из-за очень низкой величины добротности, а также плохой температурной стабильности эти приборы применяются ограниченно. Добротность может быть увеличена, если компенсировать потери в диоде комбинацией индуктивного диода и различных приборов с отрицательным сопротивлением, например туннельных диодов, динисторов или однопереходных транзисторов.

В качестве индуктивного элемента в интегральной схеме может быть использован также биполярный транзистор. Транзистор, включенный по схеме с общей базой, на частотах, превышающих  $f_a$ , имеет индуктивное входное сопротивление. Индуктивность возрастает при включении в цепь базы внешнего сопротивления  $R_b$  и увеличении напряжения (рис. 12.51). Такая схема носит название — индуктивный транзистор. Величина индуктивности, достигаемая ею, — миллигенри.

Входной импеданс индуктивного транзистора представляет собой последовательное соединение индуктивности и сопротивления. Добротность индуктивного транзистора  $Q$  повышается с увеличением  $\alpha$ . Особенно высокая величина  $Q$  достигается в режиме лавинного умножения, когда  $\alpha > 1$ .

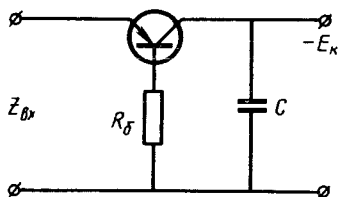


Рис. 12.51. Индуктивный транзистор

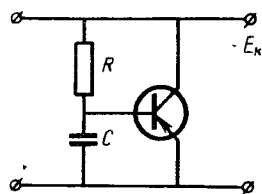


Рис. 12.52. Реактивный транзистор

Схема, состоящая из транзистора и фазосдвигающей цепочки (рис. 12.52), называется реактивным транзистором. Эта схема также позволяет получить индуктивность, но только за счет фазового сдвига между током и напряжением коллектора.  $RC$ -цепочка обеспечивает нужный фазовый сдвиг. Величина индуктивности пропорциональна постоянной времени  $RC$  и сопротивлению эмит-

терного перехода. Эквивалентная индуктивность  $L$  может быть представлена в виде

$$L = \frac{hi}{h_{21}} CR, \quad (12.16)$$

$$\text{где } h_i = r_6 + \frac{r_3}{1-\alpha}.$$

Такая схема обладает большим значением индуктивности, но низкой добротностью.

Увеличение  $CR$  приводит к увеличению индуктивности, но снижению добротности.

Индуктивность реактивного транзистора на частотах от 1 до 50 мГц составляет от десятых долей до сотен микрогенри.

### Методы изоляции

При создании твердых схем необходима изоляция радиокомпонентов друг от друга для исключения нежелательных связей между ними.

Обычно для каждого компонента или группы компонентов изготавливают отдельный островок, электрически изолированный от других участков и от подложки.

Разработано несколько способов изоляции.

Наиболее часто для этой цели применяют специальные разделительные  $p$ - $n$ -переходы, включенные в обратном направлении (рис. 12.53). Эти переходы обеспечивают хорошую изоляцию между компонентами. Ток утечки такой изоляции обычно не превышает  $10^{-8}$  А. С учетом этого перехода транзисторы становятся четырехслойной структурой и в некоторых случаях могут быть использованы как  $p$ - $n$ - $p$ , так и  $n$ - $p$ - $n$  типа. Диоды представляют собой трехслойные

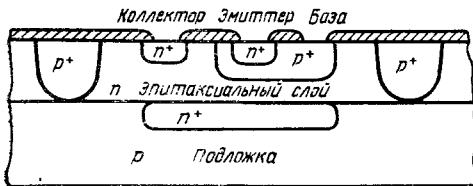
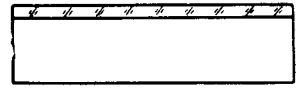
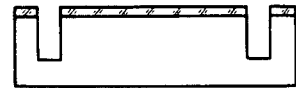


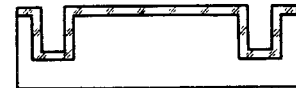
Рис. 12.53. Интегральная схема с изоляцией  $p^+$ -областями



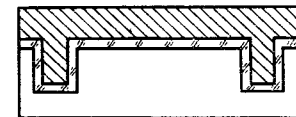
а)



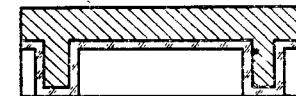
б)



в)



г)



д)

Рис. 12.54. Метод изоляции элементов интегральной схемы с помощью пленки  $SiO_2$

структуры. Резисторы могут иметь как один, так и два изолирующих перехода, в зависимости от номинала.

Другой метод изоляции с помощью пленки  $\text{SiO}_2$  позволяет повысить пробивное напряжение, существенно снизить токи утечки и емкость коллектор — подложка. Метод заключается в следующем. В пластине кремния (рис. 12.54, а) вытравливают лунки (рис. 12.54, б). Глубина травления должна несколько превышать необходимую толщину изолируемой области. Далее пластина покрывается слоем окисла толщиной  $1 \div 5$  мкм (рис. 12.54, в). Затем изолирующий окисел покрывают поликристаллическим кремнием (рис. 12.54, г). Последний этап процесса состоит в удалении лишнего слоя монокристаллического кремния, посредством шлифовки и травления (рис. 12.54, д).

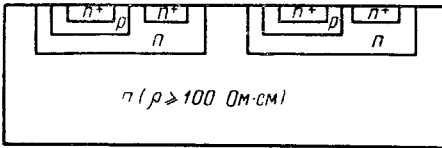


Рис. 12.55. Изоляция элементов ИС с помощью высокоомной подложки

Пластина в таком виде готова для дальнейшей обработки в обычном технологическом процессе изготовления интегральных схем.

Третий метод изоляции заключается в использовании высокоомной подложки, например, с  $\rho \geq 100$  Ом·см. На рис. 12.55 показана схема такой изоляции.

Наиболее перспективным оказался так называемый изопланарный метод изоляции, использующий области с термически выращенным окислом. На рис. 12.56 приведена структура схемы с окисной изоляцией. Электрический контакт к скрытой области коллектора окружен окисной областью. Маскирование активной области транзистора (скрытый слой коллектора, база и эмиттер) во время окисления осуществляется пленками нитрида кремния  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , которые остаются практически инертными во время окисления. Хотя нитрид кремния при термическом окислении превращается в двуокись кремния, эта реакция протекает очень медленно. Пленка нитрида кремния толщиной  $1000 \text{ \AA}$  может служить маской в течение 10 ч при  $1150^\circ \text{C}$ .

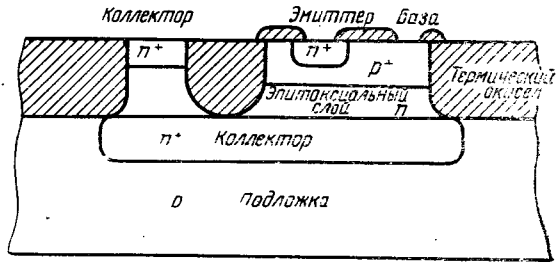


Рис. 12.56. Окисная изоляция элементов интегральных схем

При использовании окисной изоляции нет необходимости в отделении изолирующей области от базы транзистора. Показанная на рис. 12.56 область между  $p^+$ -изоляцией и базой может быть исключена, что экономит площадь на 40%.

Другим преимуществом являются менее жесткие требования к допускам при создании базы, эмиттера и контакта к коллектору, поскольку активная область, в которую проводится диффузия, окружена участками окисной изоляции.

### Способ изготовления полупроводниковых схем

Для производства твердых схем применяют планарную технологию. Планарная технология позволяет одновременно получить большое количество микросхем в течение единого технологического процесса. На одной пластине кремния создают различные структуры, образующие законченную схему, включающую активные и пассивные элементы. Основные процессы этой технологии те же, что и при изготовлении дискретных полупроводниковых приборов: локальная диффузия, эпитаксиальное выращивание, напыление с чередующимися фотолитографией и окислением.

Основными полупроводниковыми материалами, на которых изготавливают твердые схемы, являются кремний и германий.

Однако наиболее перспективный материал — кремний. Он легче поддается селективной диффузии, более высокоомен и позволяет расширить интервал рабочих температур (до 150—200° С). Поверхность кремния легче поддается стабилизации. На поверхности кремния легко создается окисная пленка, которая служит защитным покрытием при проведении ряда технологических операций и предохраняет готовую схему от внешних воздействий.

Для изготовления твердых схем наиболее удобными оказались тонкие пленки кремния, полученные методом эпитаксиального выращивания. При изготовлении твердой схемы неоднократно производят окисление кремниевой пластины.

Слой двуокиси кремния ( $\text{SiO}_2$ ), образующийся на поверхности, действует как барьер или маска для диффузии фосфора, мышьяка, сурьмы и бора, в то же время другие вещества, например галлий, сравнительно легко диффундируют через окисел. Это свойство окисла исключительно важно при создании сложных структур, так как если пластину окислить и незащищенными оставить только те области, в которые необходимо ввести примеси, то на поверхности кремниевой пластины можно легко установить границы диффузионных областей.

Пленки  $\text{SiO}_2$  выращивают, пропуская водяной пар или влажный кислород над пластинами кремния, нагретыми до температуры 1000° С. Толщина пленки зависит от длительности окисления, а также от давления пара и концентрации в нем кислорода.

После окисления поверхности пластины необходимо выделить на ней локальные области, в которые должна проводиться диффузия. Для этой цели применяют метод фотолитографии.

Для изготовления ИС нужно иметь несколько разных фотошаблонов — от 5 до 20 для проведения различных технологических операций.

Фотошаблоны представляют собой плоские стеклянные пластины, на одну поверхность которых нанесен слой проявленной фотоэмульсии.

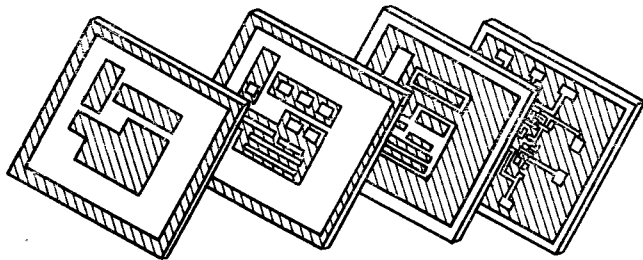


Рис. 12.57. Набор фотошаблонов для изготовления простой интегральной схемы

На рис. 12.57 показан набор фотошаблонов для изготовления несложной твердой схемы. Фоточувствительный материал (фоторезист) наносится на поверхность пластины с помощью пульверизатора или центрифуги. Толщина пленки обычно составляет  $0,5\div 2$  мкм.

Далее фоторезист засвечивается через фотошаблон с рисунком, отвечающим заданной схеме. Облученные участки фоторезиста задубиваются и переходят в нерастворимое состояние, а необлученные стравливаются вместе со слоем  $\text{SiO}_2$  в растворе плавиковой кислоты. В окна, образованные в  $\text{SiO}_2$ , проводят локальную диффузию примесей в кремний для создания диодных или транзисторных структур, диффузионных резисторов, изолирующих переходов и т. п. При этом окисная пленка предохраняет кремний от нежелательного внедрения примеси в отдельные участки поверхности.

Диффузия, как правило, проводится из газовой фазы. В качестве диффундирующих примесей обычно используются В, Р, Sb, As. Глубина диффузии и поверхностная концентрация диффузионного слоя определяются временем и температурой диффузии.

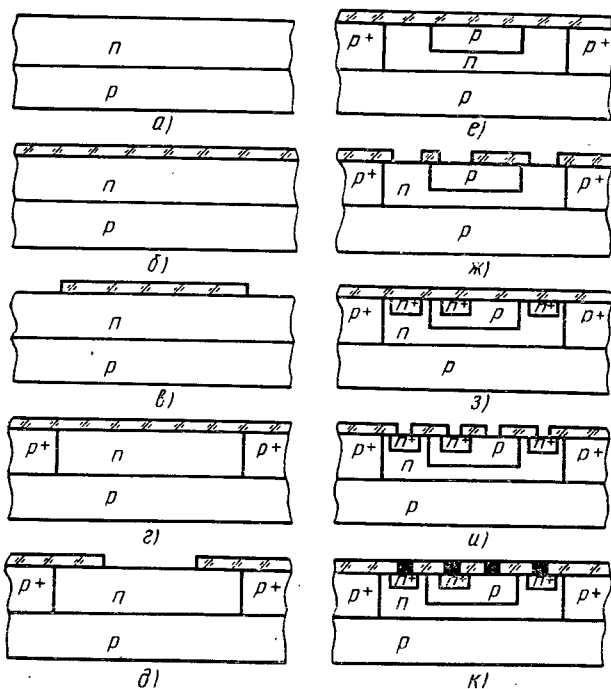


Рис. 12.58. Процесс изготовления интегральной схемы

Рассмотрим в качестве примера технологию изготовления монолитной схемы диффузией в область эпитаксиального слоя (рис. 12.58). На хорошо отполированной пластинке кремния  $p$ -типа с сопротивлением  $5 \text{ Ом/см}$  выращивается эпитаксиальный слой кремния  $n$ -типа с удельным сопротивлением  $0,5 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ , толщиной приблизительно  $20 \text{ мк}$  (рис. 12.58, а). Для осуществления последующих циклов диффузии на эпитаксиальный слой методом термического выращивания наносится слой двуокиси кремния (рис. 12.58, б). Через отверстия, протравленные в пленке двуокиси кремния, нанесенной на поверхность пластинки, диффундирует бор, в результате область эпитаксиального слоя под отверстием приобретает электропроводность  $p^+$ -типа.

Как показано на рис. 12.58, *г*, эта диффузия образует необходимые электрически изолированные участки для каждого элемента схемы. Затем в каждом участке *n*-типа проводятся процессы диффузии, образующие транзисторы, диоды, резисторы и конденсаторы, изолированные друг от друга встречными *p-n*-переходами. В данном случае изготавливается транзисторная структура, но как нам уже известно, из нее можно получить любой из перечисленных элементов.

После проведения второй фотолитографии (рис. 12.58, *д*) осуществляют второй цикл диффузии для образования базовой области *p*-типа в эпитаксиальном слое *n*-типа (рис. 12.58, *е*). Следующий цикл заключается в создании области эмиттера *n*<sup>+</sup>-типа диффузией фосфора (рис. 12.58, *з*). Одновременно с эмиттером создаются слои *n*<sup>+</sup>-типа под будущими контактами коллектора. Для создания контактов в окисной пленке протравливают окошки (рис. 12.58, *и*). Затем по всей поверхности пластины осаждается в вакууме алюминий и в ненужных местах стравливается (рис. 12.58, *к*). Далее проводится фотолитография, травление и создание необходимых межсоединений в зависимости от того, какой элемент необходим.

На рис. 12.59 в качестве примера показаны поперечный разрез однокаскадного твердотельного усилителя и его электрическая схема.

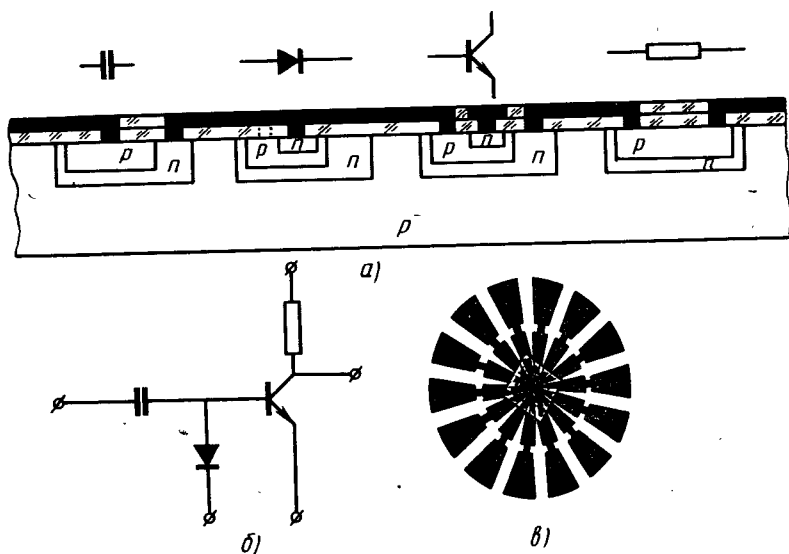


Рис. 12.59. Поперечный разрез интегрального усилителя (*а*), его электрическая схема (*б*) и внешний вид схемы (*в*)

### Проводящие соединения

Создание соединительных компонентов в твердой схеме осуществляется несколькими способами: нанесением металлических токопроводящих дорожек, изолированных от подложки слоем диэлектрика (как правило, двуокись кремния); с помощью создания высоколегированных диффузионных каналов в объеме полупроводника в некоторых случаях применяют дополнительно и проводочные соединения с помощью термокомпрессии. В свою очередь

нанесения тонкопленочных проводников выполняют несколькими способами: химическое и электролитическое осаждение и вакуумное напыление через маски. Однако наиболее широко применяют метод вакуумного напыления.

Токоведущие пленки должны иметь хорошую адгезию с Si и SiO<sub>2</sub>, омический контакт с материалами *p*- и *n*-типа, низкое удельное сопротивление, низкий коэффициент диффузии в SiO<sub>2</sub>. Наиболее часто применяют Al, Au, Ag, Cu. Толщина применяемых пленок обычно составляет 0,1 ÷ 1 мкм.

На рис. 12.60 в качестве примера показан процесс металлизации алюминием с применением фотолитографии. С мест, где должны быть образованы контакты, удаляется двуокись кремния (рис. 12.60, *a*). На подготовленную таким образом пластину напыляют тонкий (1 мк) слой алюминия (рис. 12.60, *б*). Далее пластину покрывают фоторезистором (рис. 12.60, *в*) и обрабатывают обычным способом: сначала удаляют фоторезист с необходимых областей (рис. 12.60, *г*), а затем алюминий травлением едким натром (рис. 12.60, *д*), образуя межсоединения (рис. 12.60, *е*). Очищенная пластина нагревается до температуры, близкой к температуре эвтектики Al—Si. Эта операция обеспечивает надежное соединение пленки с подложкой.

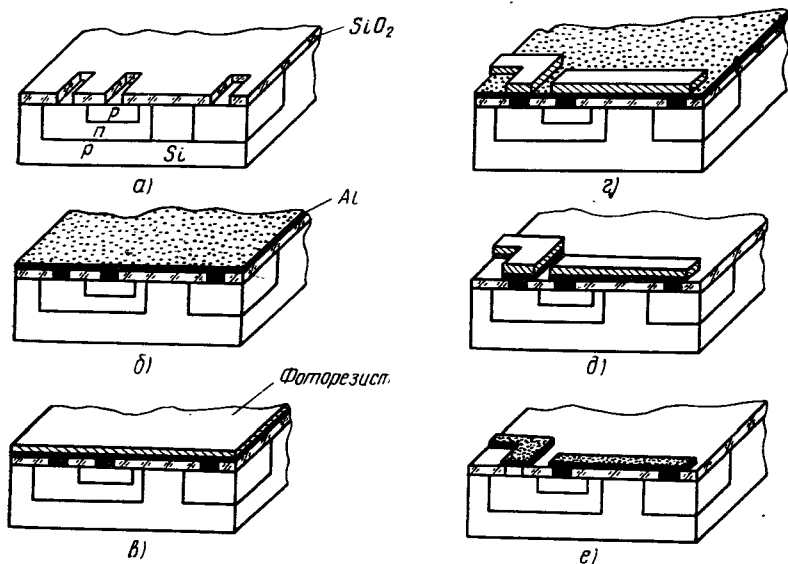


Рис. 12.60. Процесс нанесения проводящих соединений

В ряде случаев наносят серебряно-алюминиевый слой. Серебряный слой толщиной в 100 Å наносят осаждением из паровой фазы. Слой Al наносят также из паровой фазы до толщины 5000 Å. Таким способом создают очень мелкозернистый слой, который хорошо сцепляется с подложкой.



Межсоединения в ИС можно осуществить с помощью балочных выводов. В окна окисной пленки напыляют последовательно какой-либо из благородных металлов (Pt, Au, Ni), затем титан или хром и вновь благородный металл. После этого в определенные участки пластины электролитически осаждаются полоски золота толщиной 12,5 мк, которые в дальнейшем используются в качестве выводов. Преимуществом метода является отсутствие механических напряжений в месте контакта металл — полупроводник.

Метод балочных выводов дает существенную экономию при герметизации интегральных схем.

Для случая взаимных пересечений проводников существует два способа соединений схем. В первом — перемычки создаются методом диффузии. На рис. 12.61 показано пересечение металлической пленки и диффузионного проводника  $p^+$ -типа. Если перемычки короткие, то имеют малое сопротивление и изолированы от подложки переходами с обратным смещением. Другой метод состоит в образовании перемычек в виде многослойных окисных пленок, изготовленных методом испарения (рис. 12.62). Они более сложны в изготовлении, но позволяют увеличить плотность монтажа ИС. Кроме того, в этом случае получается более низкое сопротивление соединений. Такие межсоединения выполняют из алюминия, а диэлектриком служит структура из слоев двуокиси кремния и нитрида кремния.

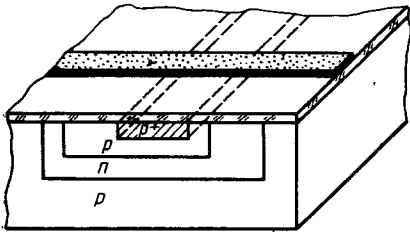


Рис. 12.61. Взаимное пересечение диффузионного и тонкопленочного проводящих слоев

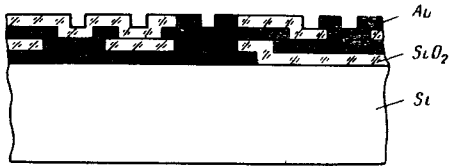


Рис. 12.62. Межсоединения с помощью многослойных окисных пленок

Двуокись кремния обычно используют в качестве диэлектрика для отделения однослойного рисунка межсоединений от кремниевой подложки. Ввиду того, что двуокись кремния очень медленно травится, применяют трехслойную структуру диэлектрика — двуокись — нитрид — двуокись. Это обеспечивает хорошее сцепление слоев с кремнием и алюминием и быстрое травление отверстий для межсоединений. Для формирования сквозных отверстий многослойный диэлектрик маскируют фоторезистом и затем подвергают травлению. На рис. 12.62 показаны три типа междуслойных соединений.

## Сборка

Полученная пластина может содержать несколько сотен отдельных интегральных схем. Далее их разрезают алмазным резцом по вертикальной и горизонтальной осям. Наиболее часто употребляют метод скрайбирования с последующим разламыванием. Для этого готовую пластину помещают на вакуумный присос, способный перемещаться в системе координат  $x, y, 0$ . Алмазный резец с определенным усилием движется поперек поверхности пластины, образуя серии параллельных линий между схемами. После того как пластина надрезана таким образом в одном направлении, ее поворачивают на  $90^\circ$  и снова проводят серию линий между элементами перпендикулярно первым. Затем пластину снимают с присоса. Отдельные схемы еще связаны друг с другом, но могут быть разделены легким давлением. В результате пластина разламывается вдоль разрезанных пазов.

После завершения обработки пластины необходимо обеспечить электрическое и термическое соединение ее с другими элементами.

От механических и климатических воздействий интегральные схемы защищают герметичным металлическим корпусом, стеклянным или керамическим покрытием, пластмассовыми или эпоксидными материалами или же комбинацией этих способов.

Герметизация интегральных схем имеет большое значение, так как стоимость и надежность готовой схемы часто определяется главным образом стоимостью и надежностью корпуса и выбранного метода монтажа.

Конструкция корпуса выбирается исходя из условий эксплуатации (механические и климатические нагрузки, радиация и т. п.), а также требований к габаритам аппаратуры, степени сложности сборки и испытаний готовых схем.

Применяют круглые (цилиндрические) и плоские корпуса. Наиболее широкое распространение получили цилиндрические корпуса, показанные на рис. 12.63. Выводы располагают по окружности,

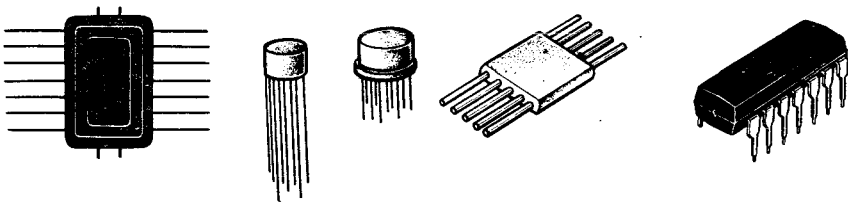


Рис. 12.63. Цилиндрические и плоские корпуса интегральных схем

всего их может быть от 2 до 12. Круглая форма корпусов обеспечивает равномерное распределение механических напряжений в спае, надежную герметизацию кристалла и высокую механическую прочность сборки.

Недостатки цилиндрических корпусов определяются: ограниченными размерами кристалла (не более  $2,5 \times 2,5$  мм);

ограниченным числом выводов; сравнительно большими габаритами и весом.

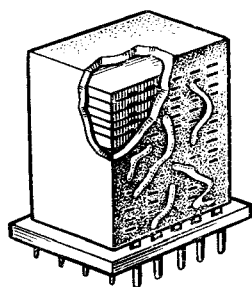
Более перспективными являются плоские корпуса. Несколько типов таких корпусов показано на рис. 12.63. В стенку керамического или металлического плоского корпуса впаивают ленточные выводы толщиной 0,1 мм. Размер плоских корпусов обычно составляет приблизительно  $6 \times 3$  мм. В зависимости от конструкции плоских корпусов при сборке могут применяться: сварка, высокотемпературная пайка твердым припоем и пайка припойным стеклом. Основными достоинствами плоских корпусов являются малые размеры и вес, а также хорошее соотношение площади кристалла с размером корпуса. Недостатком плоских корпусов является сравнительно высокая стоимость.

При наиболее распространенном методе сборки в корпус, обратная (нерабочая) позолоченная сторона кристалла припаявается к позолоченной поверхности кристаллодержателя при помощи эвтектического сплава, например золото — германий или мягкого припоя (сплав свинца с оловом). Припайка происходит под определенным давлением на кристалл при температуре эвтектики для системы золото — кремний.

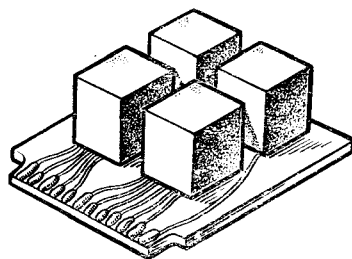
Выводы микросхемы соединяют с контактными площадками кристалла с помощью тонких алюминиевых проволочек. Посредством термокомпрессии проволочку при температуре  $400^\circ\text{C}$  и давлении более  $2 \text{ кГ/см}^2$  одним концом присоединяют к металлизированному участку схемы, а другим к покрытому алюминием штырьку корпуса.

После укрепления интегральной схемы на ножке сборка заканчивается привариванием коваровой позолоченной крышки к ножке (фланцу). Чаще применяют горячую сварку.

Один из распространенных методов расположения схем в комплекте показан на рис. 12.64, а. По этому методу перед осуществлением межсоединений необходимо герметизировать комплект схем. Затем соответствующие грани полученного куба обрабатывают так, чтобы вывести выводы на поверхность, после чего наносят межсоединения с помощью гальванического покрытия. К нижней части куба прикрепляют соединитель. На рис. 12.64, б приведен внешний вид полной системы с набором



а)



б)

Рис. 12.64. Сборка узлов и систем из интегральных схем

интегральных схем. Кубы с набором схем вставляют в размеры, смонтированные на печатной плате или расплаивают на ней. При монтаже интегральных схем в блок, а также при сборке блоков в систему, необходимо добиваться высокой плотности монтажа и в то же время обеспечивать необходимый отвод тепла, простоту ремонта, прочность и надежность.

## § 12.6. СОВМЕЩЕННЫЕ СХЕМЫ

Преимущества микроэлектроники нашли наибольшее отражение в совмещенных схемах, созданных комбинацией технологии твердых и пленочных схем. В объеме полупроводника, методом планарной или планарно-эпитаксиальной технологии, создаются все активные компоненты, а затем на такую *активную* подложку, соответствующим образом защищенную, наносятся пассивные компоненты (резисторы, конденсаторы, индуктивности) и токопроводящие дорожки.

Для изоляции транзисторов и диодов, расположенных в одной полупроводниковой пластине, используют те же методы, что и при изготовлении интегральных схем. Пассивные элементы изолированы от активной подложки и друг от друга окисной пленкой.

На рис. 12.65 показан разрез небольшого участка совмещенной интегральной схемы с двумя транзисторами, тонкопленочным резистором, напыленным на пленку двуокиси кремния, и тонкопленочным конденсатором, полученным в результате нанесения трехслойной структуры металл — окисел — металл.

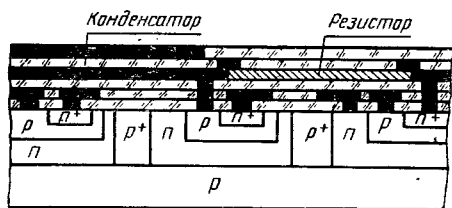


Рис. 12.65. Разрез структуры совмещенной схемы

Наиболее сложным процессом при совмещении тонкопленочных и монокристаллических схем является создание межсоединений.

В таких схемах сочетается высокая степень интеграции элементов с хорошими электрическими параметрами и возможность в широких пределах варьировать величиной параметров пассивных элементов, за счет применения пленок различных материалов.

Технология совмещенных схем позволяет создавать как активные, так и пассивные элементы с более высокими электрическими и конструктивными параметрами. Она объединяет достоинства технологий, применяемых при изготовлении как пленочных, так и монокристаллических схем.

В совмещенных схемах резисторы высокостабильны, имеют низкий температурный коэффициент сопротивления. Пленочные конденсаторы отличаются высокой удельной емкостью и небольшими токами утечки. Совмещенные схемы могут содержать также тонкопленочные элементы индуктивности.

В интегральной схеме вся рассеиваемая мощность выделяется в кремниевом кристалле, что вызывает повышение его температуры и снижение надежности. В совмещенной схеме рассеиваемая мощность распределяется между тонкопленочными резисторами и кремниевым кристаллом.

Однако в связи с тем, что технология изготовления совмещенных схем требует выполнения дополнительных операций, стоимость совмещенных схем значительно выше стоимости интегральных, что ограничивает их применение. Преимущества совмещенных схем особенно проявляются в микроваттных схемах, где требуются высокие номиналы резисторов при относительно малых их размерах, низкие температурные коэффициенты сопротивлений и паразитные распределенные емкости резисторов. Благодаря снижению паразитных параметров пассивных элементов и правильно выбранной комбинации тонкопленочных и интегральных схем стало возможным создание цифровых схем с очень высоким быстродействием.

## § 12.7. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ СХЕМЫ

В связи с бурным развитием радиоэлектроники наблюдается усложнение и увеличение размеров электронных аппаратов. Поэтому постоянно совершенствуются электронные элементы. Однако развитие этого процесса не может быть бесконечным, на его пути встречается все больше трудностей и ограничений.

Так, микроминиатюризация не может решить этой задачи, потому что имеет дело только с уменьшением габаритов и веса. Решить вопрос можно только используя свойства твердого тела для выполнения функций системы. Эти функции будут осуществляться без объединения элементов в системе и без многократного увеличения их количества. Устройства, изготовляемые на основе такого принципа, называются функциональными схемами. В таких схемах невозможно выделить локальные области, эквивалентные элементам обычной схемы, а следовательно, невозможно составить эквивалентную схему.

Работа функциональной схемы осуществляется за счет использования функциональных свойств одного полупроводникового прибора.

Этот путь на современной стадии развития интегральной электроники пока широкого распространения не получил. Однако полагают, что дальнейшее совершенствование интегральных схем пойдет именно по пути использования функциональных полупроводниковых схем.

Функциональные свойства полупроводниковых приборов могут быть реализованы в основном использованием приборов с отрицательным сопротивлением в качестве пороговых элементов, приборов, управляемых пленкой  $\text{SiO}_2$  элементов задержки.

Примеры функциональных схем, приведенные ниже, выбраны специально для иллюстрации их принципа действия и преимуществ, которые достигаются при их использовании. Многие из них пока не нашли практического применения.

### Функциональные схемы на четырехслойных структурах

Наиболее характерным примером полупроводниковой функциональной схемы является четырехслойная  $p-n-p-n$ -структура. На рис. 12.66 приведена  $p-n-p-n$ -структура и ее вольт-амперная характеристика. Наличие на характеристике трех участков: низкого сопротивления, высокого сопротивления и отрицательного сопротивления, позволяет выбором соответствующих режима и нагрузки создавать различные устройства для выполнения очень многих функций (различные спусковые устройства, функции временного запоминающего устройства для регистров, счетчиков и т. д.). Использование таких структур позволит значительно уменьшить количество необходимых элементов.

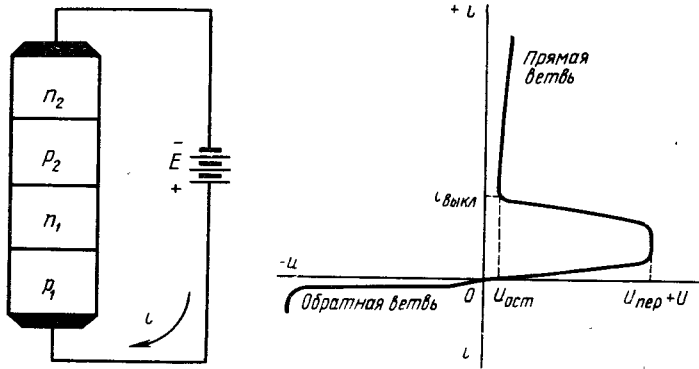


Рис. 12.66. Четырехслойная структура и ее вольт-амперная характеристика

На рис. 12.67, *a* показан разрез функциональной монолитной схемы, выполняющей логическую функцию ИЛИ — включено, И — выключено. Она представляет собой комбинацию четырехслойных структур, три слоя  $p-n-p$  для всех элементов общие и лишь верхний  $n$ -слой выполнен отдельно для каждого элемента. Пусть в первоначальном состоянии все элементы находились в состоянии выключено. Если на один из входов подать положительный импульс, превышающий напряжение включения, то все элементы перейдут в состояние включено, т. е. выполняется функция ИЛИ. Однако для выключения схемы необходимо подать отрицательный импульс на все элементы, т. е. схема в этом случае выполняет

функцию И. Таким образом, в целом схема выполняет функцию ИЛИ — включено, И — выключено.

На рис. 12.67, б приведена функциональная монокристаллическая схема И — включено, И — выключено. Как и предыдущая схема, она выполнена на четырехслойных структурах  $p$ - $n$ - $p$ - $n$ -типа, однако в отличие от уже рассмотренной схемы общими для всех элементов являются лишь два нижних слоя  $p$  и  $n$ .

Для включения такой схемы необходимо подать на все входы отрицательные импульсы, а для выключения положительные. Таким образом, схема выполняет функцию И — включено, И — выключено. Возможности схемы значительно расширяются, если сделать выводы от управляющих электродов, как показано на рис. 12.67, в. Такая схема может быть использована в качестве памяти, регистров и других устройств ЦВМ.

Рассмотрим функциональную интегральную схему сдвигающего регистра, предназначенного для запоминания чисел и сдвига, записанного числа на один разряд. На рис. 12.68 приведена структура регистра, выполненного целиком в одном кристалле. Резисторы на рисунке показаны как дискретные элементы для простоты изображения. Регистр состоит из 8 идентичных разрядов, каждый из которых представляет собой тиристор с включенным последовательно с ним резистором и объединенным одним кристаллом  $p$ -типа, являющимся внутренним слоем каждого тиристора. Таким образом осуществляют связь между ними. На концах пластины созданы контакты, с помощью которых осуществляется сдвиг числа на один разряд. Каждому разряду соответствует одно из двух состояний *включено* или *выключено*. Состоянию *включено* соответствует открытый тиристор, а состоянию *выключено* — закрытый. Одно из этих состояний соответствует единице, другое — нулю.

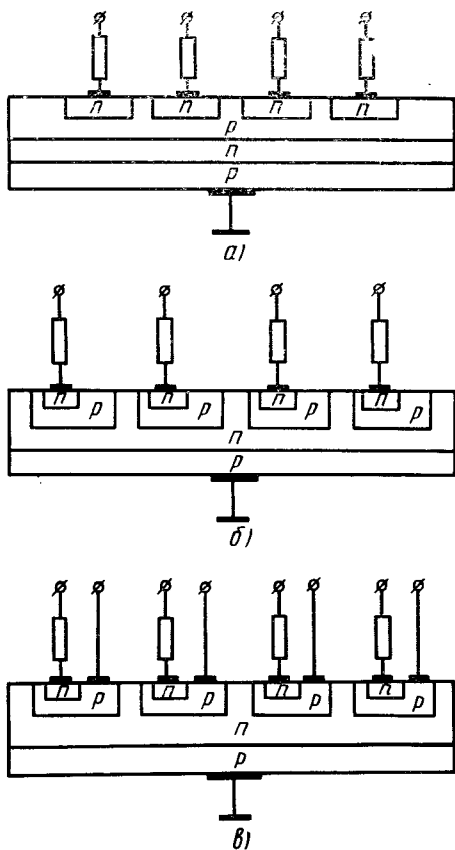


Рис. 12.67. Функциональные схемы на четырехслойных структурах

Запись числа в регистр осуществляется подачей соответствующего сигнала на специальные управляющие электроды  $U_1$ . При подаче отрицательного импульса разряд переводится во включенное состояние и находится в нем сколько угодно долго.

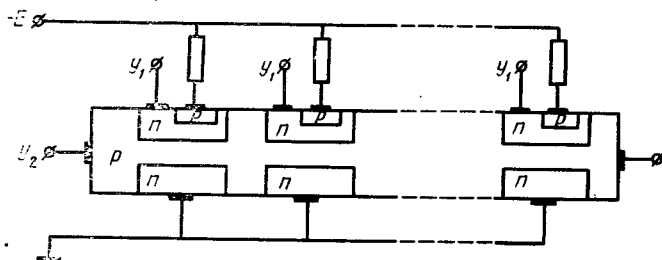


Рис. 12.68. Сдвигающий регистр

Сдвигающий импульс подается на управляющий электрод  $U_2$ . Если подается отрицательный импульс, то он смещает  $p$ - $n$ -переходы, как нижние, так и верхние в обратном направлении и препятствует инжекции носителей из  $n$ -областей в  $p$ -область, т. е. переводит все включенные каскады в состояние *выключено*. Однако избыточные носители, находящиеся в средней области  $p$ -типа, в районе включенных каскадов под действием поля, созданного сдвигающим импульсом, переносятся к соседнему разряду. Если в тот момент, когда носители достигнут соседнего тиристора, прекратится сдвигающий импульс, то эти каскады перейдут во включенное состояние, а предыдущие каскады останутся выключенными.

На рис. 12.69 показана структура функциональной интегральной схемы четырехстабильного токового переключателя. Структура представляет собой два тиристора, у которых два слоя ( $n$  и  $p$ ) являются общими. Управляющий общий слой имеет металлическое кольцо, на которое подается нулевой потенциал, а на общий электрод  $p$ -типа подается положительная полярность напряжения через большое сопротивление, обеспечивающего постоянство тока  $I_0$ . От величины этого тока и зависит состояние переключателя. Верхние  $p$ - и  $n$ -слои тиристоров разделены и подключены к отрицательному полюсу напряжения через различные по величине сопротивления. В результате верхние  $p$ - $n$ -переходы смещены в прямом направлении.

Управление переключателем осуществляется с помощью управляющего тока  $I_0$ . В зависимости от величины этого тока может быть одно из четырех устойчивых состояний прибора. Первое устойчивое состояние, когда оба тиристора выключены. Величина тока  $I_0$  низка. Второе состояние соответствует току  $I_0$ , при котором включается первый тиристор. Тиристор, имеющий больший коэффициент передачи. Для его включения требуется меньшее значение тока  $I_0$ , чем для включения второго тиристора. Наконец, третье устойчивое состояние характеризуется включенным состоянием вто-



рого тиристора и выключенным — первого. Это происходит, когда величина тока  $I_0$  становится достаточной для включения второго тиристора. Однако в связи с тем, что сопротивление  $R_2 < R_1$  и ток через вторую структуру значительно больше, чем через первую, а ток  $I_0$  остается постоянным, то дырки, инжектированные в  $n$ -область, из нижней  $p$ -области перераспределяются в правую структуру. В результате весь ток переключается в правую структуру, а левая структура выключается. И, наконец, четвертое состояние соответствует обоим включенным структурам. При этом на вход должен быть подан ток  $I_0$ , достаточный для включения обоих тиристоров.

Четырехстабильный токовый переключатель может быть широко использован в различных цифровых устройствах.

Еще одна функциональная интегральная схема, выполняющая логические операции ИЛИ — НЕ, выполнена на двух тиристорах. На рис. 12.70 приведена структура этой схемы. Тиристорные структуры имеют два слоя ( $n$  и  $p$ ) общие и два слоя отдельные. От внутренних  $n$ -областей сделаны отводы — на них подается входной сигнал. Крайние  $p$ -области заземлены. На крайнюю  $n$ -область подается отрицательное напряжение питания. Выходной сигнал снимается со средней  $p$ -области.

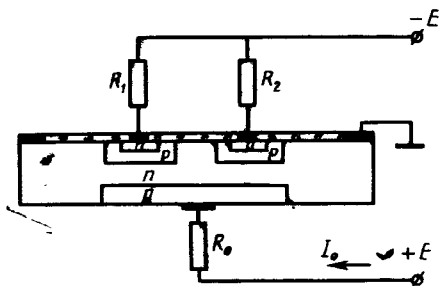


Рис. 12.69. Четырехстабильный токовый переключатель

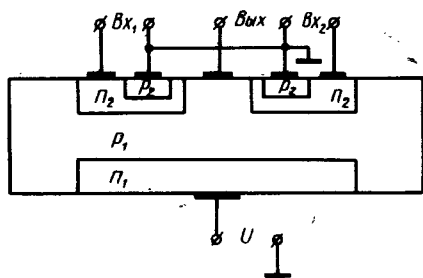


Рис. 12.70. Логическая схема ИЛИ — НЕ

При отсутствии сигнала на входах  $p_1n_2$  переходы закрыты, а переход  $p_1n_1$  открыт и на выходе напряжение постоянно и близко к напряжению питания. При поступлении на один из входов отрицательного напряжения достаточной величины переходы  $p_1n_2$  открываются, а переход  $p_1n_1$  закрывается и напряжение на выходе станет низким. При подаче сигнала сразу на оба входа картина будет наблюдаться точно такая же. Таким образом, при подаче отрицательного импульса на один или на оба входа на выходе будет положительный импульс, т. е. схема выполняет логическую операцию ИЛИ — НЕ.

Можно создать аналогичную структуру на четыре, восемь и т. д. входов, принцип работы при этом не изменится.

## Функциональные схемы, использующие эффект накопления и задержки носителей

Рассмотрим функциональную интегральную схему — линию задержки. Линии задержки находят применение в радиолокации при решении задач, связанных с индикацией подвижных целей, интегрированием видеосигналов и подавлением помех. Кроме того, их можно использовать в устройствах накопления цифровых данных, а также для получения временных отметок и импульсного кодирования.

Принцип действия полупроводниковой линии задержки основан на задержке и накоплении носителей вследствие конечного значения скорости дрейфа неосновных носителей.

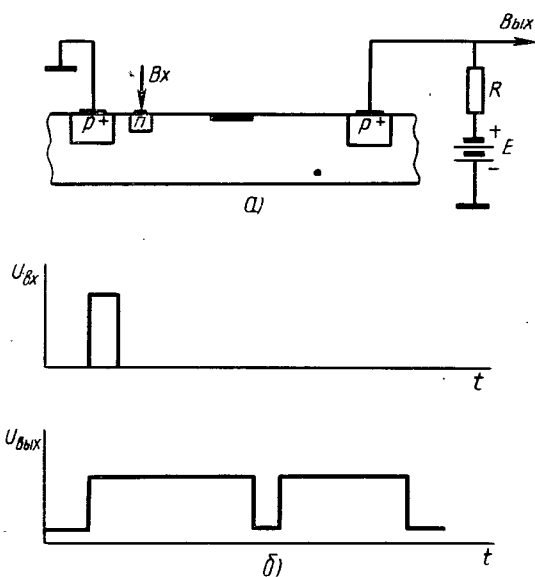


Рис. 12.71. Линия задержки

На рис. 12.71 приведена схема одного из вариантов линии задержки. Представляет она собой высокоомную (с временем жизни неосновных носителей порядка 1000 мкс) пластину полупроводника  $p$ -типа с разнесенными омическими контактами, на которые подается напряжение  $E$ . Из эмиттера (область  $n$ -типа) неосновные носители инжектируются в высокоомную  $p$ -область и дрейфуют под действием поля вдоль пластины к правому омическому контакту с дрейфовой скоростью:

$$v = \frac{\mu U}{l}, \quad (12.18)$$

где  $\mu$  — подвижность неосновных носителей;  $U$  — напряжение, создающее дрейфовое поле;  $l$  — длина полупроводника, по которому протекает ток.

Однако на высокоомный кремний нанесен слой электропроводящего материала (рис. 12.71, *a*). Так как проводящая пленка шунтирует находящийся под ней полупроводник, то ток будет протекать по пленке, а не в полупроводнике.

Протекая по высокоомному слою, неосновные носители вызывают увеличение проводимости материала и, следовательно, увеличение напряжения на резисторе  $R$ . Когда же носители достигнут проводящего слоя, падение напряжения на резисторе снизится до величины, равной при отсутствии инжекции (рис. 12.71, *b*), это будет продолжаться, пока носители не пройдут проводящий слой. Пока носители будут дрейфовать по высокоомному кремнию от проводящего слоя до омического контакта, на резисторе  $R$  будет опять повышенное напряжение.

Время, необходимое для того, чтобы носителям пройти расстояние  $\Delta x$ , может быть определено из выражения (12.18):

$$\Delta t = \frac{\Delta x l}{\mu U}. \quad (12.19)$$

Практически были получены линии с временем задержки 500 мкс и более.

На эффекте задержки и накопления основана работа еще одной функциональной схемы — электрически перестраиваемый полосовой фильтр. Примерная структура полосового фильтра показана на рис. 12.72. Устройство представляет собой высокоомную пластину кремния с двумя омическими контактами.

Между контактами подключается напряжение для создания поля вдоль пластины. Как и в линии задержки, здесь создан переход для инжекции неосновных носителей. Однако через определенные расстояния  $\Delta x$  на пластине устанавливаются зонды для обнаружения носителей заряда.

Если расстояние между зондами  $\Delta x$  будет равно длине волны инжектированного сигнала  $\lambda$ , то произойдет когерентное сложение сигналов зондов и на выходе будет наблюдаться максимальный суммарный сигнал.

Ввиду того, что скорость неосновных носителей равна  $\mu E$ , то  $\lambda = \mu E / f$ , где  $f$  — частота инжектированного сигнала. Следовательно, максимальный сигнал на выходе будет при выполнении условия

$$\mu E = f \Delta x. \quad (12.20)$$

Одним из характерных примеров функциональной схемы является трехслойная структура, выполняющая функции выпрямителя

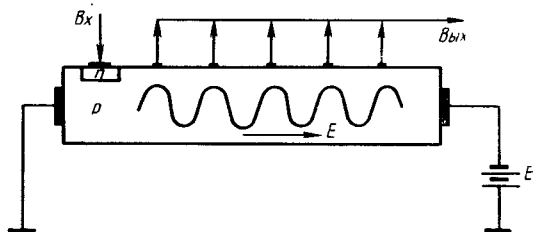


Рис. 12.72. Полосовой фильтр

постоянного тока (рис. 12,73, а). Выпрямитель выполнен в одном куске полупроводникового материала. Верхний слой представляет собой резистор, который отделен тонким слоем диэлектрика от полупроводникового слоя, выполняющего функции генератора термо-э. д. с. Изоляционный слой должен обладать хорошей электроизоляцией и в то же время хорошей теплопроводностью.

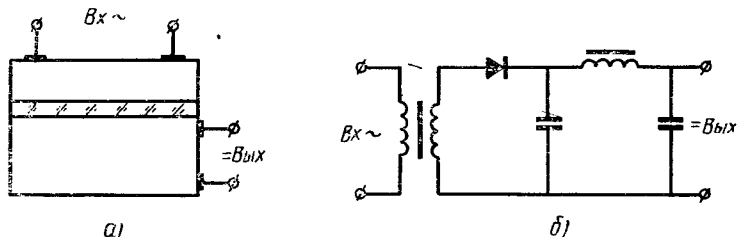


Рис. 12.73. Выпрямитель постоянного тока

В связи с тем, что тепловая постоянная структуры значительно больше периода изменения переменного тока, температура за время периода практически не изменяется, а следовательно, не изменяется и выходное напряжение.

При проведении к резистивному слою мощности переменного тока выделяемое тепло будет передаваться через очень тонкий изоляционный слой к термоэлектрическому слою. Верхняя граница этого слоя будет нагреваться и в соответствии с эффектом Зеебека в нем будет развиваться термо-э. д. с. Таким образом, подавая на вход переменное напряжение, на выходе будем получать постоянное напряжение с очень малой амплитудой пульсации. Значит по выполняемым функциям этот прибор будет эквивалентен схеме, состоящей из пяти отдельных элементов: трансформатора, дросселя, диода и конденсаторов (рис. 12.73, б).

#### Контрольные вопросы

1. Расскажите о методах микроминиатюризации радиоэлектронной аппаратуры.
2. Сравните плотность упаковки модулей, микромодулей и интегральных схем.
3. Дайте определение интегральным схемам.
4. Расскажите о характерных особенностях интегрального транзистора.
5. Расскажите об основных способах изоляции в полупроводниковых интегральных схемах.
6. Какие преимущества и недостатки каждого из пяти способов включения, интегрального транзистора в качестве диодов?
7. Дайте определение гибридной интегральной схеме.
8. Расскажите о преимуществах и недостатках тонкопленочных схем.
9. Что такое совмещенные схемы? Нарисуйте структуру простейшей совмещенной схемы.
10. Расскажите об основных достоинствах функциональных приборов. Приведите примеры функциональных приборов и их аналогов в обычном исполнении.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Трутко А. Ф. Методы расчета транзисторов. «Энергия», 1971.
2. Федотов Я. А. Основы физики полупроводниковых приборов. «Советское радио», 1969.
3. Электронные и полупроводниковые приборы. Справочник под ред. Горюнова Н. Н. «Энергия», 1965.
4. Маслов А. А. Электронные полупроводниковые приборы. «Энергия», 1967.
5. Воронков Э. Н., Овечкин Ю. А. Основы проектирования усилительных и импульсных схем на транзисторах. «Машиностроение», 1967.
6. Овечкин Ю. А. и др. Рекомендации по применению полупроводниковых приборов. «ДОСААФ», 1966.
7. Брук В. А. и др. Производство полупроводниковых приборов. «Высшая школа», 1968.
8. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. «Энергия», 1967.
9. Ржевкин К. С. Туннельный диод. Госэнергоиздат, 1962.
10. Малин Б. В., Сонин М. С. Параметры и свойства полевых транзисторов. «Энергия», 1967.
11. Севин Л. Полевые транзисторы. «Советское радио», 1968.
12. Михин Д. В. Кремниевые стабилитроны. «Энергия», 1965.
13. Нанавати Р. П. Введение в полупроводниковую электронику. «Связь», 1965.
14. Городецкий А. Ф., Кравченко А. Ф. Полупроводниковые приборы. «Высшая школа», 1967.
15. Практикум по полупроводникам и полупроводниковым приборам. Под ред. Шалимовой К. В. «Высшая школа», 1968.
16. Дыкин А. В., Овечкин Ю. А. Электронные и полупроводниковые приборы. «Энергия», 1971.
17. Майоров С. А. Проектирование и производство модулей и микро-модулей. «Машиностроение», 1968.
18. Белевцев А. Т. Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры. «Энергия», 1965.
19. Мартюшов К. И. и Зайцев Ю. В. Нелинейные полупроводниковые резисторы. «Энергия», 1968.
20. Интегральные схемы. Под ред. Мартюшова К. И. «Советское радио», 1970.
21. Микроэлектроника. Под ред. Богородицкого Н. П. «Советское радио», 1966.
22. Барканов Н. А. и др. Конструирование микромодульной аппаратуры. «Советское радио», 1968.
23. Рогинский И. Ю. Детали миниатюрной радиоаппаратуры. «Энергия», 1971.
24. Амброзьяк А. Конструкция и технология полупроводниковых фотоэлектрических приборов. «Советское радио», 1970.
25. Свечников С. В. Элементы оптоэлектроники. «Советское радио», 1971.
26. Полторапавлова Г. С., Удалов Н. М. Фототиристоры. «Энергия», 1971.

# ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	4
<b>Глава I. Полупроводники и их физические свойства . . . . .</b>	<b>8</b>
§ 1.1. Собственный полупроводник . . . . .	8
§ 1.2. Примесный полупроводник . . . . .	14
§ 1.3. Диффузионный ток в полупроводниках . . . . .	17
<b>Глава II. Электронно-дырочный переход . . . . .</b>	<b>19</b>
§ 2.1. Вольт-амперная характеристика электронно-дырочного перехода . . . . .	19
§ 2.2. Инжекция неосновных носителей. Диффузионная емкость . . . . .	25
§ 2.3. Барьерная емкость $p$ - $n$ -перехода . . . . .	28
§ 2.4. Контакт металл-полупроводник . . . . .	29
<b>Глава III. Полупроводниковые диоды . . . . .</b>	<b>34</b>
§ 3.1. Устройство полупроводниковых диодов . . . . .	34
§ 3.2. Основные характеристики и параметры диодов . . . . .	37
§ 3.3. Силовые диоды . . . . .	43
§ 3.4. Высокочастотные диоды . . . . .	44
§ 3.5. Импульсные диоды . . . . .	47
§ 3.6. Стабилитроны (опорные диоды) . . . . .	50
§ 3.7. Варикапы (параметрические диоды) . . . . .	53
§ 3.8. Туннельные диоды . . . . .	55
§ 3.9. Обращенные диоды . . . . .	60
§ 3.10. Лавинно-пролетные диоды (ЛПД) . . . . .	62
§ 3.11. Диоды Ганна . . . . .	70
§ 3.12. Светодиоды . . . . .	77
<b>Глава IV. Транзисторы . . . . .</b>	<b>83</b>
§ 4.1. Устройство и принцип действия транзисторов . . . . .	83
§ 4.2. Схемы включения транзисторов . . . . .	87
§ 4.3. Статические характеристики транзисторов . . . . .	89
§ 4.4. Рабочий режим транзисторов . . . . .	95
§ 4.5. Эквивалентные схемы транзисторов . . . . .	99
§ 4.6. Частотные свойства транзисторов . . . . .	103
§ 4.7. Импульсные свойства транзисторов . . . . .	106
§ 4.8. Основные параметры предельных режимов работы транзистора и влияние температуры на его параметры . . . . .	110
§ 4.9. Основные типы транзисторов . . . . .	113
<b>Глава V. Тиристоры (переключающие диоды) . . . . .</b>	<b>118</b>
§ 5.1. Принцип работы тиристора . . . . .	118
§ 5.2. Параметры тиристоров . . . . .	123
§ 5.3. Конструирование и изготовление переключающих диодов . . . . .	125
<b>Глава VI. Полевые транзисторы . . . . .</b>	<b>137</b>
§ 6.1. Принцип действия полевого транзистора . . . . .	127
§ 6.2. Эквивалентная схема, параметры и характеристики полевых транзисторов . . . . .	131
§ 6.3. Конструкции полевых транзисторов . . . . .	134
<b>Глава VII. Специальные типы транзисторов . . . . .</b>	<b>137</b>
§ 7.1. Лавинные транзисторы . . . . .	137
§ 7.2. Однопереходные транзисторы (двухбазовый диод) . . . . .	142

	<b>Глава VIII. Термоэлектрические полупроводниковые приборы</b>	148
§	8.1. Термоэлектродгенераторы	148
§	8.2. Термоэлектрические батареи (холодильники и подогреватели)	151
§	8.3. Терморезисторы	157
§	8.4. Полупроводниковые болометры	170
	<b>Глава IX. Полупроводниковые фотоприборы</b>	175
§	9.1. Фоторезисторы	175
§	9.2. Фотоэлементы	184
§	9.3. Фотодиоды	197
§	9.4. Фототранзисторы	206
§	9.5. Фототиристоры	214
	<b>Глава X. Датчики Холла</b>	220
§	10.1. Эффект Холла	220
§	10.2. Параметры и характеристики датчика Холла	222
	<b>Глава XI. Надежность полупроводниковых приборов</b>	231
	<b>Глава XII. Полупроводниковые микроэлементы и микроэлектроника</b>	234
§	12.1. Общие сведения	234
§	12.2. Модули	235
§	12.3. Микромодули	240
§	12.4. Тонкопленочная электроника	251
§	12.5. Полупроводниковые интегральные схемы	265
§	12.6. Совмещенные схемы	292
§	12.7. Функциональные полупроводниковые схемы	293
	<b>Литература</b>	301

*Юрий Алексеевич Овечкин*

**ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ  
П Р И Б О Р Ы**

Редактор Г. А. Сорокина. Переплет художника С. А. Кравченко. Художественный редактор Н. Е. Алешина. Технический редактор Э. М. Чижевский. Корректор Г. Н. Буханова.

Т-12995. Сдано в набор 25/XII 1973 г. Подп. к печати 21/X 1974 г. Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бум. тип. № 3. Объем 19 печ. л. Усл. печ. л. 19. Уч.-изд. л. 19,48. Изд. № Эр-141. Тираж 30 000 экз. Заказ № 404. Цена 80 коп.

План выпуска литературы издательства «Высшая школа» (вузы и техникумы) на 1974 г. Позиция № 269.

Типография им. Анохина Управления по делам издательства, полиграфии, и книжной торговли Совета Министров Карельской АССР, Петрозаводск, ул. «Правды», 4.