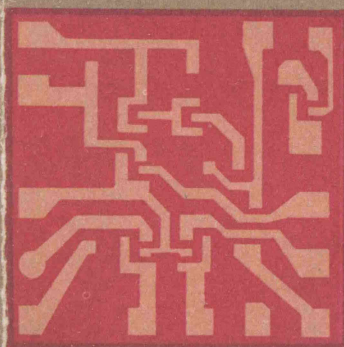
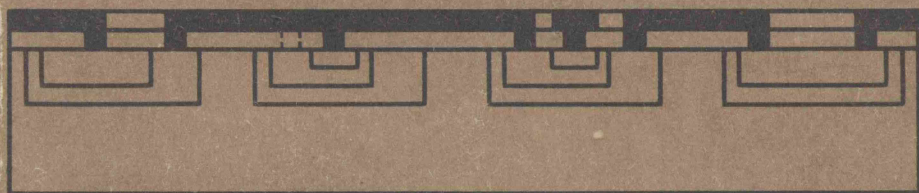


ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

Ю. А. Овечкин

Ю. А. Овечкин

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ



*Учебник  
для  
техникумов*



**Ю. А. Овечкин**

# **ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ**

**ИЗДАНИЕ ТРЕТЬЕ,  
ПЕРЕРАБОТАННОЕ  
И ДОПОЛНЕННОЕ**

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



МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1986

ББК 32.844  
О-31  
УДК 621.382 (075.8)

Рецензент — канд. техн. наук, доц.  
Московского института стали и сплавов А. И. Курносов

**Овечкин Ю. А.**

О-31 Полупроводниковые приборы: Учеб. для радиотехн. спец. техникумов. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Высш. шк., 1986. — 303 с.: ил.

В книге рассмотрены принципы работы, устройство, основные параметры и технология производства полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. 3-е издание (2-е — 1979 г.) переработано с учетом последних достижений в области физики, химии и технологии изготовления полупроводниковых приборов; в него включены материалы по микросборкам, новым полупроводниковым приборам и микросхемам.

О  $\frac{2403000000-333}{001 (01)-86}$  167—86

ББК 32.844  
6Ф0.32

© Издательство «Высшая школа», 1974  
© Издательство «Высшая школа» 1986, с изменениями

## ПРЕДИСЛОВИЕ

В Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1986—1990 годы и на период до 2000 года предусмотрено ускоренное развитие производства современной быстродействующей электронно-вычислительной техники, приборов радиоэлектронной аппаратуры, лазерной и другой новейшей техники. Это поставило перед радиоэлектронной промышленностью ряд серьезных задач, для решения которых потребовались разработка и выпуск новых конструкций приборов, используемых в радиоэлектронной промышленности, в том числе малогабаритных и надежных полупроводниковых приборов.

В третьем издании настоящей книги наряду с полупроводниковыми приборами, существующими уже многие годы, рассмотрены новые виды полупроводниковых приборов: приборы с зарядовой связью, мощные транзисторы СВЧ, оптроны. Рассмотрению наиболее сложных для понимания приборов предшествует упрощенное изложение эффекта или физического явления, лежащего в основе данного прибора.

Автор благодарит рецензента доц. А. И. Курносова за ценные замечания и советы.

Все критические замечания и пожелания по содержанию учебника просьба направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., 29/14, издательство «Высшая школа».

*Автор*



## ВВЕДЕНИЕ

Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы в настоящее время применяют практически во всех отраслях науки и техники и особенно широко в радиоэлектронике.

Впервые полупроводниковый прибор (диод-детектор) был использован в 1900 г. русским ученым А. С. Поповым в радиотелеграфном приемнике. Затем начались экспериментальные работы по исследованию детектирующих свойств точечного контакта металлической пружины с кристаллами таких полупроводников, как карбид кремния, кремний и теллур.

В 1922 г. в Нижегородской радиотехнической лаборатории была разработана схема приемника, в которой полупроводниковый кристалл служил для генерации высокочастотных колебаний. Эту работу провел сотрудник лаборатории О. В. Лосев. Кристалдин 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. О. В. Лосеву также принадлежит открытие явления электролюминесценции в карборунде.

В последующие годы электровакуумные приборы вытеснили несовершенные в то время полупроводниковые приборы. Однако работы по исследованию полупроводниковых приборов продолжались — были созданы промышленные образцы полупроводниковых меднозакисных выпрямителей и меднозакисных и селеновых фотогальванических приемников излучения.

В 30-е годы в нашей стране под руководством академика А. Ф. Иоффе было начато систематическое исследование свойств полупроводников. Советскими учеными Б. В. Курчатовым, В. П. Жузе, В. М. Гохбергом и М. С. Соминским проводились исследования явления 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 электропроводности. 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 по изучению процессов выпрямления выполнена немецким ученым В. Шоттки и американскими учеными Н. Моттом и У. Шокли. Но наиболее крупным достижением в области полупроводниковых приборов явилось изобретение в 1948 г. американскими учеными Д. Б. Бардиным, В. Браттейном и У. Шокли полупровод-

никового усилительного элемента — транзистора. Обладая практически неограниченным сроком службы, транзисторы позволили существенно повысить надежность радиоэлектронных систем, во много раз уменьшить их размеры и сократить потребление ими электрического тока.

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

Открытие транзистора послужило началом нового этапа в развитии полупроводниковой электроники. В период с 1948 по 1985 г. было создано более 60 различных типов твердотельных приборов, из которых в настоящее время отечественной и зарубежной промышленностью освоено производство более 30.

Параллельно с разработкой полупроводниковых выпрямителей и усилителей были разработаны приборы, принцип действия которых основан на свойствах полупроводниковых материалов изменять свое сопротивление под действием различных внешних факторов (температуры, электромагнитного излучения, приложенного напряжения и т. д.).

Нелинейные полупроводниковые резисторы — терморезисторы, фоторезисторы и варисторы — 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. Создание новых типов нелинейных резисторов связано с именами советских ученых Б. Т. Коломийца, И. Т. Шефтеля, Б. С. Сотскова, Г. К. Нечаева, В. В. Пасынкова и др.

На протяжении многих лет русские и советские ученые вносят большой вклад в науку о фотоэлектрических явлениях в полупроводниках.

В 1898 г. В. А. Ульяниным описано возникновение э. д. с. при освещении селена. Фотомагнитоэлектрический эффект был открыт И. К. Кикоиным и М. М. Носковым в 1933 г. Я. И. Френкель в своих работах изложил теорию возбуждения в полупроводнике электронов и дырок и дал объяснение фотомагнитоэлектрическому эффекту. Работы С. М. Рывкина в области фотопроводимости были использованы при создании приемников излучения для дальней инфракрасной связи.

В 60-е годы 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 Дж. Моллом в 1956 г. В нашей стране исследованиям и разработке тиристоров, особенно приборов большой мощности, посвящены работы академика В. М. Тучкевича.

Большим событием в радиотехнике и технике связи было появление туннельного диода. Его изобретение принадлежит японскому ученому Л. Есаки. В 1957 г., изучая *p-n*-переходы, изготовленные в сильнолегированном германии, он обнаружил аномальный ход

вольт-амперных характеристик, обусловленный туннельным эффектом.

В последующие годы наблюдается быстрое продвижение полупроводниковых приборов в область сверхвысоких частот. Прогресс в этом направлении был достигнут в результате значительного усовершенствования технологии изготовления СВЧ-транзисторов, туннельных диодов и варикапов. В 1959 г. советским ученым А. С. Тагером и его сотрудниками была обнаружена генерация когерентных колебаний СВЧ в  $p$ - $n$ -переходе при ударной ионизации. Этот эффект стал основой лавинно-пролетного диода, на котором создан класс СВЧ-устройств: генераторы, усилители и преобразователи частоты.

Переходы с барьером Шоттки получили широкое применение в самых разнообразных приборах, начиная с выпрямительных диодов и кончая большими интегральными схемами. Это привело к значительному улучшению ряда характеристик приборов.

Бурно развивается новое направление электроники — лазерная техника. Большой вклад в него внесли советские ученые Н. Г. Басов и А. М. Прохоров, удостоенные в 1964 г. Нобелевской премии за работы в области квантовой электроники. Исследования люминесценции в  $p$ - $n$ -переходах, проведенные Д. Н. Наследовым, создали базу для полупроводниковых лазеров.

Важнейшим направлением развития современной электронной техники является микроэлектроника. Быстрый рост сложности радиоэлектронной аппаратуры потребовал поиска принципиально новых путей ее реализации, что нашло свое отражение в замене дискретных элементов интегральными микросхемами (ИМС). По технологии изготовления ИМС делятся на полупроводниковые и гибридные. Основным преимуществом полупроводниковых ИМС является возможность изготовления высококачественных активных элементов и создания большой партии ИМС в едином или многократно повторяющемся технологическом цикле.

В гибридной ИМС содержатся тонкопленочные или толстопленочные пассивные элементы и полупроводниковые активные навесные элементы — компоненты ИМС. Гибридная технология предпочтительна в тех случаях, когда необходимо изготовить сравнительно небольшое количество специализированных микросхем — микросборок. В качестве компонентов микросборок могут служить бескорпусные полупроводниковые ИМС.

Одно из главных преимуществ изделий микроэлектроники — значительное увеличение надежности аппаратуры благодаря высокой надежности ИМС, значительному уменьшению числа соединений и широким возможностям резервирования как целых узлов, так и отдельных элементов.

Увеличение функциональной сложности и плотности упаковки элементов привело к появлению средних интегральных схем (СИС), больших (БИС) и, наконец, сверхбольших (СБИС), в которых реализуются уже не отдельные схемные узлы (усилительный каскад, триггер, логическая ячейка и т. п.), а целые устройства (регистр,

счетчик, усилитель, преобразователи аналого-цифровой и цифро-аналоговой, запоминающее устройство и даже процессор ЭВМ). В виде СБИС созданы целые блоки памяти и даже микроЭВМ. Степень интеграции больших интегральных микросхем достигает нескольких сотен тысяч элементов на одном кристалле. Особенно большой интерес вызывают приборы, в основе которых лежат так называемые функциональные интегральные микросхемы, где используются многообразные физические свойства, присущие полупроводникам.

Развитие этого направления связано с использованием оптических и магнитооптических явлений, сверхпроводимости, электрохимических явлений в жидких и твердых электролитах и т. д. Все более широко используются результаты исследования биологических систем. Сущность этого направления микроэлектроники заключается не в простом физическом воспроизведении классических схем, а в непосредственном выполнении требуемых функций электронным прибором. Использование функциональных приборов может значительно сократить число составляющих элементов, снизить стоимость, габаритные размеры и, главное, резко повысить надежность систем.

Одним из новых и перспективных в микроэлектронике является направление, основанное на использовании некоторых закономерностей биологических систем. Тиристоры представляют собой логически полную систему элементов. Они открывают возможность создания устройств большой сложности на основе только одного типа элементов и двух способов их соединения. Первым шагом в этом направлении является создание нескольких вариантов тиристоров, являющихся простейшими моделями нейрона. По-видимому, только на уровне органических молекул может быть построена собственно молекулярная электроника, обеспечивающая требуемые для молекулярных элементов функциональные возможности. При этом потребуются разработка не только новой технологии, но и существенно новый подход к схемотехнике.

Несмотря на достигнутые успехи в полупроводниковой электронике, нельзя считать знания в этой области достаточными. Предстоят исследования новых свойств полупроводников и создание принципиально новых приборов.

## § 1.1. СОБСТВЕННЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

В кристалле полупроводника электрон движется среди правильно расположенных в пространстве атомов, образующих кристаллическую решетку. Взаимное расположение атомов и расстояния 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 и кремний, состоит из четырех электронов, вращающихся вокруг ядра.

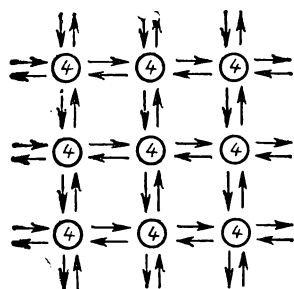


Рис. 1.1. Схематическое изображение кристаллической решетки идеального полупроводника

Эти общие орбиты связывают между собой атомы германия или кремния, образуя так называемые ковалентные или парноэлектронные связи. Для наглядности атомную решетку германия или кремния можно изобразить в виде плоской сетки, в которой каждый атом соединяется парноэлектронной связью с четырьмя ближайшими атомами (рис. 1.1). Эту решетку принимают за идеальную, а полупроводники с такой решеткой называют *собственными*. При температуре абсолютного нуля все электроны в собственном полупроводнике связаны с ядрами, и если приложить электрическое поле к полупроводнику, ток не возникнет. В этих условиях полупроводник обладает свойствами изолятора.

Чтобы в собственном полупроводнике валентный электрон освободился из какой-либо связи, 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 различна. 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 диаграмму, показанную на рис. 1.2.

Эnergиями выше уровня  $w_c$  могут обладать только свободные электроны, а энергиями ниже уровня  $w_v$  — только связанные валентные электроны. Поэтому зону энергий выше уровня  $w_c$  называют *зоной проводимости*, а ниже уровня  $w_v$  — *валентной зоной*. Поскольку в идеальных кристаллах электроны не могут обладать энергией, лежащей в зоне между  $w_c$  и  $w_v$ , ее называют *запрещенной зоной*.

Ширина запрещенной зоны характеризует энергию, необходимую для освобождения электрона от валентной связи. Чем больше ширина запрещенной зоны, тем большая энергия требуется для того, чтобы перевести валентный электрон в зону проводимости. Для германия ширина запрещенной зоны при нормальной температуре составляет 0,72 эВ, для кремния — 1,12 эВ.

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

При любых температурах атомы твердого тела колеблются около узлов кристаллической решетки. Амплитуды их колебаний тем больше, чем выше температура кристалла. Поскольку амплитуды колебаний у всех атомов неодинаковы, то всегда есть вероятность получения некоторыми электронами энергии, большей ширины запрещенной зоны. Такие электроны становятся электронами проводимости. Чем выше температура и меньше ширина запрещенной зоны, тем больше будет таких электронов.

Число электронов проводимости увеличивается с повышением температуры по экспоненциальному закону:

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

где  $n$  — концентрация электронов проводимости;  $N_c = \frac{2}{h^3} \times (2\pi m' kT)^{3/2}$  — эффективная плотность квантовых состояний в зоне проводимости ( $\hbar = 4,17 \cdot 10^{-15}$  эВ·с — постоянная Планка);  $k = 0,86 \cdot 10^{-4}$  эВ/град — постоянная Больцмана;  $T$  — температура, К.

В коэффициент  $N_c$  входит величина  $m'$ , являющаяся эффективной массой электрона проводимости в кристалле. Эта масса может существенно отличаться от 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

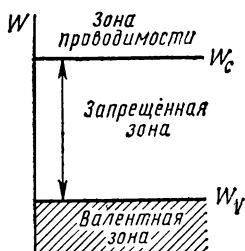


Рис. 1.2. Энергетическая диаграмма полупроводника



положительного заряда ядра, равного по абсолютному значению заряду электрона. С точки зрения зонной теории незанятое электронное энергетическое состояние в валентной зоне называют *дыркой проводимости* или просто *дыркой*. Дырка может заполняться валентным электроном за счет соседней связи. При этом одна связь заполнится, а другая окажется незаполненной (рис. 1.3). Таким образом, дырка перемещается по кристаллу (пунктирная стрелка), вместе с ней перемещается и положительный заряд. Дырки могут принимать участие в образовании электрического тока, поскольку они, как и электроны, переносят электрический заряд.

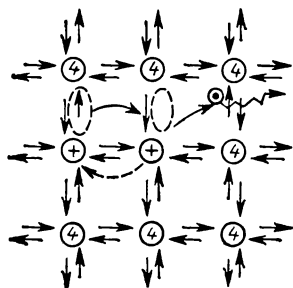


Рис. 1.3. Схема образования и перемещения дырки в кристаллической решетке полупроводника

Условно дырку рассматривают как частицу, являющуюся подвижным носителем единичного положительного заряда (эффективная масса дырки отличается как от эффективной массы, так и от массы покоя электрона). В собственном полупроводнике дырка появляется только при образовании электрона проводимости, поэтому концентрация дырок в нем всегда равна концентрации электронов. Процесс образования пары электрон — дырка называют *генерацией пары носителей заряда*. Электрон проводимости может вернуться в валентную зону и вновь стать валентным электроном, при этом должна выделяться энергия, затраченная первоначально на генерацию пары, т. е. энергия, равная ширине запрещенной зоны (эта энергия обычно выделяется в виде теплоты или света). Процесс исчезновения пары электрон проводимости — дырка проводимости называют *рекомбинацией носителей заряда*.

Из закона сохранения энергии следует, что в стационарных условиях число рекомбинирующих носителей заряда (электронов и дырок) равно числу генерируемых. Таким образом, каждый из носителей заряда существует (живет) в течение некоторого промежутка времени. Среднее значение этого промежутка называют *временем жизни носителей заряда* 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 заряда противоположного знака и некоторых других факторов.

При отсутствии электрического поля в полупроводнике ток не возникает, так как все направления теплового движения 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 создает электрический ток.

Движение электронов и дырок под действием поля происходит в противоположных направлениях (дырки — по направлению поля и электроны — против поля). Плотность общего тока равна сумме

плотностей дырочного и электронного:

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

В полупроводнике электроны под действием постоянного поля движутся с неизменной 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, тормозится и снова начинает ускорять свое движение под действием поля до следующего столкновения. В результате за достаточно большой промежуток времени скорость электрона можно характеризовать некоторой средней величиной  $v_n$ , которая пропорциональна напряженности электрического поля  $E$ :

$$v_n = \mu_n E, \quad (1.3)$$

где  $\mu_n$  — коэффициент пропорциональности, называемый *подвижностью электронов*.

Этот коэффициент равен абсолютному значению отношения средней скорости, приобретаемой электронами проводимости в кристалле в направлении электрического поля, к напряженности последнего. Для германия при комнатной температуре  $\mu_n = 0,39 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$  и для кремния  $\mu_n = 0,135 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ .

Аналогичные процессы происходят при упорядоченном движении дырок через кристалл, поэтому

$$v_p = \mu_p E, \quad (1.4)$$

где  $\mu_p$  — подвижность дырок (для германия при комнатной температуре  $\mu_p = 0,19 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ , для кремния  $\mu_p = 0,05 \text{ м}^2/(\text{В} \cdot \text{с})$ ).

Как известно, плотность тока численно равна заряду, 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;  $e$  — заряд электрона.

Аналогично для дырочного тока

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

Общая плотность тока

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

В то же время по закону Ома плотность тока

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

где  $\sigma$  — удельная электропроводность.

Из выражений (1.7) и (1.8) следует:

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

т. е. удельная проводимость полупроводника 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

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

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

Эта формула показывает зависимость удельной электропроводности собственного полупроводника от температуры. Отсюда видно: чем больше ширина запрещенной зоны, тем меньше проводимость материала и тем сильнее она зависит от температуры.

На рис. 1.4 показана зонная модель собственного полупроводника. Между валентной зоной и зоной проводимости находится запрещенная зона. Посередине запрещенной зоны располагается уровень Ферми  $W_F$  — энергетический уровень, функция Ферми для которого учитывает вероятность заполнения, равную 0,5 при температурах, отличных от  $T=0$  К.

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

При температуре абсолютного нуля все валентные уровни заполнены с вероятностью, равной единице, а вероятность заполнения

любого уровня зоны проводимости равна нулю, что свидетельствует об отсутствии электропроводности кристалла (рис. 1.4, прямая 1).

При комнатной температуре (300 К) происходит термогенерация носителей заряда. Часть валентных электронов переходит в зону проводимости, и вероятность заполнения уровня валентной зоны оказывается меньше единицы (рис. 1.4, кривая 2). Кривая распределения Ферми — Дирака всегда симметрична относительно уровня  $W_F$ .

При высокой температуре ( $T \rightarrow \infty$ ) вероятность заполнения любого разрешенного уровня  $P(W) \rightarrow 0,5$  (рис. 1.4, прямая 3).

## § 1.2. ПРИМЕСНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИК

Для создания полупроводниковых приборов обычно применяют примесные полупроводники.

Если в качестве примеси взять пятивалентный химический элемент, например мышьяк, фосфор или сурьму, то пятивалентные атомы примеси, располагаясь в узлах кристаллической решетки, заполняют четыре валентные связи соседних атомов (рис. 1.5). Пятый валентный электрон, являясь лишним в единой структуре валент-

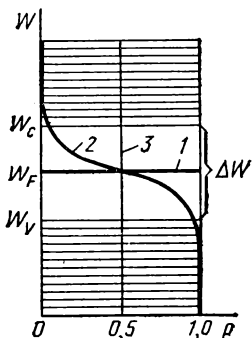


Рис. 1. 4. Зонная модель и функция вероятности заполнения электронами энергетических уровней в собственном полупроводнике

ных связей кристалла, слабо связан с узлом кристаллической решетки. Под действием тепловых колебаний он отрывается от ядра и становится электроном проводимости. Оставшийся в узле пятивалентный атом мышьяка превращается в положительный ион, который из-за сильных валентных связей с соседними узлами не может

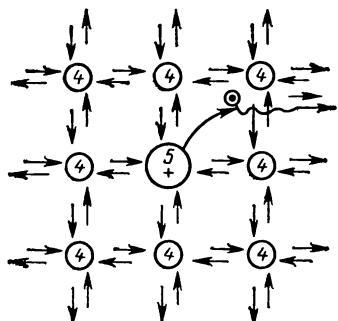


Рис. 1.5. Схема образования электронной примесной проводимости

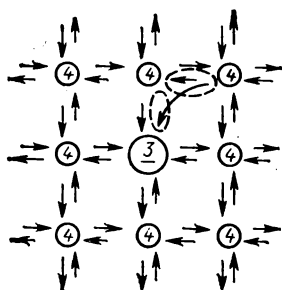


Рис. 1.6. Схема образования дырочной примесной проводимости

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.

При введении такой примеси, получившей название *донорной*, концентрация электронов проводимости в кристалле резко возрастает ( $n_n \gg n_i$ ) и его электропроводность 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 термического возбуждения атомов. Но так как дырки порождаются в среде, насыщенной электронами проводимости, они быстро рекомбинируют, и их концентрация оказывается много меньше, чем у беспримесного полупроводника:  $p_n \ll n_i$ .

Установлено, что для полупроводников, даже при высоких концентрациях примеси, выполняется условие

$$p_n n_n = n_i^2. \quad (1.11)$$

Если в качестве примеси взять трехвалентный химический элемент, например индий, галлий, алюминий или бор, то три валентных электрона атома, расположенного в узле кристаллической решетки полупроводника, смогут заполнить лишь три связи соседних атомов (рис. 1.6). Недостающая валентная связь атома индия является потенциальной дыркой. Недостающий валентный электрон может быть захвачен атомом индия у соседнего атома германия. Трехвалентный атом, получивший лишний электрон, превращается в неподвижный отрицательный ион, а у соседнего четырехвалентного атома, потерявшего валентный электрон, возникает дырка. В даль-

нейшем эта дырка, перемещаясь от узла к узлу по валентным связям, хаотически блуждает по всему кристаллу.

При введении такой примеси, получившей название *акцепторной*, концентрация дырок в кристалле резко возрастает ( $p_p \gg n_i$ ), а его электропроводность приобретает дырочный характер ( $p$ -типа). В этом случае основными носителями заряда являются дырки, а не основными — электроны проводимости. При этом  $n_p \ll n_i$ , а  $p_p n_p = n_i^2$ .

На рис. 1.7 показана зонная модель примесного полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа. По этой модели валентные электроны атомов донорной примеси располагаются на так называемых примесных уровнях, которые находятся ниже дна зоны проводимости

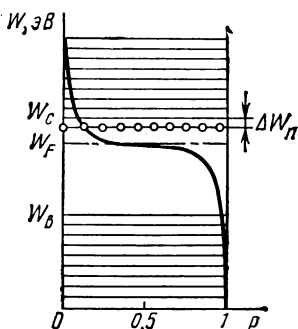


Рис. 1.7. Зонная модель и функция вероятности заполнения электронами энергетических уровней в полупроводнике  $n$ -типа

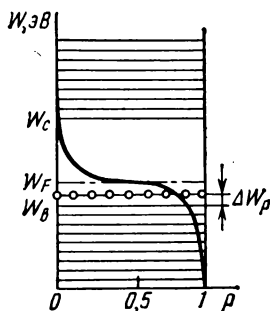


Рис. 1.8. Зонная модель и функция вероятности заполнения энергетических уровней в полупроводнике  $p$ -типа

ти на  $\Delta W_n$ . При комнатной температуре почти все электроны с примесного уровня переходят в зону проводимости. В результате заполнения зоны проводимости электронами примесных уровней кривая распределения Ферми — Дирака, а также уровень Ферми  $W_F$  смещаются вверх.

Это смещение при данной температуре зависит от концентрации донорной примеси. Обычно концентрация донорной примеси составляет  $N_d = 10^{15} \div 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , 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.

Положение уровня Ферми зависит от температуры. У полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа или  $T=0 \text{ К}$  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 примесный уровень, кото-

рый заполняют валентные электроны, захватываемые трехвалентными атомами. При комнатной температуре многие валентные электроны переходят на примесный уровень, что приводит к появлению большого количества дырок в валентной зоне. В результате кривая распределения Ферми — Дирака и уровень Ферми смещаются вниз. Расположение уровня Ферми относительно примесного уровня зависит от концентрации акцепторной примеси (при  $T=0$  К уровень Ферми всегда располагается ниже примесного уровня, вероятность заполнения которого в этих условиях равна нулю).

У примесного полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа при комнатной температуре концентрация электронов и дырок проводимости, образующихся термическим возбуждением узлов кристаллической решетки, мала и ею можно пренебречь. А так как почти все электроны примесного уровня заполняют зону проводимости, то можно считать, что  $n_n \approx N_d$ , откуда

$$\sigma \approx eN_d\mu_n.$$

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

$$\sigma_p \approx eN_a\mu_p,$$

где  $N_a$  — концентрация акцепторной примеси.

При относительно низких температурах, когда можно пренебречь тепловой генерацией носителей заряда, изменение удельной проводимости примесного полупроводника в зависимости от температуры определяется изменением подвижности основных носителей заряда. С увеличением температуры в интервале температур, при которых обычно работает полупроводниковый прибор, подвижность носителей заряда уменьшается. Это объясняется уменьшением средней длины свободного пробега носителей заряда между соударениями. Проводимость примесного полупроводника также уменьшается. Однако при относительно высоких температурах, когда существенную роль начинает играть термогенерация электронов и дырок, несмотря на уменьшение подвижности носителей, увеличение температуры приводит к увеличению проводимости по экспоненциальному закону. На рис. 1.9 показана 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 заряда, что связано с взаимодействием с ионизированными атомами примеси. Поэтому в области низких температур удельная проводимость примесного полупроводника при понижении темпера-

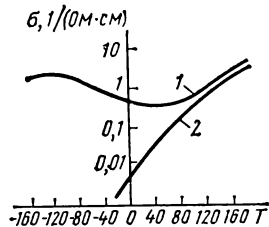


Рис. 1.9. Зависимость от температуры удельной проводимости германия, легированного донорной примесью (кривая 1), и беспримесного германия (кривая 2)



туры уменьшается. На рис. 1.9 это уменьшение показано штриховой линией.

Наряду с германием и кремнием полупроводниковыми свойствами обладают некоторые оксиды и карбиды, арсенид галлия, сульфид кадмия и другие химические соединения типа  $A^{III}B^V$  и  $A^{II}B^{IV}$ ,  $A^{IV}B^{IV}$ , где римскими цифрами указана валентность химических элементов.

### § 1.3. ДИФФУЗИОННЫЙ ТОК В ПОЛУПРОВОДНИКАХ

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

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

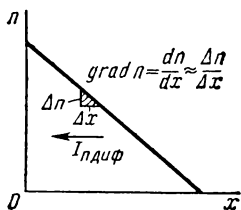


Рис. 1.10. Образование диффузионного тока при неравномерном распределении концентрации электронов проводимости в объеме полупроводника

Степень неравномерности в распределении носителей заряда 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*. Чем больше градиент концентрации, тем большим оказывается диффузионный ток.

Выражение для плотности диффузионного тока электронов можно записать в следующем виде:

$$j_{n \text{ диф}} = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x}, \quad (1.12)$$

а для плотности диффузионного тока дырок

$$j_{p \text{ диф}} = eD_p \left( -\frac{\Delta p}{\Delta x} \right), \quad (1.13)$$

где  $D_n = \frac{kT}{e} \mu_n$ ,  $D_p = \frac{kT}{e} \mu_p$  — коэффициенты диффузии электронов и дырок соответственно.

Значение коэффициента диффузии зависит от подвижности носителей заряда и температуры. Чем больше подвижность и темпера-

тура, тем быстрее выравнивается концентрация носителей заряда, т. е. больше ток диффузии при данной неравномерности концентрации.

Таким образом, при наличии неравномерности концентрации подвижных носителей заряда плотность тока в каждом сечении

$$j_{\text{диф}} = j_{n \text{ диф}} + j_{p \text{ диф}} = eD_n \frac{\Delta n}{\Delta x} + eD_p \left( -\frac{\Delta p}{\Delta x} \right). \quad (1.14)$$

## ГЛАВА 2

### ЭЛЕКТРОННО-ДЫРОЧНЫЙ ПЕРЕХОД

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

*Электронно-дырочный переход* (сокращенно *p-n-переход*) — основной элемент современных диодов и транзисторов. Он представляет собой переходный слой между двумя областями полупроводника, одна из которых имеет электропроводность *n*-типа, а другая — *p*-типа. Получают *p-n*-переход в едином кристалле полупроводника при легировании донорной и акцепторной примесями.

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 электропроводность, а другая — электронную. Электроны и дырки проводимости могут переходить через границу. Слева от границы раздела электронов значительно меньше, чем справа, поэтому электроны стремятся диффундировать в *p*-область. Как только электроны попадают в *p*-область, они начинают рекомбинировать с дырками, основными носителями заряда в *p*-области, и их концентрация по мере углубления быстро убывает. Аналогично дырки диффундируют из *p*-области в *n*-область и рекомбинируют там с электронами.

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

Перемещаясь в другую область, подвижные носители заряда оставляют скомпенсированный заряд ионизированных атомов примеси, связанных с кристаллической решеткой. Когда электроны диффундируют из *n*-области, там остается положительный заряд ионизированных доноров, а когда из *p*-области диффундируют дырки, там остается отрицательный заряд ионизированных акцепторов.

Распределение плотности указанных зарядов  $\rho$  показано на рис. 2.1,  $z$ .

Таким образом, в окрестности границы раздела  $n$ - и  $p$ -областей образуется переходный слой из противоположных по знаку пространственных зарядов. Его толщина обычно не превышает десятых долей микрометра. Пространственные заряды в  $p$ - $n$ -переходе образуют электрическое поле, направленное от положительно заряженных доноров к отрицательно заряженным акцепторам, т. е. от  $n$ -области к  $p$ -области. Между  $n$  и  $p$ -областями устанавливается разность потенциалов  $U_{\text{кн}}$ , которую называют контактной. У большинства германиевых  $p$ - $n$ -переходов  $U_{\text{кн}} = 0,3 \div 0,4$  В, а у кремниевых  $U_{\text{кн}} = 0,7 \div 0,8$  В.

Электрическое поле препятствует диффузии основных носителей заряда в соседнюю область. Между  $p$  и  $n$ -областями возникает потенциальный барьер. На рис. 2.1,  $b$  показано распределение потенциала вдоль структуры  $p$ - $n$ -перехода. Продиффундировать через  $p$ - $n$ -переход могут только те немногие носители заряда, тепловая энергия которых достаточна, чтобы преодолеть потенциальный барьер. Это предотвращает выравнивание концентрации дырок и электронов по объему кристалла.

В  $n$ -области наряду с электронами, концентрация которых определяется концентрацией донорной примеси, имеются неосновные носители заряда — дырки. Аналогично в  $p$ -области всегда имеется некоторое число электронов проводимости.

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

в  $n$ -область и дырок из  $n$ -области в  $p$ -область.

Электроны проводимости в  $p$ -области, совершая тепловое хаотическое движение, приближаются к  $p$ - $n$ -переходу, где их захватывает электрическое поле, созданное контактной разностью потенциалов, и они переходят в  $n$ -область. То же самое случается с дырками в  $n$ -области, которые, совершая тепловое движение, приближаются к границе двух сред, захватываются полем и переходят в  $p$ -область (рис. 2.1,  $a$ ).

Ток, создаваемый неосновными носителями заряда, называют

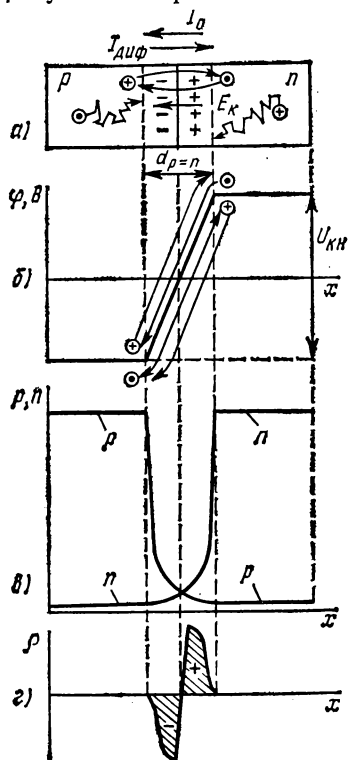


Рис. 2.1.  $p$ - $n$ -переход:

$a$  — схематическое изображение  $p$ - $n$ -перехода;  $b$  — распределение потенциала;  $c$  — распределение электронов проводимости и дырок;  $d$  — распределение плотности объемных зарядов

тепловым. Он, как и диффузный ток, состоит из электронного  $I_{0n}$  и дырочного  $I_{0p}$  токов:

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

Так как неосновных носителей заряда мало, то и ток, образуемый ими, мал. Он не зависит от напряжения на  $p$ - $n$ -переходе и является *током насыщения неосновных носителей заряда*.

Тепловой ток направлен противоположно 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.

Контактная разность потенциалов затрудняет диффузию основных носителей заряда настолько, что ток диффузии становится равным по абсолютному значению 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 заряда при встречной диффузии рекомбинируют в приконтактных областях  $p$ - $n$ -перехода. Это приводит к образованию слоя, обедненного подвижными носителями заряда, обладающего малой удельной проводимостью и называемого *запирающим слоем* (рис. 2.1, в).

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

Ширина запирающего слоя, к которому приложено внешнее напряжение  $U$ :

$$d_{n-p} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon(U_{\text{кн}} - U)}{e} \left( \frac{1}{N_d} + \frac{1}{N_a} \right)}, \quad (2.5)$$

где  $\epsilon_0$  — диэлектрическая постоянная;  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость кристалла;  $N_d \approx n$ ;  $N_a \approx p$  — концентрации ионизированных атомов донорной и акцепторной примесей.

Обычно концентрация примеси в одной области на 2—3 порядка меньше, чем в другой (несимметричный  $p$ - $n$ -переход). В этом случае ширина части запирающего слоя, расположенная в области с малой концентрацией примеси, оказывается на 2—3 порядка больше ширины той части запирающего слоя, которая расположена в области с большей концентрацией примеси. Если  $N_a \gg N_d$ , то

$$d_{n-p} = \sqrt{\frac{2\epsilon_0\epsilon(U_{\text{кн}} - U)}{eN_d}}. \quad (2.6)$$

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

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

**Обратное направление для  $p$ - $n$ -перехода.** При обратном направлении подаваемого на  $p$ - $n$ -переход смещения источник подключается так, чтобы поле, создаваемое внешним напряжением, совпадало с

полем в  $p$ - $n$ -переходе (рис. 2.2). В этом случае поля складываются, потенциальный барьер между  $p$ - и  $n$ -областями возрастает и становится равным  $U_{\text{кн}} + U$ . Количество основных носителей заряда, способных преодолеть отталкивающее действие результирующего поля, уменьшается. Соответственно уменьшается и ток диффузии. Под влиянием электрического поля, создаваемого источником напряжения  $U$ , основные носители заряда оттягиваются 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 заряда, способных преодолеть возрастающее тормозящее электрическое поле, и поэтому диффузионный ток через переход стремится к нулю. Эта зависимость имеет экспоненциальный характер:

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

$$I_{p \text{ диф}} = I_{p0} \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right]. \quad (2.8)$$

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

Общий диффузионный ток

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

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

Полный ток через  $p$ - $n$ -переход равен разности диффузионного и теплового токов, поскольку они направлены в разные стороны. Практически все неосновные носители заряда, подходящие к  $p$ - $n$ -переходу, перемещаются в соседнюю область. Поэтому тепловой ток зависит от концентрации неосновных носителей заряда в  $n$ - $p$ -об-

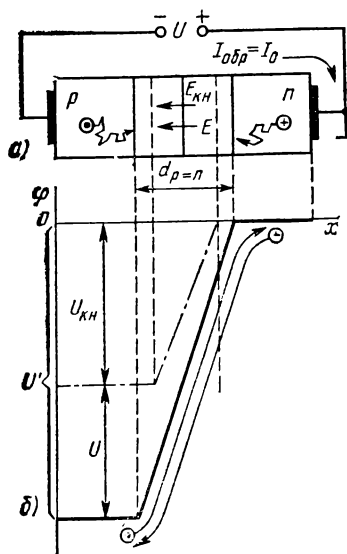


Рис. 2.2. Обратное включение  $p$ - $n$ -перехода:

$a$  — схема включения;  $b$  — распределение потенциала

ластях. Полный ток через  $p$ - $n$ -переход

$$I_{p-n} = I_{\text{диф } 0} \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right] - I_0. \quad (2.9)$$

При внешнем напряжении, равном нулю,  $I_{\text{диф } 0} = I_0$ , поэтому зависимость тока от обратного напряжения принимает следующий вид:

$$I_{p-n} = I_0 \left\{ \exp \left[ -\frac{eU}{kT} \right] - 1 \right\}. \quad (2.10)$$

**Прямое направление для  $p$ - $n$ -перехода.** При прямом направлении смещения на  $p$ - $n$ -переходе источник включают так, что поле, создаваемое внешним напряжением в  $p$ - $n$ -переходе, направлено навстречу собственному полю  $p$ - $n$ -перехода (рис. 2.3). В этом случае потенциальный барьер между  $p$ - $n$ -областями уменьшается. Диффузия основных носителей заряда через  $p$ - $n$ -переход 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 запирающего слоя. Зависимость тока диффузии от прямого напряжения имеет вид

$$I_{\text{диф}} = I_{\text{диф } 0} \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right]. \quad (2.11)$$

Как и при обратном включении, тепловой ток не будет зависеть от напряжения. Полный ток через  $p$ - $n$ -переход равен разности диффузионного и теплового токов:

$$I_{p-n} = I_{\text{диф}} - I_0 = I_{\text{диф } 0} \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right] - I_0 = I_0 \left\{ \exp \left[ \frac{eU}{kT} \right] - 1 \right\}. \quad (2.12)$$

Формулу (2.12) можно считать универсальной, если принять, что внешнее напряжение в нее входит со своим знаком (прямое направление — положительное, обратное — отрицательное).

При прямом смещении на  $p$ - $n$ -переходе экспоненциальный член быстро возрастает и единицей в фигурных скобках можно пренебречь, поэтому  $I_{p-n} \approx I_{\text{диф}}$ . При обратном смещении на  $p$ - $n$ -переходе

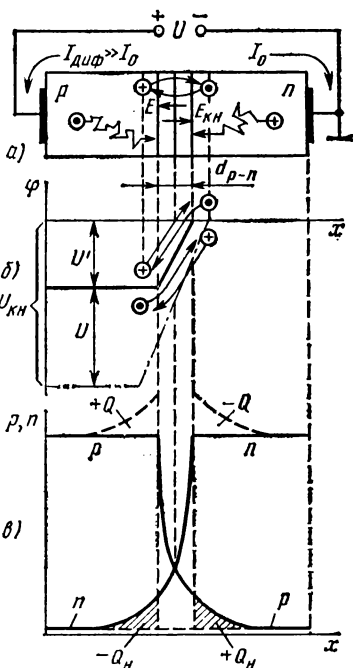


Рис. 2.3. Прямое включение  $p$ - $n$ -перехода:

а — схема включения; б — распределение потенциала; в — распределение электронов и дырок проводимости



экспоненциальный член стремится к нулю и ток через  $p$ - $n$ -переход равен тепловому току  $I_0$ .

Зависимость тока  $I_{p-n}$  от внешнего напряжения, т. е. теоретическая вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода, соответствующая формуле (2.12), показана на рис. 2.4.

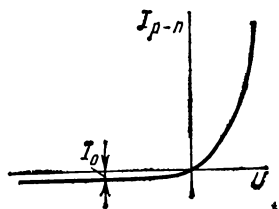


Рис. 2.4. Вольт-амперная характеристика  $p$ - $n$ -перехода

С изменением температуры на  $p$ - $n$ -переходе смещается как обратная, так и прямая ветвь вольт-амперной характеристики.

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

С повышением 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 при малых прямых напряжениях согласно выражению (2.12) определяется изменениями тока  $I_0$  и показателя экспоненты. Прямой ток через  $p$ - $n$ -переход возрастает с увеличением температуры вследствие увеличения тока  $I_0$ . Но при больших прямых токах основную роль играет проводимость полупроводникового кристалла, которая уменьшается с увеличением температуры, что приводит к снижению прямого тока.

## § 2.2. ИНЖЕКЦИЯ НЕОСНОВНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА. ДИФФУЗИОННАЯ ЕМКОСТЬ

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

Инжектированные носители заряда, например дырки, диффундируют в глубь  $n$ -области. При этом они рекомбинируют с основными носителями заряда — 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 заряда убывает в направлении от  $p$ - $n$ -перехода по экспоненциальному закону (см. рис. 2.3, в).

Таким образом, инжектированные носители заряда обладают конечным временем жизни  $\tau$ .

В тех местах полупроводника, в которых находятся не успевшие рекомбинировать инжектированные носители заряда, условие (1.11) не выполняется ( $pn > n_i^2$ ). Такое состояние полупроводника назы-

вают *неравновесным*, а инжектированные носители, не находящиеся в термодинамическом равновесии по концентрации и энергетическому распределению, — *неравновесными носителями*.

На рис. 2.5, а показано примерное распределение концентрации неравновесных носителей заряда (заштрихованная область) для случая бесконечно тонкого и несимметричного  $p$ - $n$ -перехода ( $p_p \gg n_n$ ). Это распределение определяется формулой

$$p_n = (p'_n - p_{n0}) \exp[-x/L_p], \quad (2.13)$$

где  $p'_n$  — концентрация дырок в  $n$ -области на границе с  $p$ -областью при инжекции (разность  $p'_n - p_{n0}$  является концентрацией неравновесных носителей заряда на этой границе);  $p_{n0}$  — концентрация дырок в глубине  $n$ -области;  $x$  — расстояние от  $p$ - $n$ -перехода;  $L_p$  — диффузионная длина пробега дырок в  $n$ -области, равная расстоянию, на котором концентрация дырок, инжектируемых в  $n$ -область, убывает вследствие рекомбинации в  $e$  раз ( $e$  — основание натурального логарифма).

Диффузионная длина связана с коэффициентом диффузии и временем жизни формулой

$$L_p = \sqrt{D_p \tau_p}. \quad (2.14)$$

Все сказанное в отношении инжекции дырок применимо 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. Дырка, вошедшая в  $n$ -область (рис. 2.5, б), представляет собой положительный заряд, поле которого притягивает электрон, отрицательный заряд которого должен скомпенсировать заряд дырки. В месте нахождения электрона 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 электронами, входящими в кристалл из внешней цепи. Таким образом, сколько инжектируется дырок в  $n$ -область через  $p$ - $n$ -переход, столько приходит электронов из внешней цепи. Дырки, инжектированные через  $p$ - $n$ -переход, и электроны, вышедшие 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

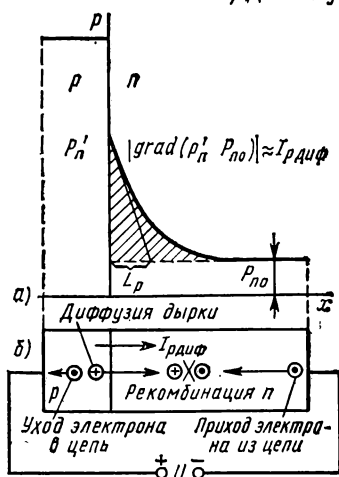


Рис. 2.5. Распределение концентрации неравновесных носителей заряда (дырок) при их инжекции:

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

*p-n*-переход происходит введение дырки через контакт кристалла с внешней цепью (что соответствует перемещению электрона из полупроводника в контакт).

На практике часто применяют несимметричные *p-n*-переходы. Ток диффузии в этом случае определяется инъекцией основных носителей заряда из области с более высокой концентрацией примеси.

При протекании через *p-n*-переход прямого тока около перехода в *n*- и *p*-областях происходит накопление инжектированных неравновесных носителей заряда. Они образуют пространственные заряды соответствующих знаков, величины которых прямо пропорциональны заштрихованным областям (см. рис. 2.3, в). Эти заряды согласно закону электростатической индукции притягивают и удерживают пространственные заряды противоположных знаков, создаваемых основными носителями заряда этих областей, концентрация которых вблизи *p-n*-перехода повышается (штриховая линия на рис. 2.3, в). Количество неравновесных носителей заряда, например дырок в *n*-области, зависит от потенциального барьера, т. е. от напряжения внешнего источника. Увеличение прямого напряжения приведет к увеличению неравновесных и индуцированных зарядов. Изменение зарядов при изменении напряжения эквивалентно некоторой емкости, получившей название *диффузионной*.

Известно, что

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

где  $Q$  — заряд, накапливаемый емкостью.

Изменение напряжения  $\Delta U$  на *p-n*-переходе вызывает приращение диффузионного тока, а это приводит к увеличению неравновесных и индуцированных зарядов  $\Delta Q$ .

Если быстро сменить полярность источника, то в начальный момент времени во внешней цепи появится значительный обратный ток, обусловленный процессом рассасывания неравновесных носителей заряда — обратным переходом неравновесных носителей заряда, накопленных в *n*- и *p*-областях, а затем обратный ток станет равным  $I_0$ . Большое значение обратного тока в начальный момент времени при смене полярности внешнего источника соответствует разрядке диффузионной емкости. Перезарядка диффузионной емкости не происходит, так как она при отсутствии тока диффузии перестает существовать.

Диффузионная емкость прямо пропорциональна току диффузии и времени жизни носителей:

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

Для несимметричного *p-n*-перехода ( $p_p \gg n_n$ )

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

Если  $\tau_p = 5$  мкс,  $I_{p \text{ диф}} = 10$  мА, то  $C_{\text{диф}} \approx 2$  мкФ.

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

Область пространственного заряда  $p$ - $n$ -перехода имеет двойной электрический слой: из положительно заряженных доноров и отрицательно заряженных акцепторов. Этот двойной электрический слой образует емкость, которую называют *зарядной емкостью  $p$ - $n$ -перехода*.

Зарядную емкость можно определить по формуле плоского конденсатора

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

$S_{p-n}$  — площадь  $p$ - $n$ -перехода.

Зависимость зарядной емкости от внешнего напряжения можно установить с помощью формулы (2.17). После преобразований получим

$$C_{\text{зар}} \approx C_0 \sqrt{\frac{U_{\text{кн}}}{U_{\text{кн}} - U}}, \quad (2.18)$$

где  $C_0 = \frac{\epsilon \epsilon_0 S_{p-n}}{d_{p-n} (U=0)}$  — зарядная емкость  $p$ - $n$ -перехода при  $U=0$ .

При прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода его ширина уменьшается и зарядная емкость возрастает; при обратном — ширина увеличивается и зарядная емкость уменьшается.

На рис. 2.6 показана зависимость зарядной емкости германиевого диода типа ГД 107 от обратного напряжения.

При прямых напряжениях зарядная емкость меньше  $C_{\text{диф}}$ , при обратных она значительно больше  $C_{\text{диф}}$ .

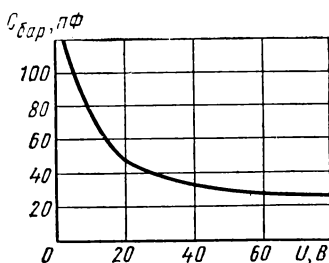


Рис. 2.6. Зависимость барьерной емкости  $p$ - $n$ -перехода от обратного напряжения

### § 2.4. ПРОБОЙ $p$ - $n$ -ПЕРЕХОДА

Различают электрический и тепловой пробой  $p$ - $n$ -перехода. Электрический пробой бывает *лавинным* и *туннельным*. Туннельный пробой возникает в очень узких (тонких)  $p$ - $n$ -переходах при напряжении, не превышающем 7 В.

Сильное электрическое поле в узком  $p$ - $n$ -переходе создает условие для переходов валентных электронов из  $p$ -области непосредственно в зону проводимости  $n$ -области (рис. 2.7) вследствие туннельного эффекта.

Лавинный пробой является результатом ударной ионизации атомов кристалла. Носители заряда, попавшие в область пространственного заряда  $p$ - $n$ -перехода, 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 про-

бега носителя заряда между их очередными столкновениями с узлами кристаллической решетки. Этот вид пробоя наблюдается обычно при обратных напряжениях, больших 15 В. При обратных напряжениях 7—15 В электрический пробой  $p$ - $n$ -перехода связан с действием лавинного и туннельного механизмов.

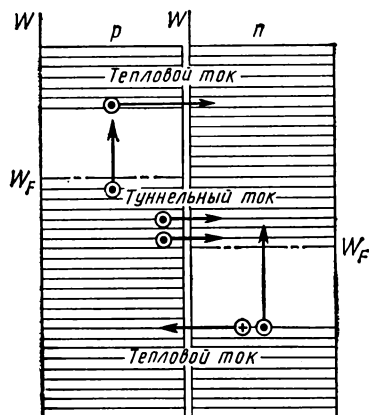


Рис. 2.7. Полевой пробой  $p$ - $n$ -перехода

Тепловой пробой  $p$ - $n$ -перехода возникает в результате нарушения равновесия между выделяемой в  $p$ - $n$ -переходе и отводимой от него теплотой. С увеличением обратного напряжения и тока увеличивается тепловая мощность, выделяемая в  $p$ - $n$ -переходе, а следовательно, возрастает температура перехода. В свою очередь увеличение температуры приводит к увеличению обратного тока и выделяющейся мощности. Происходит лавинообразное нарастание тока, а следовательно, температуры, и  $p$ - $n$ -переход разрушается.

## § 2.5. КОНТАКТ МЕТАЛЛ — ПОЛУПРОВОДНИК. ПЕРЕХОД ШОТТКИ

Основную роль в контактных явлениях играет работа выхода из металла и полупроводника. Рассмотрим контакт металла с полупроводником  $n$ -типа.

Работа выхода у металла ( $\phi_m$ ) или полупроводника ( $\phi_n$ ) определяется как работа, необходимая для перевода электрона с уровня Ферми в вакуум. На рис. 2.8, а изображены энергетические диаграммы для изолированных друг от друга металла и полупроводника  $n$ -типа, помещенных в вакуум.

Уровень Ферми в металле расположен у вершины электронного распределения в частично заполненной валентной зоне. Предположим, что работа выхода из металла выше, чем из полупроводника. При соприкосновении полупроводника и металла преимущественный переход электронов происходит из вещества с большей энергией уровня Ферми в вещество с меньшей энергией уровня 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  $U_{кн}$ . Направленное перемещение электронов будет происходить до тех пор, пока уровни Ферми не выравняются и не установится состояние равновесия (рис. 2.8, б). Вследствие сравнительно малой концентрации электронов в полупроводнике (на несколько порядков ниже, чем в металле) электроны будут идти из

объема, оставляя в приконтактном слое полупроводника некомпенсированный положительный заряд доноров. В результате возникает слой, обедненный носителями заряда, т. е. слой повышенного сопротивления.

В объеме полупроводника потенциал падает по экспоненциальному закону:

$$\varphi = \varphi_0 e^{-x/L_d}, \quad (2.19)$$

где  $\varphi_0$  — потенциал на границе с металлом;  $L_d$  — длина экранирования, или дебаевская длина, соответствующая расстоянию, на котором потенциал падает в  $e$  раз. Величина  $L_d$  может быть принята за ширину области пространственного заряда:

$$L_d = \sqrt{\frac{\varepsilon \varepsilon_0 kT}{n_0 e^2}}, \quad (2.20)$$

где  $n_0$  — равновесная концентрация основных носителей заряда. Ширина области пространственного заряда в полупроводниках составляет единицы микрометров, а в металлах — менее  $10^{-4}$  мкм. В результате зоны энергии в приконтактной области полупроводника искривляются кверху, как показано на рис. 2.8, б.

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

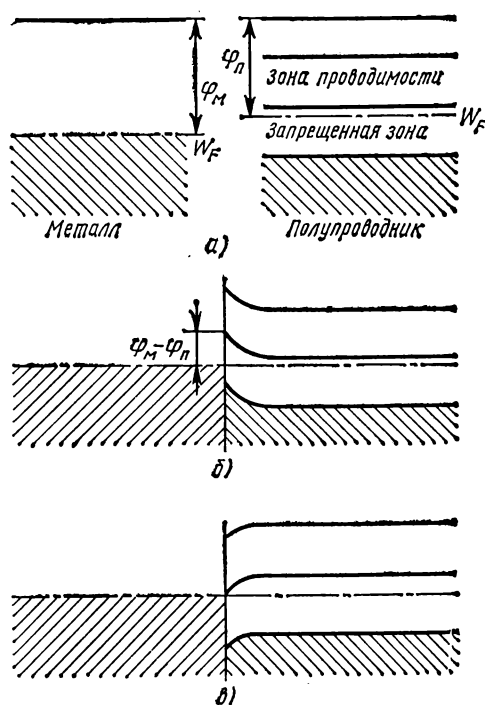


Рис. 2.8. Энергетические диаграммы контакта металл — электронный полупроводник: а — образцы не контактируют; б — контакт металл — полупроводник  $n$ -типа при  $\varphi_m > \varphi_n$ ; в — контакт металл — полупроводник  $n$ -типа при  $\varphi_n > \varphi_m$

Впервые образование потенциального барьера в приконтактной области металла и полупроводника было описано в 1938 г. немецким ученым В. Шоттки. По имени ученого электрический переход такого типа называют переходом Шоттки.

Если работа выхода из металла меньше работы выхода из полупроводника, то преимущественный переход электронов происходит



из металла в полупроводник, в результате чего в приконтактном слое повышается концентрация электронов и понижается сопротивление. На рис. 2.8, *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. Слой полупроводника, в котором концентрация основных носителей заряда больше концентрации ионизированных доноров или акцепторов, называют *обогащенным*.

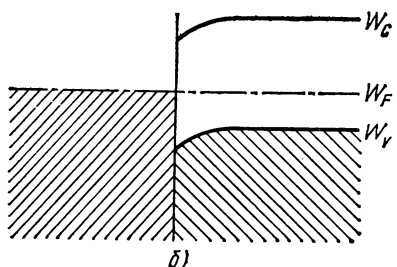
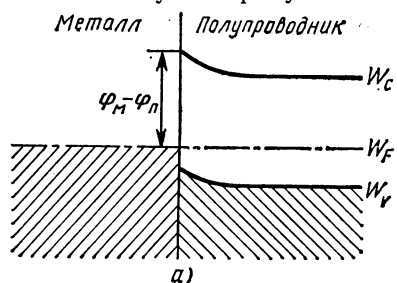


Рис. 2.9. Энергетические диаграммы контактов металл — полупроводник *p*-типа;

*а* — при  $\varphi_m > \varphi_n$ ; *б* — при  $\varphi_n > \varphi_m$

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 обогащенным.

На рис. 2.9, *а* приведены искривленные зоны для контакта металл — полупроводник *p*-типа при  $\varphi_m > \varphi_n$ . При  $\varphi_m < \varphi_n$  возникает запирающий слой. Энергетические диаграммы для этого случая приведены на рис. 2.9, *б*.

Электрическое поле внешнего напряжения, совпадающее по направлению с внутренним полем, при возникновении запирающего слоя увеличивает ширину области пространственного заряда, а

противоположно направленное поле уменьшает ее. Таким образом, при образовании обедненного слоя получается выпрямляющий переход металл — полупроводник. Вольт-амперная характеристика контакта металл — полупроводник в этом случае аналогична вольт-амперной характеристике *p-n*-перехода.

Обогащенный слой имеет низкое сопротивление при любой полярности внешнего напряжения, приложенного к переходу. В связи с этим обогащение приконтактного слоя полупроводника носителями заряда важно для создания невыпрямляющих омических контактов в полупроводниковых приборах.

На рис. 2.10, *а* показана энергетическая диаграмма, соответствующая случаю, когда нижняя граница зоны проводимости полупроводника в приконтактном слое находится ниже уровня Ферми. В образовавшееся «углубление» устремляются электроны. Приконтактный слой будет обладать высокой проводимостью. Такая же картина наблюдается в случае контакта металла с сильно легированным полупроводником *p*-типа при  $\varphi_n < \varphi_m$  (рис. 2.10, *б*).

Это случаи невыпрямляющего контакта. Сопротивлением в такой

системе является сумма сопротивлений металла и тела полупроводника.

Таким образом, для создания хорошего невыпрямленного контакта металла с полупроводником  $p$ -типа должно выполняться условие  $\varphi_m < \varphi_n$ , а с полупроводником  $n$ -типа —  $\varphi_m > \varphi_n$ .

При образовании контакта металла с собственным полупроводником происходит обогащение носителями заряда приконтактного

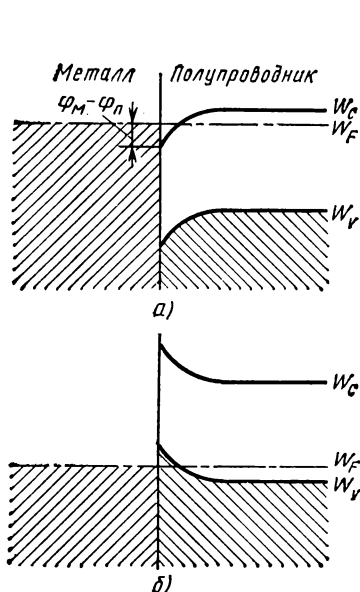


Рис. 2.10. Энергетические диаграммы контакта металл — высоколегированный полупроводник для создания омических контактов:

$a$  — контакт с полупроводником  $n$ -типа;  
 $b$  — контакт с полупроводником  $p$ -типа

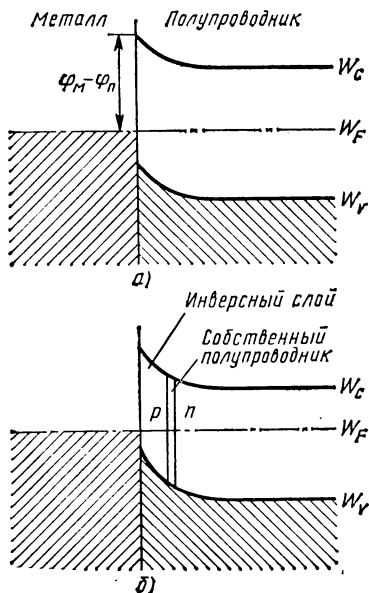


Рис. 2.11. Энергетические диаграммы контакта металл — собственный полупроводник ( $a$ ) и металл — слаболегированный полупроводник  $n$ -типа ( $b$ )

слоя и проводимость его увеличивается. На рис. 2.11,  $a$  приведены энергетические диаграммы для такого контакта.

В результате искривления зон в приконтактном слое слабо легированного электронного полупроводника с металлом (рис. 2.11,  $b$ ) может измениться тип электропроводности. 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 так называемый инверсный слой  $p$ -типа. В этом слое концентрация электронов ниже концентрации дырок.

Контакт металл — полупроводник  $n$ -типа (переход Шоттки) позволил значительно улучшить характеристики различных при-

боров и интегральных микросхем и в последнее время получил широкое применение.

При небольших обратных напряжениях основным механизмом протекания тока через переход Шоттки является термоэлектронная эмиссия, т. е. переход электронов, получивших достаточную тепловую энергию, через энергетический барьер металл — полупроводник.

Согласно теории термоэлектронной эмиссии, зависимость плотности тока от напряжения имеет вид

$$I_{обр} = I_0 \{ \exp [-eU/(kT)] - 1 \}.$$

Здесь  $I_0 = AT^2 \exp [-U_{кн}/(kT)]$ , где  $A$  — постоянная, учитывающая эффективную массу электронов в полупроводнике;  $U_{кн}$  — высота барьера Шоттки.

При увеличении обратного напряжения возбужденные электроны, получившие достаточную энергию, проходят через энергетический барьер за счет туннельного эффекта.

При дальнейшем увеличении напряжения ширина барьера увеличивается и преобладающим механизмом будет лавинное умножение и пробой полупроводника.

Прямая ветвь вольт-амперной характеристики перехода Шоттки (1) и  $p$ - $n$ -перехода (2) изображена на рис. 2.12. Начальный участок представляет собой режим термоэлектронной эмиссии, а следующий участок определяется падением напряжения на сопротивлении толщи полупроводника.

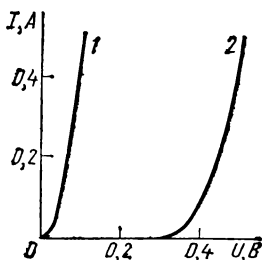


Рис. 2.12. Вольт-амперные характеристики перехода Шоттки (1) и  $p$ - $n$ -перехода (2)

## ГЛАВА 3

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

### § 3.1. УСТРОЙСТВО ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

*Полупроводниковым диодом называют прибор с одним  $p$ - $n$ -переходом и двумя выводами.*

Различные типы полупроводниковых диодов отличаются друг от друга как по своим свойствам и назначению, так и по конструкции.

Полупроводниковые диоды бывают плоскостные и точечные. В плоскостных диодах линейные размеры перехода, определяющие его площадь, значительно больше толщины. В точечных — линейные размеры меньше, чем характеристическая длина, определяющая физические процессы в диоде (толщина области пространственного заряда, диффузионная длина и т. д.).

Плоскостные  $p$ - $n$ -переходы для полупроводниковых диодов получают методами сплавления, диффузии и эпитаксии. На рис. 3.1, а

показаны основные элементы полупроводникового германиевого диода, изготовленного методом сплавления. Для изготовления такого диода на пластинку германия  $n$ -типа накладывают таблетку индия. В процессе последующей термической обработки таблетка расплавляется и растворяет прилегающую к ней поверхность пластинки германия. При остывании на границе расплава кристаллизуется тонкий слой германия, легированный индием, т. е. слой с дырочной электропроводностью.

С помощью свинцово-оловянного припоя создается невыпрямляющий омический контакт. У диода, изготовленного методом сплавления,  $p$ - $n$ -переход получается резко несимметричным ( $p_p \gg n_n$ ), поэтому у такого диода электронная составляющая тока диффузии оказывается много меньше дырочной составляющей:

$$I_{\text{диф}} = I_p + I_n \approx I_p,$$

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

Область полупроводникового прибора с большой концентрацией основных носителей заряда, назначением которой является инжекция носителей в базовую область, называют *эмиттером*, а область с малой концентрацией, в которую инжектируются неосновные для этой области носители заряда, — *базой* (рис. 3.1, а).

При изготовлении плоскостного перехода диффузионным методом проводится диффузия акцепторной или донорной примеси из газовой среды в глубь пластины  $n$ - или  $p$ -типа соответственно.

В диффузионных переходах концентрация введенной в поверхностный слой примеси уменьшается с глубиной, поэтому эмиттерный слой получается неоднородным, а  $p$ - $n$ -переход — плавным (толщина области изменения концентрации примеси сравнима с толщиной области пространственного заряда). Омические контакты к кремнию создают с помощью напыления Al в вакууме (рис. 3.1, б).

При изготовлении диода методом эпитаксии на полупроводниковой пластине, содержащей акцепторную примесь, наращивают кристаллический слой с донорной примесью, в результате чего получают резкий  $p$ - $n$ -переход.

Метод эпитаксиального наращивания позволяет расположить между слоем  $n$ -типа и пластиной  $p^+$ -типа тонкий слой  $p$ -типа с малым содержанием акцепторной примеси. Этот слой выполняет функцию базы диода. Обладая малой концентрацией основных носителей за-

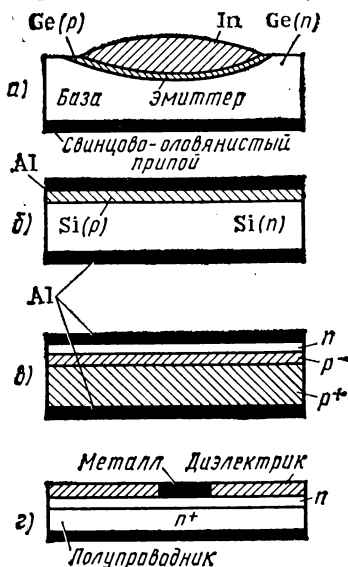


Рис. 3.1. Структуры плоскостных диодов, изготовленных: а — методом сплавления; б — методом диффузии; в — методом эпитаксиального наращивания; г — структура с переходом Шоттки

ряда, он тем самым обеспечивает относительно большую толщину  $p$ - $n$ -перехода (рис. 3.1, в).

К плоскостным диодам можно отнести диоды с переходом Шоттки. Процесс изготовления переходов Шоттки следующий. На низкоомной подложке из кремния  $n^+$ -типа наращивают эпитаксиальный слой  $n$ -типа. На поверхности эпитаксиального слоя наносят металл, образующий переход Шоттки.

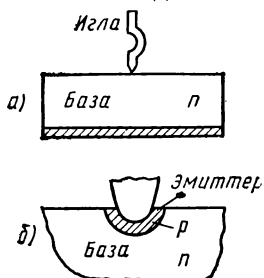


Рис. 3.2. Структура точечного диода (а); образование  $p$ - $n$ -перехода после формовки (б)

При изготовлении точечного диода (рис. 3.2, а) к поверхности пластины германия или кремния  $n$ -типа прижимают заостренную металлическую иглу. В месте соприкосновения иглы с полупроводником образуется выпрямляющий переход. Для улучшения его свойств контакт подвергают электрической формовке, пропуская через точечный контакт мощные короткие импульсы тока. При этом происходит местный разогрев контакта и конец 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. 3.2, б).

Плоскостные и точечные диоды герметизируются в корпус (металлический, металлокерамический, стеклянный) или заливаются эпоксидными смолами.

Независимо от технологии изготовления диоды по назначению подразделяются на следующие основные группы: выпрямительные, высокочастотные, сверхвысокочастотные, импульсные, стабилитроны, варикапы, туннельные, фотодиоды и светодиоды.

Для обозначения и маркировки полупроводниковых диодов используют четыре элемента.

Первый элемент (буква или цифра) означает исходный материал: Г или 1 — германий; К или 2 — кремний; А или 3 — арсенид галлия.

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

Третий элемент обозначения — число, указывающее назначение или электрические свойства прибора. Например:

Прибор	Номер
Выпрямительные диоды . . . . .	101—399
Высокочастотные диоды . . . . .	401—499
Импульсные диоды . . . . .	501—599
Варикапы . . . . .	601—699

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



тельно, ток термогенерации несколько увеличивается и с увеличением обратного напряжения, так как в этом случае происходит расширение областей пространственного заряда  $p$ - $n$ -перехода. У германиевого диода  $I_r \ll I_0$ , а у кремниевого, наоборот,  $I_r \gg I_0$ ;  $I_y$  — ток утечки, который проходит 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.

3. Между точками 2—3 увеличивается обратный ток. Этот участок соответствует предпробойному состоянию диода. В точке 3 происходит электрический пробой  $p$ - $n$ -перехода, сопровождающийся резким увеличением обратного тока при незначительном увеличении обратного напряжения.

На рис. 3.4, в штрихпунктиром показана линия допустимой мощности, рассеиваемой диодом.

У некоторых типов диодов при обычных условиях возможен только тепловой пробой. У большинства диодов вначале наступает электрический пробой, который при увеличении обратного тока переходит в тепловой (рис. 3.4, в, точка А).

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов зависят от температуры окружающей среды (рис. 3.5; 3.6). Отметим,

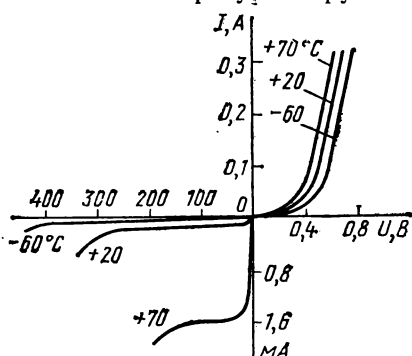


Рис. 3.5. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику германиевого диода типа ГД102

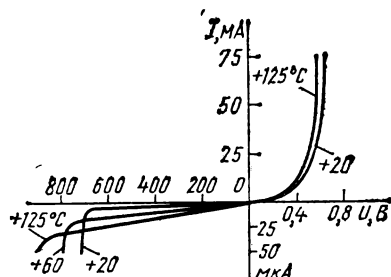


Рис. 3.6. Влияние температуры на вольт-амперную характеристику кремниевого диода типа КД205

что прямую и обратную ветви ВАХ обычно изображают в разных масштабах.

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:

$$I_{обр} = I_{обр20^\circ \text{C}} A \frac{t - 20^\circ}{10^\circ}, \quad (3.1)$$

где  $A$  — коэффициент (для германиевых диодов  $A \approx 2$ , для кремниевых  $A \approx 2,5$ );  $t$  — температура,  $^\circ\text{C}$ .

С увеличением температуры прямой ток диода также увеличивается. Это следует из выражения (2.12), где перед фигурными скобками стоит множитель  $I_0$ , возрастающий с увеличением температуры. Но при больших прямых токах основную роль начинает играть электропроводность полупроводниковых кристаллов (прежде всего электропроводность базы), которая в интервале рабочих температур уменьшается с увеличением температуры (см. рис. 1.9, кривая 1), что приводит к снижению прямого тока.

С увеличением температуры напряжение лавинного пробоя кремниевых диодов увеличивается (рис. 3.6). Это происходит из-за теплового рассеяния подвижных носителей заряда и сокращения средней длины их свободного пробега в  $p$ - $n$ -переходе.

В германиевых диодах с ростом температуры обратный ток увеличивается настолько, что сначала развивается тепловой пробой, а затем напряжение теплового пробоя снижается (см. рис. 3.5).

Полупроводниковые диоды имеют следующие основные параметры:

*постоянный обратный ток диода  $I_{обр}$*  — значение постоянного тока, проходящего через диод в обратном направлении при заданном обратном напряжении;

*постоянное обратное напряжение диода  $U_{обр}$*  — значение постоянного напряжения, приложенного к диоду в обратном направлении;

*постоянный прямой ток диода  $I_{пр}$*  — значение постоянного тока, проходящего через диод в прямом направлении;

*постоянное прямое напряжение диода  $U_{пр}$*  — значение постоянного напряжения на диоде при заданном постоянном прямом токе;

*диапазон частот диода  $\Delta f$*  — разность предельных значений частот, при которых средний выпрямленный ток диода не менее заданной доли его значения на низшей частоте.

*Дифференциальное сопротивление*

$$r_{\text{диф}} = dU/dI. \quad (3.2)$$

В прямом направлении при  $0 < U \ll U_{\text{кн}}$  дифференциальное сопротивление (Ом) с хорошей степенью точности определяется по эмпирической формуле

$$r_{\text{диф}} \approx 26/I_{\text{пр}}, \quad (3.3)$$

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

При более высоких прямых напряжениях  $r_{\text{диф}} \approx r_s$ , где  $r_s$  — сопротивление полупроводниковых областей кристалла с учетом сопротивления выводов (у диода с несимметричным  $p$ - $n$ -переходом составляет единицы ом).

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

Важным параметром диода является его емкость:

$$C_d \approx C_{\text{зар}} + C_{\text{диф}}. \quad (3.4)$$



Большое значение имеют параметры, характеризующие предельные режимы использования полупроводниковых приборов. Максимально допустимыми называют параметры диода, которые обеспечивают заданную надежность и значения которых не должны быть превышены при любых условиях эксплуатации.

Обратное максимально допустимое напряжение ограничивается пробивным напряжением

$$U_{обр\ max} \approx 0,8 U_{проб}, \quad (3.5)$$

где  $U_{проб}$  — напряжение теплового или электрического пробоя (у различных диодов может иметь значение от 10 до 20 000 В). Коэффициент запаса (0,8) нужно выбирать в соответствии с требуемой надежностью для различных классов аппаратуры.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая диодом:

$$P_{max} = \frac{t_{n\ max} - t_0}{R_{t\ пк} + R_{t\ ко}}, \quad (3.6)$$

где  $t_{n\ max}$  — максимально допустимая температура  $p-n$ -перехода (указывается в справочниках);  $t_0$  — температура окружающей среды;

$R_{t\ пк}$  — тепловое сопротивление между  $p-n$ -переходом и корпусом диода;  $R_{t\ ко}$  — тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой.

Одним из важнейших параметров предельно допустимых режимов является *максимально допустимый постоянный прямой ток диода* —  $I_{пр\ max}$ .

Его можно определить по заданной максимально допустимой мощности:

$$I_{пр\ max} = P_{max} / U_{пр}.$$

Предельные параметры диодов с повышением температуры снижаются.

Для анализа работы полупроводникового диода удобно пользоваться эквивалентной схемой. В общем случае эквивалентная схема полупроводникового диода имеет вид, показанный на рис. 3.7.

На этой схеме:  $C_b$  — емкость между выводами;  $L_b$  — индуктивность выводов;  $r_s$  — последовательное сопротивление областей полупроводникового кристалла и выводов диода;  $R_{p-n}$  — переменное сопротивление  $p-n$ -перехода;  $C_{зар}$  — переменная зарядная емкость;  $C_{диф}$  — переменная диффузионная емкость.

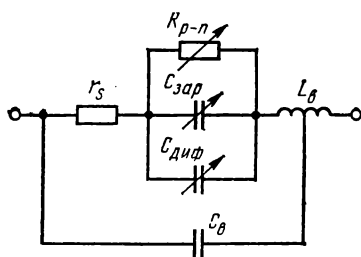


Рис. 3.7. Эквивалентная схема полупроводникового диода

### § 3.3. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Выпрямительным полупроводниковым диодом называют прибор, предназначенный для преобразования переменного тока в постоянный. Это плоскостные диоды с относительно большой площадью  $p$ - $n$ -перехода.

Кроме параметров, указанных в § 3.2, выпрямительные диоды характеризуются электрическими величинами, определяющими их работу в выпрямителях:  $U_{обр. ср}$  — среднее за период значение обратного напряжения;  $I_{обр. ср}$  — среднее за период значение обратного тока;  $I_{вп. ср max}$  — максимальное значение выпрямленного тока и  $U_{пр. ср}$  — среднее за период значение прямого напряжения при заданном среднем значении прямого тока.

В качестве основных материалов для производства выпрямительных диодов используют кремний и германий. Наиболее перспективны выпрямительные диоды из кремния, они работают при более высоких температурах и имеют низкое значение обратного тока по сравнению с германиевыми диодами.

В то же время прямое напряжение у кремниевых диодов больше, чем у германиевых.

Чтобы получить высокий коэффициент полезного действия выпрямителя, обратный ток и падение напряжения на диоде  $U_{пр}$  при протекании прямого тока  $I_{пр}$  должны быть минимальными.

Выпрямительные свойства диодов оцениваются с помощью коэффициента выпрямления, определяемого при  $U_{пр} = U_{обр} = 1$  В:

$$K_{выпр} = I_{пр} / I_{обр} = r_{обр. д} / r_{пр. д}.$$

Для получения больших значений обратного напряжения (в несколько сотен вольт) базу выпрямительных диодов обычно изготавливают из полупроводникового материала с низкой концентрацией примеси, что приводит к расширению области пространственного заряда  $p$ - $n$ -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  $p$ - $n$ -переходов получают при изготовлении их методом диффузии. Этим методом обычно получают выпрямительные диоды, предназначенные для работы на неиндуктивную нагрузку.

Конструкции выпрямительных диодов могут быть самыми различными. Корпус диодов большой и средней мощности, как правило, предусматривает крепление к теплоотводу, поскольку теплота, выделяемая диодом, не может быть рассеяна самим корпусом.

На рис. 3.8 представлены наиболее распространенные конструктивные исполнения диодов. На рис. 3.8, а показан разрез диода ГД 101.

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

ный вывод 3. Анодный вывод 4 соединен с пластинкой кристалла с помощью проводника 5. Корпус 6 состоит из металлического баллона, сваренного с основанием и изолирующей стеклянной шайбой 7.

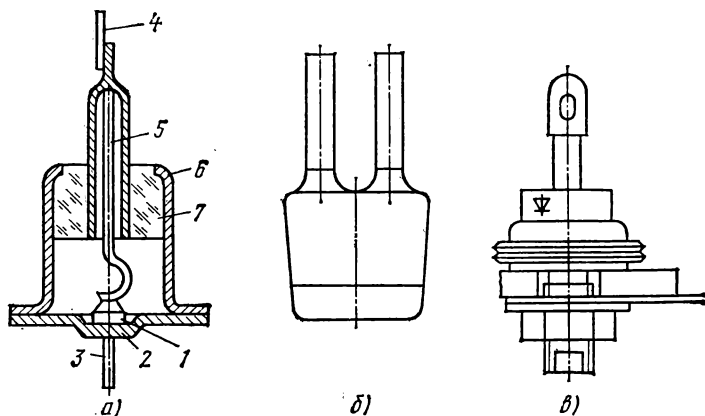


Рис. 3.8. Конструкции выпрямительных диодов:

а — маломощный диод в металлическом корпусе; б — маломощный диод в пластмассовом корпусе; в — мощный диод в металлическом корпусе

На рис. 3.8, б показан плоскостной диод в пластмассовом корпусе КД513А, а на рис. 3.8, в — мощный выпрямительный диод Д214 А.

### § 3.4. ИМПУЛЬСНЫЕ ДИОДЫ

*Импульсным называют полупроводниковый диод, имеющий малую длительность переходных процессов, предназначенный для применения в импульсных режимах работы.*

На рис. 3.9 приведена простейшая схема диодного ключа, работающего на активную нагрузку. На диод подаются прямоугольные импульсы от генератора импульсов (рис. 3.10, а). Когда подается отрицательный импульс, сопротивление диода высокое, ключ разомкнут, при положительном импульсе сопротивление низкое, ключ замкнут.

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

До момента времени  $t_1$  диод закрыт поданным на него обратным напряжением (рис. 3.10, а, б), поэтому через нагрузку и диод проходит лишь обратный ток диода.

В момент времени  $t_1$  напряжение переключается с обратного на прямое. Так как сопротивление нагрузки обычно много больше сопротивления открытого диода ( $R_n \gg R_{пр}$ ), то можно считать, что в промежутке времени  $t_1 - t_3$  через нагрузку и диод проходит постоянный по значению ток  $I_{пр} = U_{гипр} / R_n$  (рис. 3.10, б), а напряжение на диоде  $U_d = r_{пр.д} I_{пр}$ .

При появлении прямого тока инжектированные дырки диффун-

дируют в глубь базы, их концентрация по мере удаления от  $p$ - $n$ -перехода уменьшается и через некоторое время в базе устанавливается распределение избыточных дырок согласно формуле (2.13).

Этот переходный процесс можно наблюдать на временной диаграмме прямого напряжения на диоде (рис. 3.10, в).

Интервал времени от начала импульса прямого тока до момента, когда прямое напряжение на диоде уменьшится до уровня 1,2 от установившегося значения  $U_{пр}$ , называют *временем установления прямого напряжения диода* и обозначают  $t_{уст}$ . Как известно, при ограниченном значении тока накопление заряда мгновенно произойти не может. На рис. 3.11, а показаны последовательные стадии  $t_1 < t'_1 < t''_1 < t_2$  накопления неравновесного заряда и изменения, происходящие в распределении концентраций неравновесных носителей заряда для

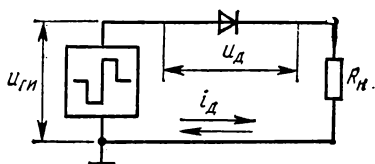


Рис. 3.9. Простейшая схема диодного ключа

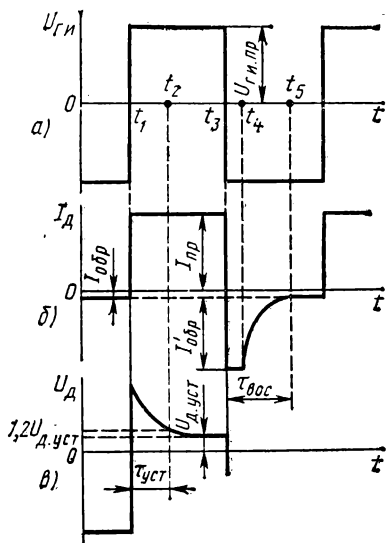


Рис. 3.10. Временные диаграммы токов и напряжений, иллюстрирующие работу диодного ключа

промежутка времени  $t_1 - t_2$  (можно считать, что в момент времени  $t_2$  переходный процесс практически заканчивается).

В момент времени  $t_3$  напряжение на диоде меняется на обратное. При этом инжекция носителей заряда из эмиттера в базу прекращается и неравновесный заряд начинает рассасываться; неравновесные носители заряда рекомбинируют с основными носителями базы. Одновременно с этим неравновесные носители диффундируют в направлении  $p$ - $n$ -перехода, который они свободно проходят под действием электрического поля. Поэтому обратный ток в начальный момент после переключения ( $t_3 - t_4$ ) оказывается значительным, а обратное сопротивление диода примерно равно сопротивлению базы. Так как  $R_{н} \gg r_{б}$ , то можно утверждать, что  $I_{обр} \approx U_{ГЛ}/R_{н}$  (см. рис. 3.10, б).

На рис. 3.11, б показаны последовательные стадии рассасывания неравновесного заряда и изменения, происходящие в распределении концентрации неравновесных носителей в базе диода.

В интервале времени  $t_3 - t_4$  обратный ток примерно постоянен 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. Значение тока будет сохраняться до тех пор, пока концентрация неравновесных дырок у перехода не станет равной нулю.

В интервале времени  $t_4 - t_5$  градиент концентрации неравновесных носителей убывает лишь за счет рекомбинации дырок. При этом обратный ток диода убывает примерно по экспоненте до установившегося значения  $I_{обр}$ , т. е. происходит восстановление высокого обратного сопротивления диода:

$$r_{обр} \gg r_{пр.д.}$$

Интервал времени от момента переключения диода с прямого направления на обратное, в течение которого обратное сопротивление перехода полупроводникового диода восстанавливается до постоянного значения, называют *временем восстановления обратного сопротивления* и обозначают  $t_{вос}$  (см. рис. 3.10, б).

Накопление неравновесных носителей заряда в приконтакт-

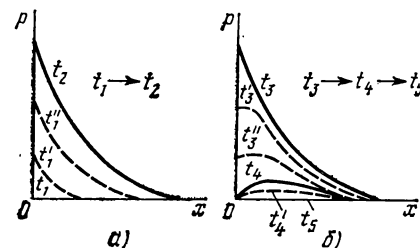


Рис. 3.11. Распределение неравновесных носителей заряда в базе диода в различные моменты времени:

а — при накоплении неравновесного заряда; б — при рассасывании неравновесного заряда

ных областях  $p$ - $n$ -перехода связано с зарядом диффузионной емкости, а рассасывание неравновесного заряда соответствует разряду этой емкости. Следовательно, чем меньше  $C_{диф}$ , тем быстрее (при прочих равных условиях) протекают переходные процессы в диоде, т. е.  $t_{уст}$  и  $t_{вос}$  оказываются меньшими.

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

Примесные атомы золота в полупроводнике являются ловушками, которые относительно легко захватывают неравновесные носители заряда.

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

Отметим, 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 заряда.

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

Кроме диффузионной емкости на переходные процессы в импульсных диодах влияет зарядная емкость, поэтому некоторые маломощные импульсные диоды выполняют в виде точечных диодов.

В качестве дополнительных параметров для импульсных диодов

иногда указывают максимальное прямое импульсное напряжение  $U_{\text{пр. и тах}}$  и импульсный ток  $I_{\text{пр. и тах}}$ .

### § 3.5. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ДИОДЫ

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

В качестве высокочастотных диодов используют точечные диоды. Так как площадь  $p$ - $n$ -перехода у точечных диодов относительно мала, то емкость перехода составляет не более 1 пФ, а диапазон рабочих частот определяется несколькими сотнями мегагерц, в то же время эти диоды имеют значительно меньшую максимальную допустимую мощность рассеяния по сравнению с плоскостными диодами и допускают меньшие выпрямленные токи.

На рис. 3.7 приведена эквивалентная схема высокочастотного диода, состоящая из следующих элементов:  $r_s$  — последовательное сопротивление объема базы, расположенное под точечным контактом (сопротивление растекания);  $R_{p-n}$  — переменное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода;  $C_d$  ( $C_{\text{зар}} + C_{\text{диф}}$ ) — емкость диода.

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

Индуктивностью  $L_b$  и емкостью  $C_b$  можно пренебречь; их действие сказывается лишь в диапазоне СВЧ.

При положительном полупериоде  $R_{p-n} \ll r_s$ , поэтому  $r_{\text{пр. д}} = r_s$ . При отрицательном полупериоде  $R_{p-n}$  велико по сравнению с сопротивлением емкости  $C_0$  (на частоте  $\omega$ ), поэтому  $r_{\text{обр. д}} \approx \left| r_s + \frac{1}{j\omega C_0} \right|$  (см. рис. 3.7). Ограничиваясь областью частот, на которых  $r_s \ll \frac{1}{\omega C_0}$ , получим  $r_{\text{обр. д}} \approx \left| \frac{1}{j\omega C_0} \right| = \frac{1}{\omega C_0}$ .

Следовательно,

$$K_{\text{выпр}} \approx \frac{r_{\text{обр. д}}}{r_{\text{пр. д}}} \approx \frac{1}{\omega C_0 r_s}. \quad (3.7)$$

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

Высокочастотные диоды характеризуются следующими основными параметрами:  $U_{\text{пр}}$ ,  $I_{\text{обр}}$ ,  $r_{\text{диф}}$ ,  $\Delta f$ ,  $C_d$ ,  $I_{\text{пр тах}}$ ,  $U_{\text{обр тах}}$ .

### § 3.6. ДЕТЕКТОРНЫЕ СВЧ-ДИОДЫ

*Полупроводниковые диоды, предназначенные для детектирования сигнала, называют детекторными.* В качестве детекторов в настоящее время используют, как правило, плоскостные или точечные диоды с переходом Шоттки.

Детекторные диоды выпускают в различных корпусах: в керамическом патроне, в коаксиальном патроне, в керамическом корпусе в форме таблетки.

На рис. 3.12, а показан детектор в керамическом патроне (в разрезе). Он состоит из двух металлических фланцев, разделенных ке-

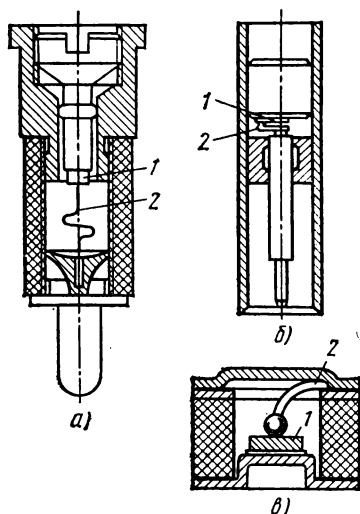


Рис. 3.12. Детекторные СВЧ-диоды: а — в керамическом патроне; б — коаксиальный; в — таблетка для полосковых линий; 1 — полупроводниковый кристалл; 2 — соединительный электрод

рамической изолирующей втулкой с внутренней резьбой. Кристалл припаян к резьбовому кристаллодержателю с уплотняющим пояском, который ввинчен во фланец с буртиком. Фланцы и кристаллодержатель обычно изготавливают из латуни, керамическую втулку — из стеатита, контактную пружину — из вольфрама. Для предотвращения коррозии фланцы покрывают серебром или золотом. Прочное влагостойкое соединение втулки с фланцами обеспечивается за счет резьбового соединения и использования смолы.

В детекторе коаксиальной конструкции точечный переход является нагрузкой отрезка коаксиальной линии с сопротивлением 70 Ом. На рис. 3.12, б показан детектор в коаксиальном патроне (в разрезе). Полупроводниковый кристалл припаявают к металли-

ческому кристаллодержателю, который запрессовывают в корпус. Плавным перемещением кристаллодержателя осуществляют контакт полупроводника с пружиной, закрепленной в корпусе с помощью опорной шайбы из диэлектрического материала.

В корпусе в форме таблетки (рис. 3.12, в) выпускают диоды, предназначенные для установки в схемы, выполняемые на полосковых линиях.

Реактивности, вносимые корпусом диода в СВЧ-тракт, могут существенно влиять на работу детектора, в частности на его частотные свойства. Реактивности принято характеризовать емкостью патрона  $C_p$  и индуктивностью выводов  $L_k$ .

К основным параметрам детекторных диодов относятся: чувствительность по току  $\beta_I$  или напряжению  $\beta_U$ , шумовое отношение  $n_{ш.д}$  и коэффициент качества  $M$ .

*Чувствительность по току* определяется как отношение выпрямленного тока короткого замыкания  $I_k$  к поглощаемой диодом мощности  $P_n$ . Чувствительность по напряжению определяется как отношение приращения напряжения на выходе диода к мощности СВЧ-сигнала, подводимой к входу диодной камеры с детекторным диодом в рабочем режиме и вызвавшей это приращение. Макси-

мальная чувствительность диода может быть достигнута только в случае согласования диода с СВЧ-трактом.

*Шумовое отношение*  $n_{ш.д}$  определяется как отношение номинальной мощности шумов диода в рабочем режиме к номинальной мощности тепловых шумов активного сопротивления при той же температуре и одной и той же полосе частот.

*Коэффициент качества* детекторного диода  $M$  представляет собой обобщенный параметр, наиболее полно характеризующий его работу при детектировании слабых сигналов (чувствительность приемного устройства с детекторным диодом):

$$M = \beta_i r_{диф} / (n_{ш.д} r_{диф} + r_{ш})^{1/2},$$

где  $r_{диф}$  — дифференциальное сопротивление диода;  $r_{ш}$  — эквивалентное шумовое сопротивление видеоусилителя ( $r_{ш} = 1$  кОм).

Детекторные диоды характеризуются граничной мощностью  $P_{гр}$ , минимальной различимой мощностью сигнала  $P_{раз.дд\ min}$  и тангенциальной чувствительностью  $P_{tg}$ .

*Граничная мощность* детекторного диода — мощность, при которой зависимость выпрямленного тока детекторного диода от мощности сигнала отклоняется от линейной на заданное значение при определенном сопротивлении нагрузки.

*Минимально различимая мощность* сигнала диода — мощность СВЧ-сигнала, поданного на приемник с детекторным диодом на входе, при котором отношение сигнал/шум на выходе равно единице.

*Тангенциальная чувствительность*  $P_{tg}$  — импульсная мощность СВЧ-сигнала, при которой на экране осциллографа, включенного на выходе системы детекторное устройство — видеоусилитель, наблюдается совпадение верхней границы полосы шумов при отсутствии СВЧ-сигнала с нижней границей полосы шумов при его наличии.

**Видеодетекторы.** Видеодетектор предназначен для преобразования импульса высокочастотных колебаний (радиоимпульса) в импульс огибающей (видеоимпульс). Если в высокой чувствительности детектора нет необходимости, сигнал можно индицировать с помощью простого детекторного приемника с видеодетектором на входе. Особенно широкое применение нашли видеодетекторы в радиомаяках, измерительной технике и широкополосных приемниках радиолокационных станций.

Кроме коэффициента качества и чувствительности по току важным параметром видеодетекторов является коэффициент стоячей волны напряжения и выходное сопротивление детекторного диода на видеочастоте. Коэффициентом стоячей волны напряжения  $K_{ст\ U_D}$  называют отношение максимальной напряженности к минимальной напряженности электрического поля в волноводе, нагрузкой которого служит камера с диодом.

Выходное сопротивление детекторного диода на видеочастоте представляет собой активную составляющую полного сопротивления детекторного диода на видеочастоте.



### § 3.7. СМЕСИТЕЛЬНЫЕ СВЧ-ДИОДЫ

*Смесительным называют полупроводниковый диод, предназначенный для преобразования высокочастотных сигналов в сигнал промежуточной частоты.*

В радиолокационных приемниках с максимальной чувствительностью в качестве смесителей частот применяют СВЧ-диоды. Смесительные СВЧ-диоды при изготовлении помещают в те же корпуса, что и детекторные диоды.

Смесительные СВЧ-диоды характеризуются параметрами, определяющими работоспособность этих приборов в схемах, предназначенных для преобразования высокочастотного сигнала и напряжения гетеродина в сигнал промежуточной частоты. Основными параметрами смесительных СВЧ-диодов являются: потери преобразования, выпрямленный ток, выходное сопротивление, нормированный коэффициент шума и шумовое отношение.

*Потери преобразования* смесительного диода выражают отношением

$$L_{\text{прб}} = P_{\text{СВЧ}} / P_{\text{п.ч}},$$

где  $P_{\text{СВЧ}}$  — номинальная мощность подводимого СВЧ-сигнала;  $P_{\text{п.ч}}$  — номинальная мощность сигнала промежуточной частоты.

Обычно  $L_{\text{прб}}$  выражают в децибелах (дБ):

$$L_{\text{прб}} = 10 \lg \frac{P_{\text{СВЧ}}}{P_{\text{п.ч}}}. \quad (3.8)$$

*Выпрямленный ток смесительного диода*  $I_{\text{вп. с. д}}$  определяет выпрямляющие свойства СВЧ-диода на рабочей частоте и потери преобразования. Выпрямленный ток измеряют при подаче на диод фиксированного уровня мощности.

Вследствие различия в режимах работы детекторных и смесительных диодов *шумовое отношение*  $n_{\text{ш. д}}$  для смесительного диода имеет другой смысл. Если уровень шумов детекторного диода определяется при заданном постоянном напряжении (статический режим), то уровень шумов смесительного диода представляет собой усредненное значение по периоду колебаний гетеродина (динамический режим).

*Выходное сопротивление смесительного диода*  $r_{\text{вых. с. д}}$  — активная составляющая полного сопротивления смесительного диода на промежуточной частоте.

К предельным режимам смесительных диодов относятся: *максимально допустимая рассеиваемая мощность*  $P_{\text{рас макс}}$  — *максимально допустимая непрерывная СВЧ-мощность*, рассеиваемая в диоде; *максимально допустимая энергия импульса*  $W_{\text{д}}$  — максимальная энергия короткого импульса длительностью не более  $10^{-8}$  с, после воздействия которого на диод электрические параметры сохраняются в заданных пределах.

*Качество смесительного диода* в значительной степени определяется свойствами полупроводника, из которого он изготовлен. Для сравнения диодов, изготовленных из разных материалов, может

быть использована формула

$$K = \frac{a}{\mu} \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0}{n}},$$

где  $a$  — радиус контакта;  $\mu$  — подвижность основных носителей заряда;  $n$  — концентрация основных носителей заряда.

Чем меньше значение  $K$ , тем лучшими свойствами обладает смесительный диод.

**Детекторные и смесительные диоды Шоттки.** Диоды Шоттки широко применяются в схемах детекторов и смесителей СВЧ-диапазона. Малые емкость и последовательное сопротивление, отсутствие инжекции неосновных носителей заряда позволяют применять диод Шоттки во всем СВЧ-диапазоне вплоть до миллиметровых и даже субмиллиметровых волн.

Детекторные и смесительные диоды Шоттки во многом похожи. Основное различие заключается в режиме работы. Детекторные диоды применяются в широкополосных СВЧ-приемниках прямого усиления и получили широкое распространение в измерительной технике.

В смесителях, применяемых в приемниках супергетеродинного типа, на нелинейный элемент одновременно подается сравнительно большое напряжение гетеродина и слабый сигнал, принимаемый от антенны. В результате взаимодействия на нелинейном элементе выделяется разностная частота. На этой более низкой частоте и происходит дальнейшее усиление принятого сигнала.

Диоды Шоттки позволяют значительно уменьшить коэффициент шума. В них использованы выпрямляющий контакт между полупроводником и металлом, в котором ток переносится основными носителями заряда. Эти диоды обладают наименьшей способностью накопления неравновесных носителей заряда.

На рис. 3.13 показана структура СВЧ-диода Шоттки из арсенида галлия.

Диоды, предназначенные для включения в схемы на полосковых линиях, выпускают в виде таблеток.

Для интегральных микросхем обычно используют бескорпусные диоды Шоттки. В этом случае создают балочные выводы. Предельная частота СВЧ-диодов Шоттки доведена до 500 ГГц.

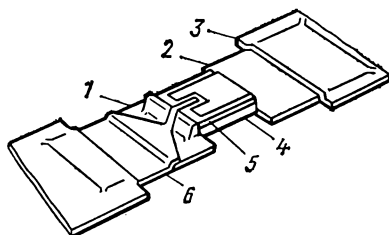


Рис. 3.13. СВЧ-диод с переходом Шоттки на арсениде галлия:

1 — SiO<sub>2</sub>; 2 — омический контакт; 3 — полосковая линия из золота; 4 — n+GaAs; 5 — n GaAs; 6 — контакт перехода Шоттки

### § 3.8. ПЕРЕКЛЮЧАТЕЛЬНЫЕ СВЧ-ДИОДЫ

*Переключательным называют полупроводниковый диод, предназначенный для применения в устройствах управления уровнем сверхвысокочастотной мощности.*

В технике СВЧ нередко возникает необходимость направлять СВЧ-колебания по разным каналам попеременно. Для этой цели находят применение выключатели и переключатели на полупроводниковых диодах. Работа управляемого выключателя основана на зависимости импеданса диода от напряжения смещения.

Выключатели подразделяются на два типа: выключатель проходного типа, когда диод работает либо в режиме пропускания мощности, либо в режиме ее отражения, и выключатель, в котором мощность либо отражается от диода, либо поглощается им. Недостатком переключателя с поглощением мощности по сравнению с проходным вариантом является то, что в нем диоды находятся в более тяжелых условиях вследствие поглощения мощности.

В качестве переключателей могут быть использованы различные полупроводниковые диоды: с  $p-n$ -переходом, с переходом Шоттки, с  $p-i-n$ -структурой, а также лавинно-пролетные диоды (ЛПД) и диоды Ганна. Наиболее широкое применение в настоящее время находят  $p-i-n$ -диоды, поскольку открытый  $p-i-n$ -диод может выдерживать ток больше тока диода с  $p-n$ -переходом. Закрытый диод имеет высокое постоянное сопротивление, так как емкость его и объемная проводимость  $i$ -слоя малы и не зависят от уровня сигнала. Это позволяет управлять большими мощностями СВЧ при относительно маломощной импульсной схеме управления. Переключатели на  $p-i-n$ -диодах устойчивы в работе и имеют малые потери на СВЧ.

Недостатками  $p-i-n$ -диодов являются меньшее, чем у диодов Шоттки, быстродействие и отсутствие усиления, имеющего место при использовании ЛПД в качестве переключателей. Время переключения современных  $p-i-n$ -диодов не превышает 0,5 нс. Кроме того, ЛПД и диоды Ганна требуют большой мощности схемы управления.

Использование полупроводниковых диодов в качестве переключающих устройств позволяет создавать быстродействующие фазовые модуляторы в миллиметровом диапазоне волн. На рис. 3.14 представлены эквивалентные схемы диодов, используемых в качестве переключателей: диода с  $p-n$ -переходом или

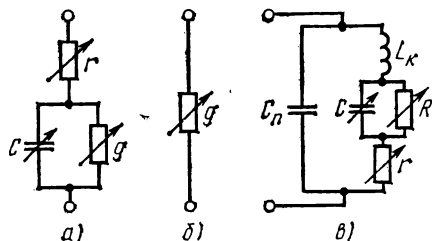


Рис. 3.14. Эквивалентные схемы диодов, используемых в качестве переключателей

переходом Шоттки (рис. 3.14, а) и диода с  $p-i-n$ -структурой (рис. 3.14, б).

Полная эквивалентная схема переключающего СВЧ-диода помимо сопротивления  $p-n$ -перехода содержит емкость корпуса и индуктивность контактной проволоки (рис. 3.14, в). В переключающих диодах  $L_k$  и  $C_n$  являются элементами резонансных контуров, образуемых диодом, и, таким образом, их значения не могут быть произвольными.

Основные параметры переключателей: вносимые потери, крити-

ческая частота, время выключения и предельная переключаемая мощность.

Пусть выключатель включен в линию передачи, состоящую из согласованных генераторов и нагрузки ( $Z_r = Z_n = Z_0$ ), где  $Z_0$  — волновое сопротивление линии. Если бы выключателя в линии не было, то в нагрузке выделялась бы мощность  $P_{н.о.}$ . Когда выключатель находится в состоянии пропускания, мощность, выделенная в нагрузке, меньше, так как выключатель может частично отражать или поглощать проходящую мощность. Обозначим выделяющуюся в нагрузке мощность при наличии выключателя через  $P_{н.р.}$ . Тогда потери пропускания в линии

$$L_n = P_{н.о.}/P_{н.р.}$$

Аналогично определяют потери запирания  $L_3$ . Если выключатель находится в состоянии запирания и при этом в нагрузке выделяется мощность  $P_{н.з.}$ , то

$$L_3 = P_{н.о.}/P_{н.з.}$$

Очевидно, что  $L_3$  характеризует просачивающуюся через закрытый выключатель мощность. Соотношение между  $L_n$  и  $L_3$  определяется свойствами диода и частотой:

$$K = \frac{\sqrt{L_3} - 1}{\sqrt{L_n} - 1} = \frac{1}{\omega_0^2 C - r_+ r_-}.$$

Величину  $K$  называют качеством диода. Она характеризует эффективность работы диода.

Для определения качества переключателей можно воспользоваться следующими формулами:

$$K_{p-n} = \frac{1}{2\pi f_c C_{cp} \sqrt{r_+ r_-}},$$

$$K_{p-i-n} = \sqrt{q_+/q_-},$$

где  $f_c$  — частота сигнала;  $C_{cp}$  — средняя емкость закрытого  $p$ - $n$ -перехода;  $r_+$ ,  $r_-$  — средние сопротивления диода с  $p$ - $n$ -переходом в открытом и закрытом состоянии;  $q_+$ ,  $q_-$  — проводимость  $p$ - $i$ - $n$ -диода в открытом и закрытом состоянии.

Важным параметром выключателей является критическая частота  $f_{кр. п. д.}$ , характеризующая эффективность переключательного диода и определяемая по формуле

$$f_{кр. п. д.} = \frac{1}{2\pi C_{стр} \sqrt{r_{п.р. п. д.} r_{обр. п. д.}}},$$

где  $C_{стр}$  — емкость структуры.

Максимальная управляемая мощность  $P_{max}$  зависит от двух процессов в  $p$ - $n$ -переходе, которые приводят к ухудшению параметров выключателя: электрического пробоя  $p$ - $n$ -перехода в СВЧ-поле и нагревания кристалла полупроводника выделяющейся в нем СВЧ-мощностью.

Максимальная мощность  $P_{max}$  диодов из низкоомного материала ограничивается электрическим пробоем. Сумма амплитуды СВЧ-

напряжения на  $p$ - $n$ -переходе и напряжения постоянного смещения не должна превышать пробивного напряжения.

Диоды, изготовленные из высокоомного материала, имеют высокое пробивное напряжение, поэтому  $P_{\text{мах}}$  ограничивается нагревом диода.

В СВЧ-системах важной характеристикой является скорость переключения каналов. Эта скорость определяется *временем выключения диода*  $t_{\text{выкл. д}}$  — временем нарастания напряжения в диоде при переключении его из открытого состояния в закрытое, измеренным между значениями 0,2 и 0,8 от максимального напряжения на диоде.

Время выключения переключательных диодов определяется длительностью процессов накопления и рассасывания подвижных носителей заряда в полупроводниковых диодах с  $p$ - $n$ -переходом и с  $p$ - $i$ - $n$ -структурой.

Время переключения диода из закрытого состояния в открытое определяется временем пролета носителями заряда обедненного слоя. Это время не зависит от времени жизни носителей заряда и при достаточно малой толщине обедненного слоя (1—3 мкм) составляет сотые доли наносекунды. Следует отметить, что время переключения

из закрытого состояния в открытое много меньше времени переходного процесса накопления заряда, соизмеримого с временем жизни носителей. Это связано с тем, что сопротивление диода резко уменьшается уже на первой стадии переходного процесса, соответствующей пролету первых носителей заряда через обедненный слой.

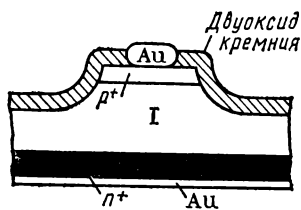


Рис. 3.15. Структура  $p$ - $i$ - $n$ -диода

На рис. 3.15 показана  $p$ - $i$ - $n$ -структура одного из наиболее широко применяемых в промышленности переключающих СВЧ-диодов. Свойства этих диодов позволяют использовать их в маломощных и мощных переключающих схемах, ограничителях, фазовращателях, регуляторах напряжения и модуляторах.

Диод типа  $p$ - $i$ - $n$  получают путем диффузии акцепторной и донорной примесей с противоположных сторон пластины кремния с собственной электропроводностью, который имеет высокое сопротивление. При низких частотах диод типа  $p$ - $i$ - $n$  обнаруживает выпрямительные свойства, аналогичные свойствам обычного  $p$ - $n$ -перехода. Однако при более высоких частотах накопление заряда в области  $i$  препятствует выпрямлению. Таким образом, когда к диоду приложено прямое напряжение смещения, он работает как переменное сопротивление, зависящее от значения напряжения.

Когда к диоду приложено обратное напряжение, то наблюдается постепенное уменьшение последовательного сопротивления ввиду увеличения ширины обедненного слоя. Это увеличение ширины продолжается до тех пор, пока не произойдет пробой и проводимость быстро увеличится.

### § 3.9. СТАБИЛИТРОНЫ

Стабилитроном называют полупроводниковый диод, напряжение на котором в области электрического пробоя при обратном смещении слабо зависит от тока в заданном его диапазоне и который предназначен для стабилизации напряжения.

Вольт-амперная характеристика приведена на рис. 3.16. Подобной характеристикой обладают сплавные диоды с базой, изготовленной из низкоомного (высоколегированного) полупроводникового материала). При этом образуется узкий  $p$ - $n$ -переход, что создает условия для возникновения электрического пробоя при относительно низких обратных напряжениях.

В германиевых диодах электрический пробой быстро переходит в тепловой, поэтому в качестве стабилитронов применяют кремниевые диоды, обладающие большей устойчивостью к тепловому пробую.

На рис. 3.16, б штрихпунктиром показана линия допустимой мощности, ограничивающая рабочий участок стабилитрона.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая стабилитроном, определяется по формуле (3.6) и зависит от тех же факторов, что и у выпрямительного диода.

Кремниевые стабилитроны используют для стабилизации напряжений источников питания, а также для фиксации уровней напряжений (и токов) в схемах и для некоторых других целей.

На рис. 3.16, а изображена схема стабилизации напряжения на нагрузке  $R_H$  с помощью стабилитрона. Стабилитрон в схему стабилизации обычно включают так, чтобы  $p$ - $n$ -переход был смещен в обратном направлении. Для стабилизации малых напряжений ( $U=1 : 1,5$  В) используют кремниевые диоды, включенные в прямом направлении.

Стабилитроны характеризуются следующими основными параметрами.

1. *Напряжение стабилизации*  $U_{ст}$  — значение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилизации.

2. *Максимальный и минимальный токи стабилизации*  $I_{ст max}$  и  $I_{ст min}$ .

Максимальный ток определяется отношением максимально допустимой мощности к напряжению стабилизации:

$$I_{max} \approx P_{max}/U_{ст}.$$

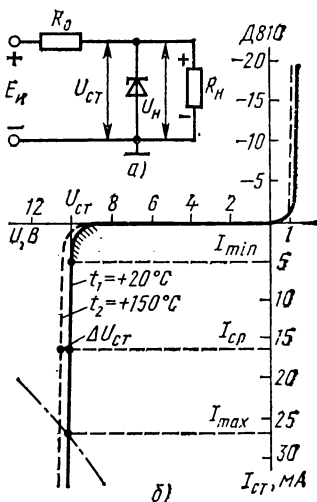


Рис. 3.16. Схема включения (а) и вольт-амперная характеристика (б) стабилитрона

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

3. *Дифференциальное сопротивление*, определяемое отношением приращения напряжения стабилизации на стабилитроне к вызвавшему его малому приращению тока в заданном диапазоне частот:

$$r_{\text{ст}} = \frac{dU_{\text{ст}}}{dI_{\text{ст}}}.$$

Этот параметр характеризует основное свойство стабилитрона. Чем меньше  $r_{\text{ст}}$ , тем лучше осуществляется стабилизация.

4. *Статическое сопротивление* или сопротивление стабилитрона на постоянном токе в рабочей точке

$$R_{\text{стат}} = U_{\text{ст}}/I_{\text{ст}}.$$

5. *Температурный коэффициент напряжения*, являющийся одним из наиболее важных параметров стабилитрона:

$$\alpha_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{ст}}/U_{\text{ст}}\Delta T.$$

Он показывает относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры окружающей среды на 1 град при постоянном значении тока. Иногда  $\alpha_{\text{ст}}$  выражают в процентах:

$$\alpha_{\text{ст}} = [\Delta U_{\text{ст}}/(U_{\text{ст}}\Delta T)] 100.$$

На рис. 3.16, б показаны две характеристики стабилитрона при разных температурах окружающей среды:  $t_1=293$  К и  $t_2=423$  К. Увеличение температуры на  $\Delta t=t_2-t_1=130$  К вызывает изменение напряжения стабилизации  $U_{\text{ст}}=10$  В на  $\Delta U_{\text{ст}}\approx 0,6$  В. Следовательно, для этого стабилитрона  $\alpha_{\text{ст}}=0,6/(10\cdot 130)\approx 0,45\cdot 10^{-3}$  К $^{-1}$  (или 0,045%).

При лавинном характере пробоя  $\alpha_{\text{ст}}$  положителен. С увеличением температуры напряжение лавинного пробоя увеличивается, а при понижении температуры — уменьшается. При туннельном пробое  $\alpha_{\text{ст}}$  становится отрицательным, так как с увеличением температуры напряжение туннельного пробоя уменьшается, с понижением температуры увеличивается. Смена знака  $\alpha_{\text{ст}}$  происходит при напряжении электрического пробоя 5—6 В. Для уменьшения  $\alpha_{\text{ст}}$  стабилитрона иногда применяют комбинацию подобранных  $p$ - $n$ -переходов с противоположным по знаку температурным коэффициентом напряжения. Одним из вариантов температурной компенсации является включение последовательно со стабилитроном прямосмещенного диода.

### § 3.10. ВАРИКАПЫ

*Варикап* — это полупроводниковый диод, в котором используется зависимость емкости от обратного напряжения и который применяют в качестве элемента с электрически управляемой емкостью.

Принцип действия варикапа основан на свойстве обратного смещенного  $p$ - $n$ -перехода изменять свою зарядную емкость в зависимости от приложенного к нему напряжения (рис. 3.17, а).

Варикапы широко используют в схемах автоматической подстройки частоты, амплитудной и частотной модуляции, параметрических усилителей и др. Варикапы, применяемые в диапазоне СВЧ в параметрических усилителях, называют параметрическими диодами.

На рис. 3.17, б,  $U_{см}$  — напряжение смещения, которое определяет положение рабочей точки.

Варикапы характеризуются следующими основными параметрами. *Общая емкость варикапа*  $C_v$  — емкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении.

Для резких  $p$ - $n$ -переходов, полученных методом сплавления, со ступенчатым изменением концентрации примеси

$$C_v = S \sqrt{\frac{\epsilon \epsilon_0 e N}{8\pi (U + U_{кн})}},$$

где  $N$  — концентрация примесей в области базы (низкоомной области).

Для плавных переходов, получаемых методом диффузии, в которых концентрация примеси изменяется линейно с градиентом «а»:

$$C_v = S \sqrt[3]{\frac{(\epsilon \epsilon_0)^2 e a}{192\pi^2 (U + U_{кн})}}.$$

Контактная разность потенциалов

$$U_{кн} = \frac{kT}{e} \ln \frac{r_p n_n}{n_i^2}.$$

В более общем случае для  $p$ - $n$ -переходов справедливо соотношение

$$C_v = AS (U + U_{кн})^{-n},$$

где  $A$  — постоянный коэффициент, а  $n$  лежит в интервале  $1/2 \gg n \gg 1/3$ .

Для высокочастотных варикапов емкость составляет несколько десятков, а для низкочастотных десятки тысяч пикофарад. Получить такие значения зарядной емкости у низкочастотных варикапов можно лишь при большой площади  $p$ - $n$ -перехода ( $S \approx 0,1$  см<sup>2</sup>), который обычно создают на основе кремния методом диффузии.

*Коэффициент перекрытия по емкости* варикапа  $K_C$  — отношение емкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений:

$$K_C = C_{vU_1} / C_{vU_2}.$$

*Добротность подстроечного варикапа*  $Q_v$  — отношение реактивного сопротивления варикапа на заданной частоте переменного

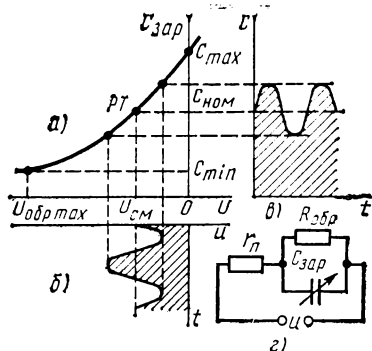


Рис. 3.17. Построения, поясняющие принцип действия варикапа: а — зависимость зарядной емкости от напряжения смещения; б и в — временные диаграммы управляющего напряжения и изменения зарядной емкости; г — эквивалентная схема варикапа



сигнала к сопротивлению потерь при заданном значении емкости или обратного напряжения.

На рис. 3.17, *з* показана эквивалентная схема варикапа, включенного в обратном направлении. На схеме  $r_n$  — сопротивление потерь — суммарное активное сопротивление кристалла, омических контактов и выводов варикапа,  $R_{обр}$  — сопротивление  $p$ - $n$ -перехода при обратном смещении.

На низкой частоте  $1/(\omega_n C_{зар}) \gg r_n$ , поэтому сопротивлением  $r_n$  можно пренебречь. Добротность конденсатора, шунтированного сопротивлением, определяется выражением

$$Q_b = \omega_n C_{зар} R_{обр}.$$

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

Приняв минимальное значение добротности за единицу, получим частотный диапазон варикапа:

$$f_{max} = 1/(2\pi C_{зар} r_n); \quad f_{min} = 1/(2\pi C_{зар} R_{обр}).$$

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

*Последовательная индуктивность варикапа*  $L_b$  — последовательная эквивалентная индуктивность варикапа при заданном напряжении.

Стабильность работы варикапа характеризуется следующими параметрами: *температурным коэффициентом емкости*  $\alpha_{св}$  — отношением относительного изменения емкости к вызвавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды;  $\alpha_{св} = \Delta C / (C_b \Delta T)$ ; *температурным коэффициентом добротности*  $\alpha_{Q_b}$  — отношением относительного изменения добротности к вызвавшему его абсолютному изменению температуры окружающей среды,  $\alpha_{Q_b} = \Delta Q / (Q_b \Delta T)$ ; *максимальной относительной нестабильностью добротности*  $\Delta Q_{отн\ max}$  — максимально допустимым относительным изменением добротности варикапа в течение оговоренного интервала времени.

К параметрам предельных режимов варикапа относятся: *максимально допустимое постоянное обратное напряжение*  $U_{обр\ max}$ ; *максимально допустимое импульсное обратное напряжение*  $U_{обр.н\ max}$ ; *максимально допустимая рассеиваемая мощность*  $P_{в\ max}$ .

### § 3.11. ТУННЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

*Туннельным называют полупроводниковый диод на основе вырожденного полупроводника, в котором туннельный эффект приводит к появлению на вольт-амперной характеристике при прямом напряжении участка отрицательной дифференциальной проводимости.*

Высокая концентрация примеси ( $10^{19}$ — $10^{20}$  см $^{-3}$ ) вызывает смещение уровня Ферми настолько, что он располагается у электронного полупроводника в зоне проводимости, а у дырочного — в валентной зоне (рис. 3.18, а). Такие полупроводники называют *вырожденными*.

Если создать высоколегированные полупроводники с различным типом электропроводности в одном кристалле, то получится очень

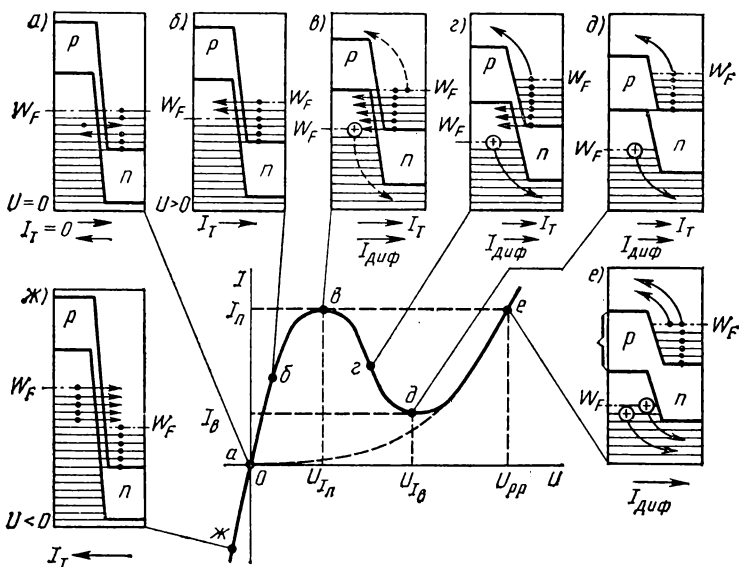


Рис. 3.18. Энергетические диаграммы туннельного диода при различных напряжениях смещения и его вольт-амперная характеристика

узкий *p-n*-переход шириной 0,01 мкм. При образовании *p-n*-перехода происходит смещение энергетических зон полупроводников с различным типом электропроводности. При этом в случае вырожденных полупроводников нижняя граница зоны проводимости *n*-области становится ниже верхней границы валентной зоны *p*-области (рис. 3.18, 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—ж):

а) при нулевом смещении электронам проводимости *n*-области противостоят уровни валентной зоны *p*-области. 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 окажется равным нулю ( $I_T=0$ ). 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. Уровни некоторых электронов проводимости  $n$ -области расположатся напротив свободных уровней, находящихся в валентной зоне  $p$ -области, что создаст благоприятные условия для туннельных переходов. Поэтому в структуре появится туннельный ток, значение которого будет зависеть от взаимного смещения энергетических зон, т. е. от приложенного прямого напряжения;

в) при увеличении прямого напряжения туннельный ток увеличивается до тех пор, пока не произойдет совмещения уровня Ферми  $n$ -области с границей валентной зоны  $p$ -области. Туннельный ток достигнет максимума, так как напротив уровней электронов проводимости  $n$ -области располагаются все свободные уровни валентной зоны  $p$ -области с энергиями, превышающими энергию уровня Ферми;

г) при дальнейшем увеличении прямого смещения часть уровней электронов проводимости  $n$ -области располагается напротив запрещенной зоны  $p$ -области и туннельный ток уменьшается. В результате на вольт-амперной характеристике получается спадающий участок. Ему соответствует отрицательное сопротивление структуры;

д) при некотором значении прямого напряжения границы зоны проводимости  $n$ -области и валентной зоны  $p$ -области начинают расходиться и туннельный ток прекращается;

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 пунктирной линией). При расхождении границы зоны проводимости  $n$ -области с границей валентной зоны  $p$ -области, начиная с точки  $g_d$ , существует только диффузионный ток и туннельный диод подобен обычному диоду, включенному в прямом направлении;

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 туннельного прохождения валентных электронов в  $p$ -области в зону проводимости  $n$ -области. В результате этого появляется значительный туннельный ток обратного направ-

ления, сильно зависящий от перекрытия зон, т. е. от обратного напряжения.

Рабочим участком вольт-амперной характеристики туннельного диода является участок  $\epsilon - \delta$ , на котором диод обладает отрицательной дифференциальной проводимостью  $g_{\text{пер}}$ . Основными параметрами туннельных диодов являются: *пиковый ток*  $I_{\text{п}}$  — прямой ток в точке максимума вольт-амперной характеристики, *ток впадины*  $I_{\text{в}}$  — прямой ток в точке минимума вольт-амперной характеристики; *отношение токов*  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$ . *Напряжение пика*  $U_{\text{п}}$  — прямое напряжение, соответствующее пиковому току; *напряжение впадины*  $U_{\text{в}}$  — прямое напряжение, соответствующее току впадины; *напряжение раствора*  $U_{\text{рр}}$  — прямое напряжение, большее напряжения впадины, при котором ток равен пиковому.

К параметрам туннельного диода относятся также *постоянное прямое напряжение*  $U_{\text{пр}}$  — напряжение на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики диода при заданном значении постоянного прямого тока; *постоянное обратное напряжение*  $U_{\text{обр}}$  — обратное напряжение диода при заданном значении постоянного обратного тока.

Эквивалентная схема туннельного диода (рис. 3.19) состоит из емкости перехода  $C_{\text{р-п}}$ , сопротивления потерь  $r_{\text{п}}$  — суммарного активного сопротивления кристалла, омических контактов и выводов; дифференциального сопротивления  $r_{\text{диф}}$  — величины, обратной крутизне вольт-амперной характеристики; индуктивности диода — полной последовательной индуктивности диода при заданных условиях и емкости корпуса  $C_{\text{кор}}$ . Емкость между выводами диода  $C_{\text{д}} = C_{\text{р-п}} + C_{\text{кор}}$ .

В связи с тем что туннельный ток не связан с относительно медленными процессами диффузии или дрейфа носителей заряда, а распространяется (как ток в проводнике) со скоростью света, максимальная частота работы туннельных диодов может достигать сотен гигагерц. Частотные свойства туннельных диодов характеризуются: *резонансной частотой*  $f_0$  — частотой, на которой общее реактивное сопротивление диода обращается в нуль; *предельной резистивной частотой*  $f_R$ , на которой активная составляющая полного сопротивления последовательной цепи, состоящей из  $p$ - $n$ -перехода и сопротивления потерь, обращается в нуль:

$$f_R = \frac{1}{2\pi |r_{\text{диф}} \min| C_{\text{д}}} \sqrt{\frac{r_{\text{диф}} \min}{r_{\text{п}}} - 1}.$$

Коэффициент шума туннельного диода — шумовая постоянная, выражается отношением

$$K_{\text{ш}} = 20I_{\text{р}}/g_{\text{р-п}},$$

где  $I_{\text{р}}$  — ток в рабочей точке.

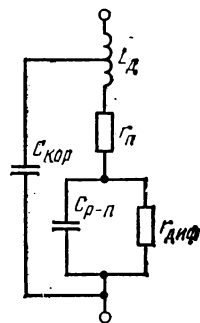


Рис. 3.19. Эквивалентная схема туннельного диода

Максимально допустимыми режимами туннельного диода являются: *энергия импульсов*  $W_{\text{и}}$  — максимально допустимая энергия коротких импульсов тока, воздействующих на диод в пропускном направлении; *максимально допустимый постоянный прямой ток*  $I_{\text{пр. max}}$  — максимальное значение постоянного прямого тока на второй восходящей ветви вольт-амперной характеристики; *максимально допустимый импульсный прямой ток*  $I_{\text{пр. и max}}$  — максимальное значение импульсного прямого тока при заданной скважности и длительности импульсов; *максимально допустимый постоянный обратный ток*  $I_{\text{обр. max}}$ ; *максимально допустимая рассеиваемая СВЧ-мощность диода*  $P_{\text{СВЧ max}}$ ; *максимально допустимая рассеиваемая импульсная СВЧ-мощность*  $P_{\text{СВЧ и max}}$ . В качестве максимально допустимых режимов устанавливаются значения, при которых обеспечивается заданная надежность.

Туннельные диоды применяют в схемах генераторов, усилителей и переключателей СВЧ-диапазонов, в быстродействующих импульсных устройствах и других схемах.

Для описания усилительных диодов используют следующие электрические параметры:  $I_{\text{п}}$ ,  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$ ,  $r_{\text{п}}$ ,  $C_{\text{д}}$ ,  $W_{\text{и}}$ ,  $P_{\text{СВЧ max}}$ ,  $P_{\text{СВЧ и max}}$ ,  $g_{\text{пер max}}$ ,  $f_{\text{R}}$ ,  $C_{\text{кор}}$ ,  $L_{\text{д}}$ ,  $K_{\text{ш}}$  и характеристики:  $I=f(U)$ ,  $I_{\text{п}}=f(t)$ ,  $I_{\text{в}}=f(t)$ ,  $g_{\text{пер}}=f(U)$ . Генераторные диоды определяются следующими параметрами:  $I_{\text{п}}$ ,  $I_{\text{п}}/I_{\text{в}}$ ,  $U_{\text{п}}$ ,  $r_{\text{п}}$ ,  $L_{\text{д}}$ ,  $C_{\text{д}}$ ,  $C_{\text{кор}}$ ,  $g_{\text{пер max}}$  и характеристиками  $I=f(U)$ ;  $I_{\text{п}}=f(t)$ ;  $I_{\text{в}}=f(t)$ .

Показателями для переключательных диодов являются:  $U_{\text{пр}}$ ,  $U_{\text{обр}}$ ,  $C_{\text{д}}$ ,  $C_{\text{кор}}$ ,  $I_{\text{п}}$ ,  $r_{\text{п}}$ ,  $I_{\text{пр max}}$ ,  $I_{\text{пр. и max}}$ ,  $I_{\text{обр max}}$  и характеристики  $I=f(U)$  на восходящих участках вольт-амперной характеристики:  $I_{\text{п}}=f(t)$ ;  $I_{\text{в}}=f(t)$ ;  $U_{\text{пр}}=f(t)$ ;  $I_{\text{пр. и max}}=f(\tau_{\text{и}})$ .

Туннельные диоды могут работать в более широком интервале температур по сравнению с выпрямительными полупроводниковыми диодами (до 200°C германиевые; до 400°C кремниевые; до 600°C арсенид-галлиевые).

Это объясняется тем, что  $p$ - и  $n$ -слои диода являются вырожденными полупроводниками и статическая характеристика такого перехода зависит от температуры сравнительно слабо. В указанных диапазонах сохраняется отрицательное сопротивление диода.

Недостатком туннельных диодов является то, что они — двух-полюсники. 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, чем в других полупроводниковых приборах, поэтому они относительно маломощны. Кроме того, они нуждаются в высокостабильных источниках питающих напряжений. Однако в диапазоне СВЧ туннельные диоды имеют ряд существенных преимуществ перед 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 диодов применяют

олово, свинец, серу, селен, теллур (доноры), цинк, кадмий (акцепторы).

*p-n*-переход получают методом диффузии примесей. Для обеспечения работы туннельных диодов на высоких частотах выбирают конструктивные формы с малыми значениями  $r_n$  и  $L_d$ . Сопротивление  $r_n$  понижают уменьшением размеров элементов. У туннельных диодов из германия 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  $10^{-10}$  Гн. Тонкая проволока неприемлема, так как подобные выводы имеют индуктивность не менее  $3 \cdot 10^{-9}$  Гн.

Различные конструкции туннельных диодов представлены на рис. 3.20.

Германиевые туннельные диоды выпускают в металлостеклянном корпусе с гибкими выводами, а арсенид-галлиевые туннельные диоды — в металлокерамическом корпусе.

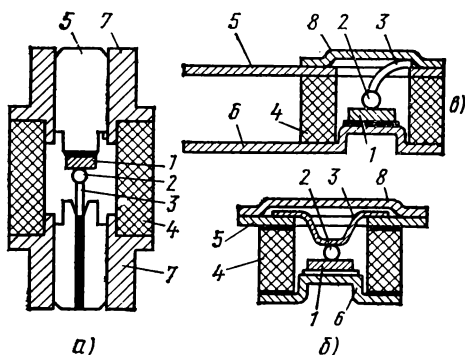


Рис. 3.20. Конструкции туннельных диодов: а — патронного типа; б — таблеточного типа; 5 — с ленточными выводами; 1 — корпус; 2 — электродный сплав, формирующий *p-n*-переход; 3, 8 — выводы; 4, 7 — втулки корпуса; 5 — полупроводниковый кристалл; 6 — соединительный электрод; 9 — крышка

### § 3.12. ОБРАЩЕННЫЕ ДИОДЫ

Разновидностью туннельных диодов являются *обращенные диоды*. *Обращенным называют полупроводниковый диод на основе полупроводника с критической концентрацией примеси, в котором проводимость при обратном напряжении значительно больше, чем при прямом вследствие туннельного эффекта.*

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. При изготовлении обращенных диодов добиваются того, чтобы степень вырождения одной из областей была малой. Например, *n*-область легируют так, чтобы уровень Ферми располагался вблизи нижней границы зоны проводимости. Вольт-амперная характеристика такого прибора имеет вид, приведенный на рис. 3.21. На прямой ветви участок с отрицательной проводимостью отсутствует. Обратная ветвь практически

не отличается от характеристики обратного смещенного туннельного диода.

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

$$I \approx \frac{U}{r_{\text{диф}}} e^{\beta U},$$

где  $r_{\text{диф}}$  — дифференциальное сопротивление диода при  $U=0$ ;  $\beta$  можно определить экспериментально по наклону кривой зависимости логарифма проводимости от напряжения:

$$\ln \frac{I}{U} = -\ln r_{\text{диф}} - \beta U.$$

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.

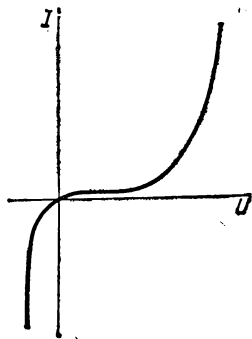


Рис. 3.21. Вольт-амперная характеристика обращенного диода

Как детектор обращенный диод обладает существенными преимуществами перед более распространенными смесительными и детекторными точечными диодами. Главным образом эти преимущества обусловлены тем, что вольт-амперная характеристика имеет большую нелинейность в области нулевого смещения. Детекторы на обращенных диодах обладают более высокой чувствительностью по току при замкнутой цепи и импеданс их лучше согласуется с широкополосными цепями, чем у типичных точечных диодов. Например, чув-

ствительность по току детектора на обращенном диоде в дециметровом диапазоне длин волн в 10—20 раз выше, чем обычного детекторного диода.

Важным преимуществом обращенных диодов перед диодами с точечными переходами является их низкий уровень шума. Это обстоятельство делает их применение полезным в малошумящих смесителях, у которых промежуточные частоты находятся в звуковом диапазоне, и в детекторах видеосигнала.

### § 3.13. ЛАВИННО-ПРОЛЕТНЫЕ ДИОДЫ

*Лавинно-пролетным (ЛПД) называют полупроводниковый диод, работающий в режиме лавинного размножения носителей заряда при обратном смещении электрического перехода и предназначенный для генерации сверхвысокочастотных колебаний.*

Лавинно-пролетный диод обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением в режиме лавинного пробоя. Однако в отличие от туннельного диода отрицательное сопротивление ЛПД про-

является 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.

Появление отрицательного сопротивления у ЛПД возможно лишь в сравнительно узком диапазоне СВЧ и объясняется сдвигом фаз между СВЧ-напряжением, приложенным к диоду, и током, наведенным во внешней цепи. На других частотах сопротивление положительно. Поэтому на статической вольт-амперной характеристике ЛПД нет участков с отрицательным сопротивлением.

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

На рис. 3.22 показана схема плавного  $p$ - $n$ -перехода ЛПД и распределение электрического поля в переходе. На диод подается такое обратное напряжение, что рабочая точка смещается в область лавинного умножения. В  $p$ - $n$ -переходе начинается процесс ударной ионизации атомов и кристаллической решетки подвижными носителями заряда и образование новых пар электронов и дырок. Напряженность электрического поля максимальна на границе 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. При возрастании электрического поля скорость носителей заряда растет линейно. Но уже при напряженности поля, вызывающей лавинное умножение носителей ( $E > 10^5$  В/м), скорость носителей заряда становится практически постоянной (примерно  $10^5$  м/с для кремния и  $5 \cdot 10^4$  м/с 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  $d_{p-n}$  и это объясняет запаздывание лавинного тока от напряжения в ЛПД. Сдвиг фазы между изменением напряженности поля и изменением тока при определенной частоте составит  $\pi/2$ . Дрейфуя через пролетные участки, электроны и дырки частично компенсируют объем

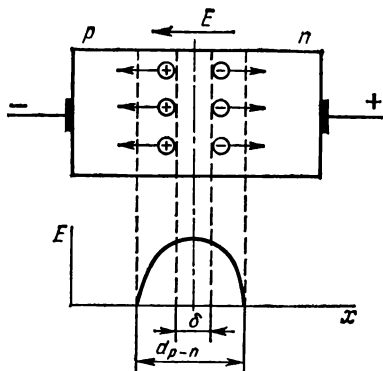


Рис. 3.22. Схема ЛПД и распределение напряжения поля:

$d_{p-n}$  — ширина запирающего слоя;  $\delta$  — ширина слоя умножения



ный 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 пакеты носителей заряда.

На ЛПД подается переменное напряжение такой амплитуды, чтобы рабочая точка не выходила из области лавинного пробоя, а следовательно, сохранялась постоянная дрейфовая скорость носителей заряда. Частота сигнала такова, что ток запаздывает от приложенного напряжения ровно на половину периода (рис. 3.23, а). 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 заряда через  $p$ - $n$ -переход, то диод будет обладать отрицательным дифференциальным сопротивлением и обеспечивать генерацию мощности.

Снижение или увеличение частоты сигнала (рис. 3.23, б, в) приведет 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 значения, при котором время лавинного умножения и пролета носителей заряда 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 возбудителя на частотах, когда сдвиг фаз между напряжением и током лежит в пределах от  $90$  до  $270^\circ$ . Рассмотренная структура ЛПД (см. рис. 3.22) является не единственно возможной для генерации СВЧ-мощности.

На рис. 3.24 приведена схема ЛПД типа  $p^+n-i-n^+$  и распределение напряженности поля по структуре.

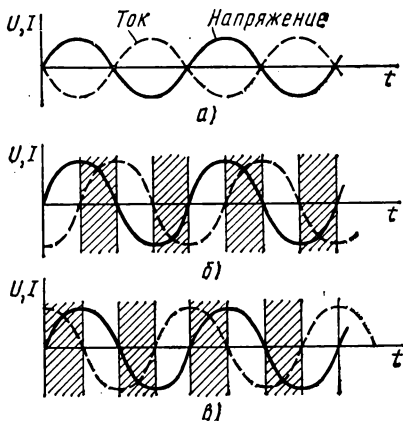


Рис. 3.23. Временные диаграммы изменения напряжения и тока в ЛПД:  
а — фазовый сдвиг напряжения и тока  $180^\circ$ ;  
б — фазовый сдвиг  $90^\circ$ ; в — фазовый сдвиг  $270^\circ$

СВЧ-генератор на подобной структуре впервые был теоретически разработан американским ученым 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 высокоомную область  $n$  и область собственной электропроводности  $i$ . 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  $i$ -слои — значительно больше. Время движения электронов через область собственной электропроводности определяет диапазон частот, в котором фазовый сдвиг между напряжением и током равен  $180^\circ$  и прибор имеет отрицательное дифференциальное сопротивление. Основными параметрами ЛПД являются:

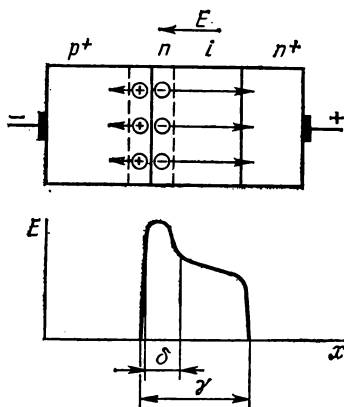


Рис. 3.24. Схема ЛПД типа  $p^+-n-i-n^+$  и распределение напряженности поля по структуре

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

**пробивное напряжение**  $U_{\text{проб}}$  — напряжение лавинного пробоя перехода. Этот параметр необходим для задания режима работы. Напряжение лавинного пробоя ЛПД обычно не превышает 30 В, но имеются приборы с  $U_{\text{проб}}$ , достигающим 160 В. СВЧ-генератор на ЛПД обычно работает при напряжении, на 0,5—1,5 В превышающем пробивное;

**номинальный рабочий ток**  $I_{\text{ном}}$  — обратный ток ЛПД, при котором обеспечивается выходная мощность генератора. Для различных классов приборов  $I_{\text{ном}} = 1 \div 15$  мА;

**максимальная емкость  $p$ - $n$ -перехода**  $C_{\text{max}}$  — максимальная емкость ЛПД при напряжении, близком к пробивному;

**сопротивление растекания**  $r_s$  — максимальное последовательное

сопротивление ЛПД в режиме генерации при заданных токе и напряжении. Отечественные приборы имеют  $r_s$  не более 10 Ом;

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

температурный коэффициент мощности ТКМ и частоты ТКЧ — параметры, показывающие изменения мощности и частоты при изменении температуры окружающей среды на 1 К;

максимально допустимый ток  $I_{\max}$  — максимальный ток, при котором ЛПД работает в течение гарантированного срока с заданным уровнем надежности. Значение  $I_{\max}$  обычно ограничивается максимальной температурой перехода  $I_{n \max}$ . Ток  $I_{n \max}$  для отечественных германиевых приборов не превышает 15—20 мА.

На рис. 3.25 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;  $L_{p-n} = d_{p-n} L_d$  — индуктивность, где  $L_d$  — лавинная индуктивность (параметр, характеризующий инерцию процесса ударной ионизации);  $x_{p-n}$  — реактивное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода;  $R_{p-n}$  — активное сопротивление перехода;  $r_s$  — сопротивление растекания, или сопротивление потерь;  $L_n$  — индуктивность патрона диода;  $C_n$  — емкость патрона диода.

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

Лавинно-пролетные диоды изготавливают 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.

Лавинно-пролетные диоды изготавливают по планарной технологии. Для устранения пробоя по поверхности создано охранный кольцо  $n$ -типа.

На рис. 3.26 приведена одна из структур лавинно-пролетного диода, изготовленного по планарной технологии. Для устранения пробоя по поверхности создано охранный кольцо  $n$ -типа.

На рис. 3.27 приведены два вида конструкций лавинно-пролетных диодов в коаксиальном исполнении. Для интегральных полоско-

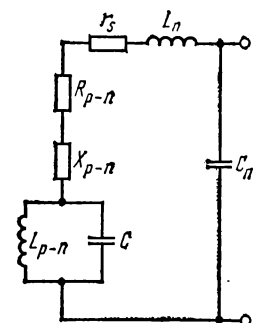


Рис. 3.25. Эквивалентная схема ЛПД

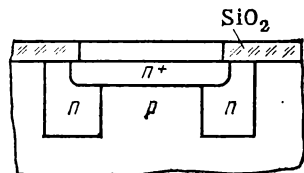


Рис. 3.26. Структура кристалла ЛПД

вых схем разрабатываются бескорпусные ЛПД с полосковыми выводами.

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

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 заряда, следовательно, в этом отношении на первом месте арсенид галлия, на втором — кремний и на третьем — германий.

Кремниевые ЛПД на частоте 50 ГГц в импульсном режиме выделяют 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).

Недостатком ЛПД является очень низкий к. п. д. Это объясняется тем, что амплитуда колебательного напряжения на диоде намного меньше постоянного напряжения, приложенного к диоду для обеспечения режима лавинного умножения.

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 Se-диодах. Однако большие плотности тока, требуемые для возникновения аномального режима, не позволяют осуществить непрерывную генерацию.

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

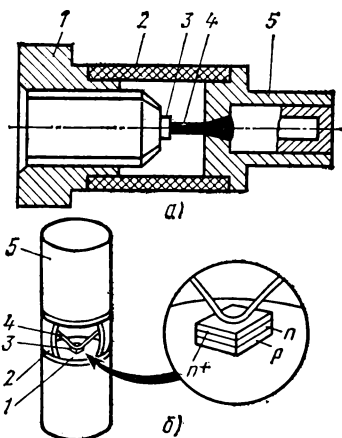


Рис. 3.27. Конструкция ЛПД:  
а — германиевого; б — кремниевое;  
1 — металлическое основание; 2 —  
керамическая втулка; 3 — кристалл;  
4 — соединительный электрод; 5 —  
ниппель

### § 3.14. ДИОДЫ ГАННА

Диод Ганна — полупроводниковый диод, действие которого основано на появлении отрицательного объемного сопротивления под влиянием сильного электрического поля, предназначенный для генерации и усиления СВЧ-колебаний.

В 1963 г. американским ученым Ганном была обнаружена генерация электромагнитных СВЧ-колебаний под действием сильного электрического поля в кристалле арсенида галлия. Это явление впоследствии получило название эффекта 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 кристалл арсенида галлия без *p-n*-перехода.

На основе эффекта Ганна созданы приборы, работающие в качестве усилителей, триггеров и пр.

Рассмотрим кратко сущность эффекта Ганна. Ганном было замечено, что при напряженности постоянного электрического поля в

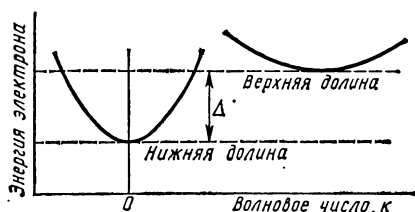


Рис. 3.28. Структура зоны проводимости арсенида галлия

100 В/см, приложенного к кристаллу арсенида галлия, происходит периодическое изменение тока, проходящего через кристалл, с амплитудой, доходившей до долей ампера. Явление это наблюдалось только в полупроводниковых кристаллах, имеющих в зоне проводимости побочный минимум, расположенный выше основного, в котором эффективная масса электронов в несколько раз больше, чем в основном минимуме.

На рис. 3.28 показана схема зоны проводимости с побочным минимумом. К таким полупроводниковым материалам относятся  $\text{GaAs}$ ,  $\text{InSb}$ ,  $\text{InAs}$ ,  $\text{ZnSe}$  и  $\text{CdTe}$ . Наиболее характерным для диодов Ганна и наиболее исследованным является  $\text{GaAs}$ . У арсенида галлия зона проводимости состоит из нижнего минимума (нижняя долина) и более высокого минимума (верхняя долина). Верхняя долина приподнята над нижней на  $\Delta = 0,36$  эВ.

В обычном состоянии электроны находятся в нижней долине. Здесь их эффективная масса меньше и они имеют более высокую подвижность.

Верхняя долина в отсутствие сильного электрического поля остается незаполненной. Когда электроны при возбуждении попадают в верхнюю долину, их подвижность уменьшается по сравнению с подвижностью электронов, находящихся в нижней долине. При подключении к однородному образцу арсенида галлия напряжения через него пойдет ток, плотность которого

$$j = en\mu E = env = \sigma E. \quad (3.9)$$

На рис. 3.29 приведена вольт-амперная характеристика образца  $\text{GaAs}$ , используемого для изготовления диода Ганна. По мере уве-

личения 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 АБ).

При дальнейшем увеличении напряженности поля все большее количество электронов получает дополнительную энергию для перехода в верхнюю долину и количество таких электронов начинает преобладать. Поскольку они имеют меньшую подвижность в этой зоне, при увеличении напряжения ток через кристалл в соответствии с (3.9) уменьшается, 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 (3.9) ток возрастает, т. е. образец имеет опять положительное дифференциальное сопротивление (участок ВГ).

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

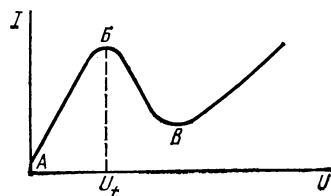


Рис. 3.29. Вольт-амперная характеристика диода Ганна

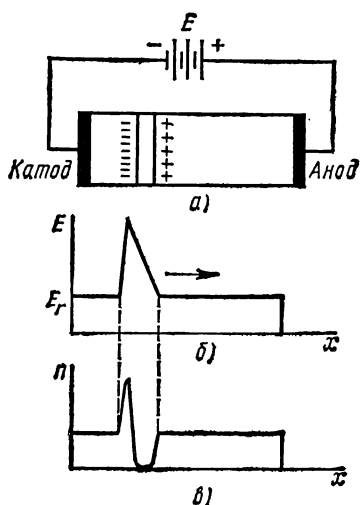


Рис. 3.30. Движение домена сильного поля вдоль образца

При наличии участка отрицательного сопротивления на вольт-амперной характеристике однородного образца распределение поля неустойчиво. Критическая напряженность поля, при которой возникает отрицательное сопротивление, составляет 300 кВ/м для GaAs и 600 кВ/м для InP.

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 заряда, находящиеся ближе к катодному выводу, и от них удалятся электроны, находящиеся ближе к анодному выводу. Таким образом, создается область с повышенной концентрацией электронов в области с пониженной, т. е. электрический диполь (рис. 3.30, 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 лавинообразное нарастание электрического поля. В результате образуется узкая область сильного поля (*домен сильного поля* на рис. 3.30, б). Передний фронт домена оказывается обедненным электронами, а задний — обогащенным (рис. 3.30, в).

Поле в остальной части образца спадает до значения, меньшего критического, и большая часть кристалла обладает положительным сопротивлением. Это объясняется тем, что разность потенциалов между анодом и катодом фиксирована и 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.

Критическая напряженность электрического поля велика, но реально приложенное напряжение  $U = 6 \div 26$  В, так как активная область прибора имеет толщину всего несколько десятков микрометров.

Параметры домена зависят от значения произведения концентрации электронов на длину образца  $nL$  и приложенного напряжения. Так, напряженность поля в домене при увеличении  $nL$  и  $E$  может возрасти от 4000 до 30 000 кВ/м.

При равновесной концентрации образца ( $n \leq 10^{15}$  см $^{-3}$ ) время формирования домена составляет  $\tau_{\phi} \approx 10^6/n$ . Размеры домена составляют 0,03—0,1 длины образца. Домен дрейфует от катода к аноду со скоростью  $10^5$  м/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 значи-

тельно 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, достигает анода.

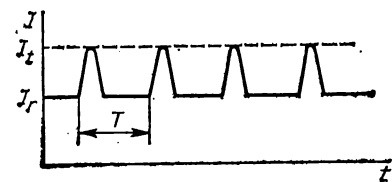


Рис. 3.31. Зависимость тока, проходящего через диод Ганна, от времени

При формировании домена ток уменьшается, а при исчезновении — вновь возрастает, как показано на диаграмме рис. 3.31. Плотность тока при формировании домена сильного поля уменьшится до значения  $j_r = \sigma E_r$ , так как напряженность поля в образце (вне домена) снизится до значения  $E_r$  (см. рис. 3.30, б). При исчезновении домена плотность тока возрастает до значения  $j_t = \sigma E_t$ ,

где  $E_t$  — напряженность поля в образце при отсутствии домена сильного поля.

При возникновении у катода нового домена плотность тока опять снизится до значения  $j_r$ , т. е. цикл повторится. Таким образом, в образце возникает периодическая модуляция тока со сверхвысокой частотой (см. рис. 3.31), 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:  $T \approx l/v$ , где  $l$  — длина образца;  $v$  — дрейфовая скорость электрона.

Для образцов с длиной  $l \approx 10^{-2}$  см при дрейфовой скорости  $v = 10^7$  см/с частота колебаний диода Ганна составляет 1 ГГц, при толщине активной области порядка  $10^{-3}$  см частота составляет 10 ГГц.

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

Диоды Ганна применяют в логических схемах.

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, поэтому требуется решить вопрос об отводе теплоты.

Мощность рассеяния диода Ганна при подаче напряжения смещения, но при отсутствии домена  $P_d \approx E_i^2 A \mu_1 n \ell$ , где  $A$  — площадь поперечного сечения диода;  $\mu_1$  — подвижность электронов в ниж-

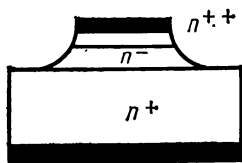


Рис. 3.32. Мезоструктура диода Ганна

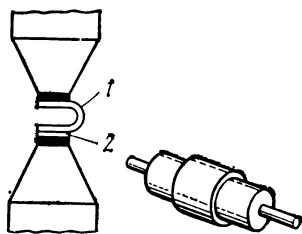


Рис. 3.33. Устройство диода Ганна:

1 — пружинный электрод; 2 — кристалл

ней долине. При движении домена мощность рассеяния уменьшается на 50% от первоначального значения.

Для изготовления диодов Ганна применяют кристаллы из арсенида галлия  $n$ -типа толщиной менее 50 мкм со стороной квадрата 150 мкм.

Один из вариантов конструкции диодов Ганна имеет  $n^{++}$ - $n^-$ - $n^{++}$ -структуру. Его изготавливают на эпитаксиальных пленках арсенида галлия (рис. 3.32). На рис. 3.33 показана одна из наиболее распространенных конструкций такого прибора. Молибденовые выводы, покрытые оловом, присоединяют с обеих сторон пластины.



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

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.

## ГЛАВА 4

### БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

#### § 4.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими переходами и тремя или более выводами, усиленные свойства которого обусловлены явлениями инжекции и экстракции неосновных носителей заряда (рис. 4.1).

Транзистор имеет три области: эмиттер, базу и коллектор. Переход, который образуется на границе областей эмиттер — база, называют *эмиттерным*, а на границе база — коллектор — *коллекторным*. 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 типа  $p-n-p$  основной ток, проходящий через базу, создается дырками, инжектированными из эмиттера, а в транзисторе типа  $n-p-n$  — электронами. В усилительном режиме работы транзистора эмиттерный переход смещают в прямом на-

правлении, коллекторный — в обратном (рис. 4.1, а).

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

Если эмиттерный и коллекторный переходы находятся на большом расстоянии друг от друга, т. е. толщина базы значительно боль-

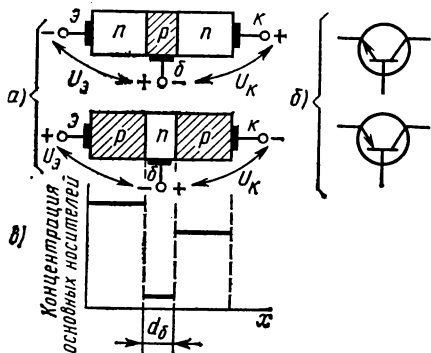


Рис. 4.1. Схематическое (а) и условное графическое (б) изображения транзистора типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$ ; распределение концентрации основных носителей заряда вдоль структуры транзистора в равновесном состоянии (в)

ше диффузионной длины, то носители заряда, инжектированные эмиттером, не доходят до коллектора, а рекомбинируют в базе. Такая система из двух  $p$ - $n$ -переходов ведет себя как два последовательно соединенных полупроводниковых диода. Вольт-амперная характеристика эмиттерного перехода представляет собой прямую, а коллекторного — обратную ветвь характеристики диода. Особенность транзистора заключается во взаимном влиянии переходов друг на друга. На рис. 4.1, в показано распределение концентрации основных носителей заряда 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.

На рис. 4.2, а показана схема транзистора типа  $p$ - $n$ - $p$  с подключенными к нему источниками питания, а на рис. 4.2, б приведено распределение потенциала вдоль структуры транзистора (штрихпунктирной линией — без питающих напряжений, с источниками питания — сплошной).

При подключении коллекторного напряжения  $U_K$  происходит обратное смещение коллекторного перехода и в коллекторной цепи появляется слабый ток. В дальнейшем этот ток будем называть *обратным током коллектора* и обозначать  $I_{КБ}$ .

Обратный ток коллектора, важнейший из параметров транзистора, представляет собой ток через коллекторный переход при заданном обратном напряжении коллектор — база и разомкнутом выводе эмиттера.

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  $I_{эн}$  и дырочную  $I_{эп}$ :

$$I_э = I_{эн} + I_{эп}.$$

Если бы концентрация основных носителей заряда в эмиттерной и базовой областях была 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

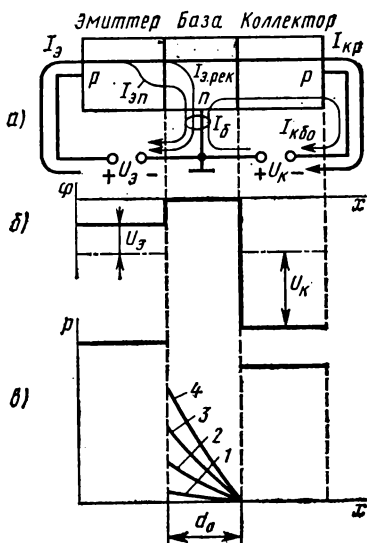


Рис. 4.2. Распределение токов в транзисторе (а), потенциала вдоль структуры транзистора (б) и неравновесных неосновных носителей в базе при различных токах эмиттера (в)

проводимости), а область эмиттера, наоборот, имеет очень высокую концентрацию основных носителей заряда (дырок проводимости), то дырочная составляющая тока эмиттера у транзистора много больше электронной составляющей ( $I_{эp} \gg I_{эн}$ ).

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

Отношение

$$\frac{I_{эp}}{I_{э}} = \frac{I_{эp}}{I_{эp} + I_{эн}} = \gamma = 0,95 \div 0,995$$

называется *эффективностью эмиттера*. Так как электронную составляющую  $I_{эн}$  стремятся сделать по возможности малой, то 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 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, то 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.

Приближаясь к обратномещенному коллекторному переходу, дырки, как неосновные носители заряда, переходят из базы в коллектор, увеличивая тем самым ток коллектора. Так как дырки переходят из базы в коллектор беспрепятственно, то их концентрация на границе базы с коллекторным переходом оказывается равной нулю.

Если увеличить прямое смещение эмиттерного перехода (увеличить  $I_{э}$  до значения  $I_{э3}$ ), то концентрация дырок около эмиттера возрастет, а около коллектора останется по-прежнему равной нулю (рис. 4.2, в, кривая 3). При этом увеличится градиент концентрации и, следовательно, возрастет диффузионный ток дырок к коллектору.

Еще большее смещение эмиттерного перехода приведет к еще большему возрастанию градиента (кривая 4).

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

$$I_{эp} = I_{э, \text{рек}} + I_{кp},$$

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

При изготовлении транзистора базу делают тонкой и бедной основными носителями заряда, 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  $I_{э. рек} \ll I_{кр}$ .

Отношение

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

называют *коэффициентом переноса*.

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

$$\alpha_n = \frac{I_{кр}}{I_{э}} = \frac{I_{кр}}{I_{эп}} \cdot \frac{I_{эп}}{I_{э}} = \delta\gamma = 0,95 \div 0,99 \quad (4.2)$$

называют *статическим (интегральным) коэффициентом передачи тока эмиттера*; она также близка к единице. Этот коэффициент показывает, какая часть тока эмиттера замыкается через коллекторную цепь.

Из первого закона Кирхгофа применительно к транзистору следует

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

где  $I_{э} = I_{эп} + I_{э. рек} + I_{кр}$ ,  $I_{б} = I_{эп} + I_{э. рек} - I_{кб0}$ ,  $I_{к} = I_{кр} + I_{кб0}$ . Используя формулу (4.3), получим  $I_{к} = \alpha_n I_{э} + I_{кб0}$ . Наряду с  $\alpha_n$  часто используют *статический (интегральный) коэффициент передачи тока базы*:

$$\beta_n = \frac{I_{кр}}{I_{эп} + I_{э. рек}} = \frac{I_{к} - I_{кб0}}{I_{б} + I_{кб0}}. \quad (4.4)$$

## § 4.2. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

В зависимости от того, какой электрод является общим для входной и выходной цепей, различают три схемы включения транзистора: с общей базой (сокращенно *ОБ*, рис. 4.4, а), с общим эмиттером (*ОЭ*, рис. 4.4, б) и с общим коллектором (*ОК*, рис. 4.4, в).

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

Если ток эмиттера возрастет на  $\Delta I_{э}$ , например, из-за увеличения напряжения эмиттера при воздействии напряжения сигнала  $\Delta U_c$ ,

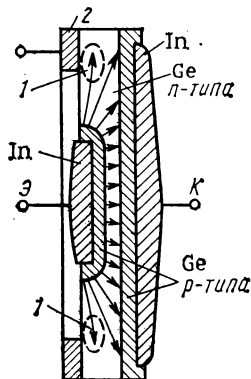


Рис. 4.3. Разрез сплавного плоскостного транзистора типа *p-n-p*, изготовленного на основе германия (стрелками показаны пути дырок, движущихся под действием диффузии в направлении уменьшения концентрации):

1 — область усиленной рекомбинации; 2 — контактное кольцо базы

то соответственно возрастут и остальные токи. Для этого случая

$$I_э + \Delta I_э = I_к + \Delta I_к + I_б + \Delta I_б. \quad (4.5)$$

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

$$\Delta I_э = \Delta I_к + \Delta I_б. \quad (4.6)$$

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

$$\Delta I_к \approx \Delta I_э.$$

Транзистор характеризуют коэффициентом (дифференциальным) прямой передачи по току, который представляет собой отно-

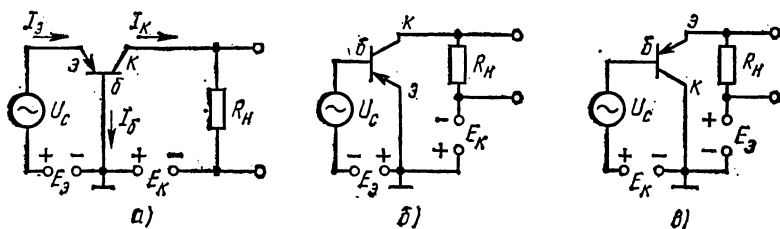


Рис. 4.4. Основные схемы включения транзистора

шение приращения выходного тока к вызывающему 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

$$\alpha = \Delta I_к / \Delta I_э \text{ при } U_к = \text{const}. \quad (4.7)$$

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

$$\alpha \approx \alpha_n = 0,95 \div 0,995.$$

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

$$\Delta I_к = \alpha \Delta I_э. \quad (4.8)$$

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

$$\Delta I_б = \Delta I_э - \Delta I_к.$$

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

$$\Delta I_б = \Delta I_э - \alpha \Delta I_э = \Delta I_э (1 - \alpha). \quad (4.9)$$

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

$$\beta = \Delta I_к / \Delta I_б. \quad (4.10)$$

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

$$\beta = \frac{\alpha I_3}{\Delta I_3 (1 - \alpha)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \approx \frac{1}{1 - \alpha}, \quad (4.11)$$

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

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

На практике часто используют примерные равенства

$$\alpha = \alpha_n \approx I_K / I_3, \quad (4.13)$$

$$\beta = \beta_n \approx I_K / I_6, \quad (4.14)$$

которые справедливы при условии  $I_K \gg I_6 > I_{K60}$ .

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

$$I_K \approx \alpha I_3, \quad (4.15)$$

$$I_6 \approx I_K / \beta = I_3 / (1 - \alpha). \quad (4.16)$$

### § 4.3. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Режим транзистора в любой схеме включения определяется токами и напряжениями на входе и выходе схемы. Для получения статической характеристики одну из четырех величин выбирают в качестве аргумента, другую — в качестве функции. 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 величины, получают семейство статических характеристик транзистора. На рис. 4.5, а изображена принципиальная схема для снятия статических характеристик с общей базой. Полярность источников

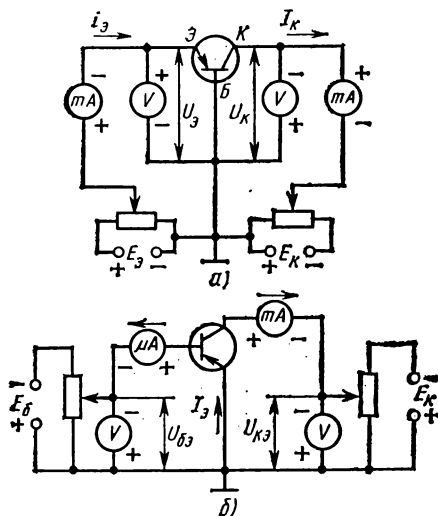


Рис. 4.5. Схемы для снятия характеристик транзистора:

а — с общей базой; б — с общим эмиттером

тания устанавливается в зависимости от типа транзистора (*p-n-p* или *n-p-n*).

Входные (или эмиттерные) статические характеристики транзистора в схеме с ОБ представляют собой зависимость

$$I_3 = \varphi(U_3) \text{ при } U_K = \text{const.}$$

На рис. 4.6 приведены характеристики для германиевого мало-мощного *p-n-p*-транзистора.

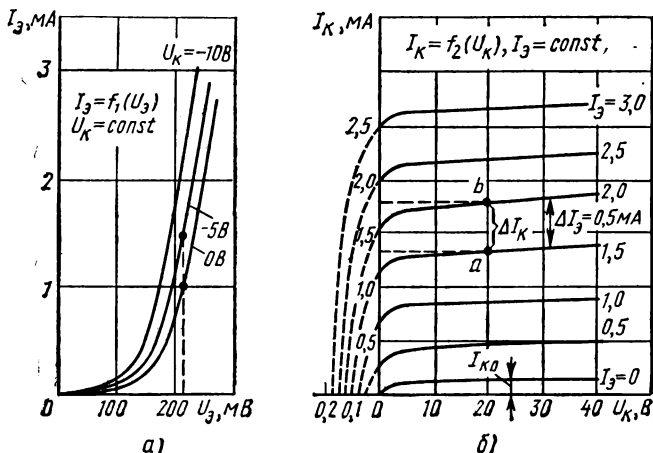


Рис. 4.6. Семейство входных (а) и выходных (б) характеристик транзистора в схеме с общей базой

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).

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  $r'_6$  (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  $r'_6$  является общим для входной и выходной цепей. На рис. 4.7, б оно вынесено за пределы идеального транзистора, у которого собственное сопротивление базы принимают равным нулю.

Пусть в данной схеме  $U_3 = \text{const}$ , тогда напряжение на эмиттере идеального транзистора, определяющее ток эмиттерного перехода:

$$U'_3 = U_3 - r'_6 I_6 = U_3 - r'_6 (I_{3n} + I_{3, \text{рек}} - I_{60}). \quad (4.17)$$

При подаче или увеличении по модулю коллекторного напряжения появляется или несколько увеличивается  $I_{к60}$ . Кроме того, уменьшается  $I_{э, рек}$ , так как при увеличении коллекторного напряжения происходит расширение коллекторного перехода и соответственно реальная ширина базы  $d'_б$  уменьшается (рис. 4.7, а). Поэтому напряжение  $U'_э$ , приложенное к эмиттеру идеального транзистора, при увеличении  $|U_к|$  и  $U_э = \text{const}$  согласно формуле (4.17) возрастает, что и объясняет увеличение тока эмиттера и смещение влево входной статической характеристики транзистора с ОБ. При  $U_к = -10$  В входная статическая характеристика сместится влево еще больше и так до  $U_{к \text{ max}}$ .

Выходные, или коллекторные, статические характеристики транзистора с ОБ представляют собой функцию  $I_к = \varphi(U_к)$  при  $I_э = \text{const}$  (рис. 4.6, б). Несмотря на то что напряжение на коллекторе для транзистора  $p-n-p$  отрицательное, характеристики принято изображать в положительных осях координат. Нулевая выходная характеристика ( $I_э = 0$ ) является обычной характеристикой диода, включенного в обратном направлении. Увеличение тока  $I_э$  от 0,5 до 3 мА ведет к сдвигу входной характеристики (рис. 4.6, б).

Как известно, при появлении тока эмиттера ток коллектора увеличивается на  $I_{кр} = \alpha I_э \approx I_э$ . Ток  $I_{кр}$  можно рассматривать как искусственно созданный дополнительный ток неосновных носителей заряда коллекторного перехода. Поэтому на основании формулы (2.12), где  $I_0 = I_{кр}$ , можно утверждать, что любая выходная статическая характеристика транзистора с ОБ представляет собой вольт-амперную характеристику полупроводникового диода, смещенную по оси обратного тока на  $I_{кр}$ .

При обратно смещенном коллекторном переходе наблюдается незначительное увеличение наклона выходных характеристик при переходе от меньшего значения  $I_к$  к большему. Это объясняется косвенным влиянием коллекторного напряжения на  $I_{кр}$  (с увеличением  $U_к$  уменьшается  $d'_б$  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 больших токах эмиттера выходные статические характеристики сближаются, так как при этом происходит относительное увеличение  $I_{э, рек}$  и  $I_{эн}$ , т. е. статический коэффициент прямой передачи по току  $\alpha_i = I_{кр}/I_э$  уменьшается. Более подробно этот вопрос будет освещен далее.

Для снятия начальных участков выходных статических характеристик транзисторов с ОБ необходимо в схеме (см. рис. 4.5, а) изме-

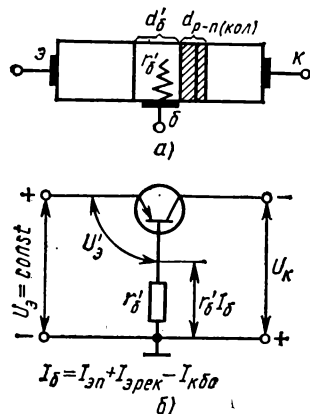


Рис. 4.7. Структура (а) и эквивалентная схема (б) транзистора, иллюстрирующие действие сопротивления  $r'_б$  в транзисторе



нить полярность коллекторного напряжения. Статистические характеристики транзистора с ОЭ снимают с помощью схемы, изображенной на рис. 4.5, б. Входные статистические характеристики транзисторов с ОЭ представляют собой зависимость  $I_6 = \varphi(U_6)$  при  $U_K = \text{const}$ .

Эти характеристики показаны на рис. 4.8, а. Входным током транзистора при данной схеме включения является ток базы. Так

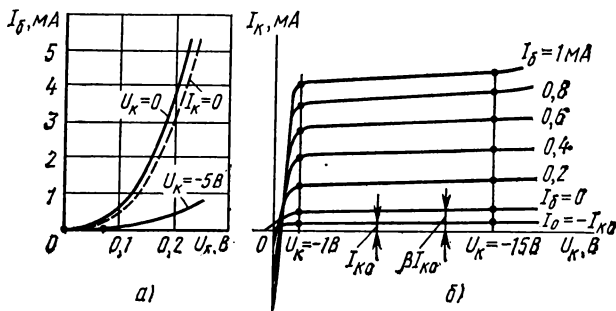


Рис. 4.8. Семейство входных (а) и выходных (б) характеристик транзистора в схеме с общим эмиттером

как эмиттер в схеме заземлен (соединен с точкой нулевого потенциала), то напряжения  $U_6$  и  $U_K$  отсчитываются относительно эмиттера, т. е.  $U_6 = U_{6э}$ ;  $U_K = U_{кэ}$ .

Нулевая входная характеристика (при  $U_K = 0$  и  $U_6 < 0$ ) представляет собой суммарную характеристику эмиттерного и коллектор-

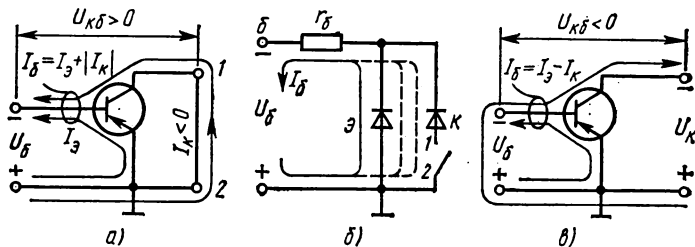


Рис. 4.9. Транзистор с ОЭ при коротком замыкании коллектора с эмиттером (а), распределение тока базы при замыкании (б), распределение тока при  $|U_K| > |U_6|$ , когда  $U_Kδ < 0$  (в)

ного переходов, соединенных параллельно и подключенных к источнику в прямом направлении (рис. 4.9, а). На рисунке видно, что при  $U_K = 0$  и  $U_6 < 0$  напряжение  $U_{кб} > 0$ . Это положительное напряжение, приложенное к коллекторному переходу, создает в коллекторной цепи ток, который по направлению противоположен обычному току коллектора. В этом случае ток коллектора отрицателен, а ток базы представляет собой сумму:

$$I_6 = I_э - I_K = I_э + |I_K|.$$

Заметим, что замыкание и размыкание коллектора (рис. 4.9, б) не могут привести к существенному изменению тока базы, который

в основном определяется сопротивлением  $r'_6$ . 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 пунктирной линией). При небольшом отрицательном напряжении на коллекторе (рис. 4.9, в), когда  $|U_k| > |U_6|$  (соответственно  $U_{к6} < 0$ ), 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 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 являются функцией  $I_k = \varphi(U_k)$  при  $I_6 = \text{const}$ . Вид этих характеристик показан на рис. 4.8, б.

Нулевая выходная характеристика (обратный ток коллектор — эмиттер) проходит через начало координат и в рабочей области  $|U| \geq 1$  В располагается на уровне, примерно равном  $\beta I_{кб.о.}$

Обратный ток коллектор — эмиттер в зависимости от состояния на входе принимает следующие значения:  $I_{кэк}$  — обратный ток коллектор — эмиттер при короткозамкнутых выводах эмиттера и базы;  $I_{кэ R}$  — обратный ток коллектор — эмиттер при заданном сопротивлении в цепи база — эмиттер;  $I_{кэ.о.}$  — обратный ток коллектор — эмиттер при разомкнутом выводе базы;  $I_{кэ x}$  — обратный ток коллектор — эмиттер при заданном обратном напряжении эмиттер — база.

В цепи база — эмиттер существуют обратный ток базы и обратный ток эмиттера. Обратный ток базы  $I_{6э x}$  — ток в цепи базового вывода при заданном обратном напряжении коллектор — эмиттер и заданном обратном напряжении эмиттер — база. Обратный ток эмиттера  $I_{эб.о.}$  — ток через эмиттерный переход при заданном обратном напряжении эмиттер — база и разомкнутой цепи коллектора.

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 больший наклон и более резко выраженное сближение при значительных токах базы.

Выходные статические характеристики пересекают ось ординат в точках  $I_k < 0$ . При этом значение  $|I_k|$  оказывается тем большим,

чем больше  $I_6$ , так как увеличение  $I_6$  достигается с помощью увеличения  $|U_6|$ , что соответственно увеличивает (по модулю) и ток коллектора, проходящий в обратном направлении (рис. 4.9, а). Начальный участок выходных характеристик транзистора в схеме с ОЭ, где  $I_k < 0$ , не имеет практического значения и поэтому в справочниках не приводится.

При смене полярности напряжения на базе ( $U_6 > 0$ ) можно установить ток базы  $I_6 = -I_{кб.о.}$  В этом случае  $I_3 = 0$ , а  $I_k = I_{кб.о.}$  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 с ОЭ  $I_{кб.о.}$  является неуправляемым током коллекторной цепи.

На рис. 4.10 показана примерная зависимость  $\alpha = f(I_3)$  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  $I_{31}$ , кривая 1 на 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  $I_{32}$  и  $I_{33}$  (кривые 2 и 3 на рис. 4.2, в), создаются оптимальные условия для переноса дырок через базу. При этих токах  $I_{кр} \approx I_3$ , 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 значению 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 заряда, что, как известно, снижает эффективность эмиттера.

На рис. 4.11 показана зависимость  $\beta = \varphi(I_6)$ . Эта зависимость подобна характеристике  $\alpha = f(I_3)$  (см. рис. 4.10), так как большему току эмиттера (при прочих равных условиях) соответствует больший ток базы, а большему значению  $\alpha$  — большее значение  $\beta$ .

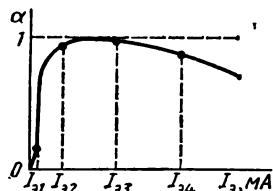


Рис. 4.10. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора с ОБ  $\alpha$  от тока эмиттера

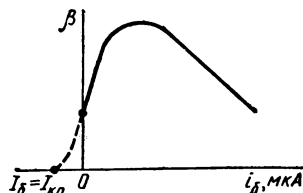


Рис. 4.11. Зависимость  $\beta$  от тока базы

## § 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 на транзисторе, включенного с ОБ. В цепь коллектора транзистора включена нагрузка  $R_H$ , а в цепь эмиттера — источник усиливаемого сигнала  $u_c$ . Для простоты рассуждений будем считать, что  $u_c = \pm \Delta U_c$  (под приращениями можно понимать любые мгновенные значения усиливаемого сигнала).

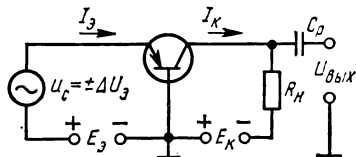


Рис. 4.12. Схема простейшего усилителя напряжения на транзисторе, включенного по схеме с ОБ

При положительном приращении напряжения в цепи эмиттера ток эмиттера возрастает на  $\Delta I_3 = \Delta U_3 / R_{\text{вх. об}}$ , где  $R_{\text{вх. об}}$  — сопротивление для переменного тока входной цепи транзистора, включенного по схеме с ОБ. Это сопротивление представляет собой динамическое сопротивление перехода эмиттер — база, 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 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:

$$\Delta U_H = \Delta I_K R_H = K_i \Delta I_3 R_H \approx \alpha \frac{\Delta U_3}{R_{\text{вх. об}}} R_H,$$

поэтому коэффициент усиления схемы по напряжению оказывается равным

$$K_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_3} \approx \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}}. \quad (4.18)$$

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 по мощности*

$$K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{нм}} I_{\text{нм}}}{2} \frac{2}{U_{\text{эм}} I_{\text{эм}}} = \frac{\Delta I_K \Delta U_H}{\Delta I_3 \Delta U_3} = K_i K_u \approx \alpha^2 \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}} \gg 1. \quad (4.19)$$

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 проходит под действием большего напряжения по большему сопротивлению нагрузки ( $R_H \gg R_{\text{вх. об}}$ ). Поэтому одинаковые приращения токов связаны с различными приращениями напряжений:  $\Delta U_K \gg \Delta U_3$ .

Аналитическое выражение нагрузочной характеристики транзистора с ОБ для усилительного каскада на сопротивлениях имеет вид

$$U_k = E_k - I_k R_n. \quad (4.20)$$

Это уравнение прямой линии, которая проведена через две точки, отложенные на осях координат. Точка на оси абсцисс соответствует напряжению источника питания коллектора  $E_k$ , а точка на оси ординат определяется равенством  $I_k = E_k / R_n$ .

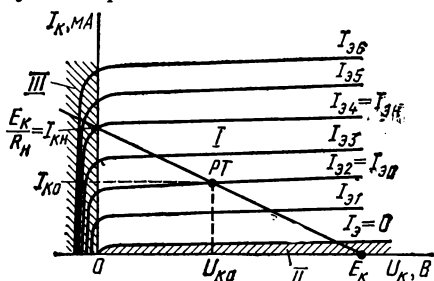


Рис. 4.13. Нагрузочная характеристика УНЧ

Построение нагрузочной коллекторной характеристики на семействе выходных статических характеристик показано на рис. 4.13. Рабочая точка на нагрузочной коллекторной характеристике задается током эмиттера  $I_{э0}$ .

В коллекторной цепи рабочая точка определяет постоянные составляющие коллекторного тока  $I_{к0}$  и коллекторного напряжения  $U_{к0}$ .

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  $U_k < 0$ ,  $U_э \leq 0$ .

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), обозначают  $I_{э, \text{нас}}$ ,  $I_{к, \text{нас}}$ ,  $I_{б, \text{нас}}$ . При переходе транзистора в режим насыщения происходит смена знака коллекторного напряжения:  $U_k$  становится положительным. Более подробно режим насыщения транзистора рассмотрен в § 4.7.

В усилительных схемах наиболее часто используют транзисторы, включенные по схеме с ОЭ. На рис. 4.14 показана простейшая схема усилителя напряжения на транзисторе, включенного по схеме с ОЭ. В этой схеме усиливаемый сигнал подается в цепь базы. Напряжение сигнала  $u_c = \pm U_б$ , входным током является ток базы, приращения

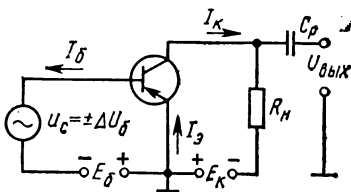


Рис. 4.14. Схема простейшего усилителя на транзисторе, включенного по схеме с ОЭ

которого относительно малы. При  $\Delta U_6 = \Delta U_9$  входное сопротивление усилительной схемы на транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, больше выходного сопротивления транзистора, включенного по схеме с ОБ:

$$R_{\text{вх. оэ}} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_6} = \frac{\Delta U_9 \beta}{\Delta I_9 \alpha} = R_{\text{вх. об}} \frac{\beta}{\alpha} \approx R_{\text{вх. об}} \beta, \quad (4.21)$$

где  $\Delta I_6 = \Delta I_k / \beta = \Delta I_9 \alpha / \beta$ .

Коэффициент усиления по напряжению схемы транзистора с ОЭ

$$K_u = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_6} = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_9} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_9} \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}} = \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}}. \quad (4.22)$$

При одинаковой нагрузке коэффициенты усиления по напряжению в обеих схемах равны.

Коэффициент усиления по мощности схемы транзистора, включенного по схеме с ОЭ:

$$K_p = K_i K_u \approx \beta \alpha \frac{R_H}{R_{\text{вх. об}}}, \quad (4.23)$$

т. е. в  $\beta$  раз больше, чем  $K_p$  схемы с общей базой.

На рис. 4.15 показана нагрузочная коллекторная характеристика транзистора с ОЭ при  $E_k = 10$  В и  $R_H = 400$  Ом, нанесенная на се-

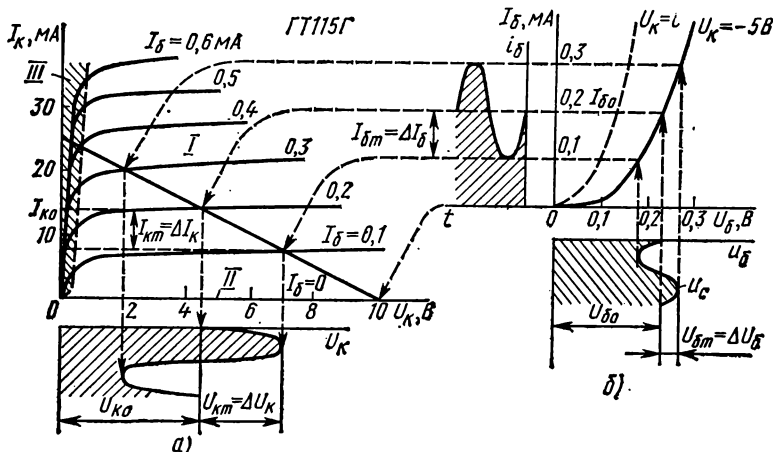


Рис. 4.15. Иллюстрация работы усилителя на транзисторе с ОЭ:  
а — нагрузочная коллекторная характеристика; б — входная характеристика

мейство статических выходных характеристик транзистора ГТ115Г. Мелкий масштаб характеристик не позволяет выделить на данном рисунке область отсечки, которая, как и в схеме включения транзистора с ОБ, определяется неуправляемым током коллектора. Область III насыщения транзистора, в которой увеличение тока базы не вызывает заметных изменений тока коллектора, заштрихована. В этой области  $U_{кз}$  остается отрицательным, но  $U_{кб}$ , как и в схеме с ОБ, становится положительным.

На рис. 4.15, б показана входная характеристика транзистора, которая в усилительном режиме практически совпадает со статической характеристикой, снятой при  $U_k = -5$  В.

Временные диаграммы на рис. 4.15 иллюстрируют работу усилительного 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 (тока базы). При изменении тока базы изменяется выходной ток (ток коллектора) и в коллекторной цепи формируется усиленный сигнал, который через разделительный конденсатор поступает на выход каскада. Для данной схемы:

$$R_{\text{вх. оэ}} = \frac{\Delta U_6}{\Delta I_6} = \frac{0,035}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 350; \quad K_t = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} = \frac{6,5}{0,1} = 65 \approx \beta;$$

$$K_u = \Delta U_k / \Delta U_6 = \frac{2,5}{0,035} = 71,5; \quad K_p = K_u K_t = 4650.$$

В отличие от усилительных схем на электронных лампах схемы на транзисторах обладают некоторыми специфическими особенностями:

1) в любой из схем включения транзистора во входной цепи проходит ток усиливаемого сигнала, следовательно, расходуется мощность. Поэтому любой из усилительных каскадов на транзисторах можно рассматривать как усилитель мощности;

2) входное сопротивление схем конечно и относительно мало, особенно в схемах с ОБ и ОЭ, 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 сопротивлениями, коэффициентами передачи напряжения и тока с входа на выход и с выхода на вход. Усилительные свойства транзистора в эквивалентной схеме учитывают с помощью генератора тока или напряжения, включенного в выходную цепь, значение сигнала которого зависит от входного тока транзистора.

Элементы, образующие эквивалентную схему, можно рассматривать как параметры транзистора.

Из-за нелинейности характеристик транзистора все элементы эквивалентных схем оказываются зависимыми от режима, определяемого положением рабочей точки на этих характеристиках.

Измеряют параметры транзистора с помощью малых сигналов,

поэтому отдельные участки криволинейных характеристик с большой точностью можно принять за отрезки прямых линий.

На рис. 4.16 показана эквивалентная схема транзистора, соответствующая его физическим параметрам. Каждому элементу эквивалентной схемы можно придать определенный физический смысл:  $r_э$  — дифференциальное (динамическое) сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении. Это сопротивление, как и динамическое сопротивление полупроводникового диода, включенного в прямом направлении, в зависимости от режима имеет значения от единиц до десятков ом;  $r_б$  — сопротивление базы, для переменного тока примерно равное сопротивлению базы для постоянного тока  $r'_б$  и составляющее несколько сотен ом;  $r_к$  — дифференциальное (динамическое) сопротивление коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении, оно составляет сотни тысяч ом.

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода

$$r_к = dU_к/dI_к = \Delta U_к/\Delta I_к \text{ при } I_э = \text{const}$$

определяется приращением тока коллектора, вызванного изменением коллекторного напряжения при постоянном токе эмиттера. Как

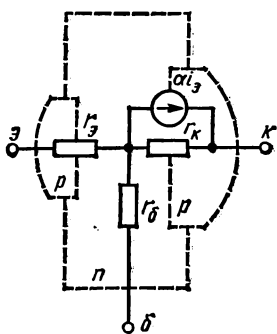


Рис. 4.16. Физическая эквивалентная схема транзистора

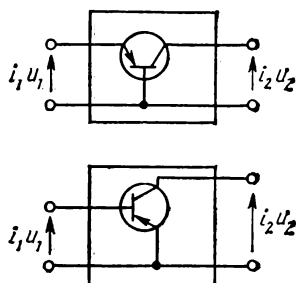


Рис. 4.17. Транзистор, представленный в виде четырехполюсника

отмечалось, это приращение возникает в основном из-за меняющейся ширины базы.

Генератор тока  $\alpha I_э$  в выходной цепи характеризует усилительные свойства транзистора.

Преимущество физических параметров заключается в том, что они не зависят от способа включения транзистора в схему.

Недостаток физических параметров заключается в том, что некоторые из них невозможно непосредственно измерить.

Поэтому на практике часто пользуются вторичными параметрами транзистора, характеризующими его как активный линейный четырехполюсник (рис. 4.17). Активность транзистора проявляется в его усилительных свойствах. Линейностью он обладает только при воздействии малых сигналов.



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

$$\left. \begin{aligned} u_1 &= h_{11}i_1 + h_{12}u_2, \\ i_2 &= h_{21}i_1 + h_{22}u_2, \end{aligned} \right\} \quad (4.24)$$

где  $h_{11}$ ,  $h_{12}$ ,  $h_{21}$ ,  $h_{22}$  — коэффициенты.

Из уравнений (4.24) находим:

1) 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;

2) 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;

3) 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 —  $\beta$ ;

4) 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  $h_{116}$ ,  $h_{126}$  и т. д. для схемы с ОБ и  $h_{113}$ ,  $h_{123}$  и т. д. для схемы с ОЭ.

Между  $h$ -параметрами и физическими параметрами транзистора существует следующая связь:

$$\left. \begin{aligned} r_3 &= h_{116} - \frac{h_{126}(1+h_{216})}{h_{226}} = \frac{h_{123}}{h_{223}}; \\ r_6 &= \frac{h_{126}}{h_{226}} = h_{113} - \frac{h_{123}(1+h_{213})}{h_{223}}; \\ r_k &= (1-h_{216})/h_{226} = (1+h_{213})/h_{223}; \\ \alpha &= -h_{216} = h_{213}/(1+h_{213}). \end{aligned} \right\} \quad (4.25)$$

Формула (4.25) позволяет выразить  $h$ -параметры одной схемы включения транзистора через  $h$ -параметры другой схемы.

Параметры  $h$  можно определить и по статическим характеристикам транзистора. Выражая значения токов и напряжений через конечные приращения (рис. 4.18), для схемы транзистора с ОБ получим

$$h_{116} = \Delta U_3 / \Delta I_3 \text{ при } U_k = 0; U'_k = \text{const.}$$

Приращения  $\Delta U_3$  и  $\Delta I_3$  определяем по треугольнику  $abc$  (рис. 4.18, а), построенному на входной характеристике, снятой при

$$\begin{aligned} U_K &= U'_K = \text{const}; \\ h_{126} &= \Delta U_3 / \Delta U_K \text{ при } \Delta I_3 = 0; \\ I_3 &= \text{const}. \end{aligned}$$

Приращение  $\Delta U_K$  определяем по прямой  $bd$  (рис. 4.18, а), где  $\Delta U_K = U''_K - U'_K$ ;

$$h_{216} = \Delta I_K / \Delta I_3 \text{ при } \Delta U_K = 0.$$

Приращение  $\Delta I_K$  определяем из рис. 4.18, б, где  $\Delta I_K = I''_K - I'_K$ ;

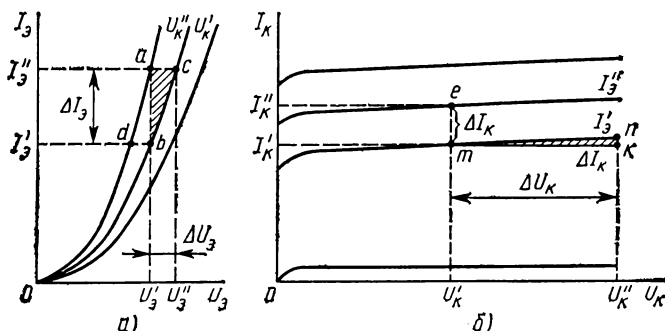


Рис. 4.18. Определения  $h$ -параметров по статическим характеристикам

$$\begin{aligned} h_{226} &= \Delta I_K / \Delta U_K \text{ при } \Delta I_3 = 0; \\ I_3 &= \text{const}. \end{aligned}$$

Приращения  $\Delta I_K$  и  $\Delta U_K$  находим из треугольника  $mkn$  (рис. 4.18, б).

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.

Для анализа работы высокочастотного транзистора удобно пользоваться системой проводимостей.

Если принять, что сопротивление источника сигнала на входе и выходное сопротивление близки к нулю, т. е. осуществить короткое замыкание, то можно составить новую систему уравнений, где за независимые переменные принимают токи  $i_1$  и  $i_2$ , а напряжения  $u_1$  и  $u_2$  являются зависимыми.

В этом случае получим следующие уравнения четырехполюсника:

$$\begin{aligned} i_1 &= u_1 y_{11} + u_2 y_{12}; \\ i_2 &= u_1 y_{21} + u_2 y_{22}. \end{aligned}$$

Преобразуем их для схемы транзистора с ОБ, где  $u_1 = u_3$ :

$$u_2 = u_k; \quad i_1 = i_3; \quad i_2 = i_k;$$

$$i_3 = u_3 y_{11} + u_k y_{12};$$

$$i_k = u_3 y_{21} + u_k y_{22};$$

здесь  $y_{11}$  — входная проводимость транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи, т. е. при  $u_k = 0$   $y_{11} = i_3/u_3$ ;  $y_{12}$  — обратная проводимость (проводимость обратной связи) транзистора в режиме короткого замыкания входной цепи, т. е. при  $u_3 = 0$   $y_{12} = i_3/u_k$ . Через эту проводимость возникает паразитная обратная связь в транзисторе. Чем меньше  $y_{12}$ , тем меньше паразитная обратная связь;

$y_{21}$  — прямая проходная проводимость транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи, т. е. при  $u_k = 0$   $y_{21} = i_k/u_3$  показывает, насколько изменился ток коллектора при изменении напряжения на эмиттерном переходе в режиме короткого замыкания выходной цепи;

$y_{22}$  — выходная проводимость транзистора в режиме короткого замыкания входной цепи, т. е. при  $u_3 = 0$   $y_{22} = u_k/i_k$ .

Недостатком системы  $y$ -параметров является то, что приходится создавать режим короткого замыкания на входе, что далеко от реальных условий работы транзистора.

#### § 4.6. ЧАСТОТНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

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.

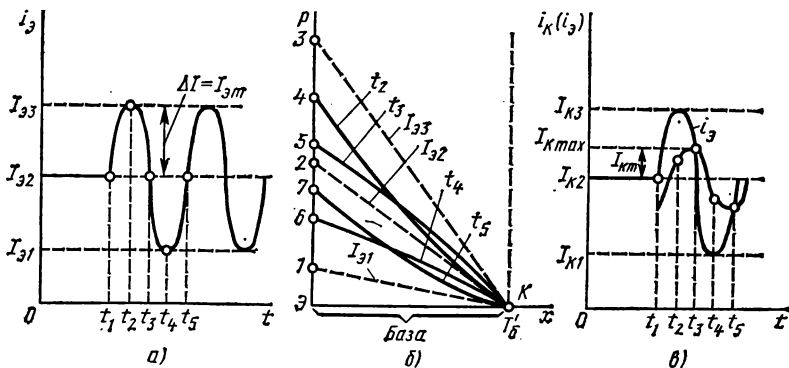


Рис. 4.19. Распределение концентрации дырок в базе при медленных и быстрых изменениях тока эмиттера:

$a$  — диаграмма тока эмиттера;  $b$  — распределение концентрации дырок в базе для различных моментов времени;  $c$  — диаграмма тока коллектора

Для направленного переноса частиц необходимо, чтобы их концентрация убывала в направлении переноса. Дырочный ток возле эмиттерного и коллекторного переходов пропорционален градиенту

концентрации дырок в этих сечениях, т. е. пропорционален углу наклона касательной, проведенной к кривой распределения концентрации в соответствующих точках.

На рис. 4.19, б пунктирными 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  $\Delta t = t_2 - t_1$  (рис. 4.19, а) приведет к тому, что градиент концентрации дырок возле эмиттерного перехода увеличится и будет соответствовать току  $I_{э3}$  (в точке 4 в момент времени  $t_2$  градиент концентрации дырок равен градиенту в точке 3, рис. 4.19, б). Градиент концентрации дырок возле коллекторного перехода возрастет 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  $\Delta I_э = I_{э3} - I_{э2}$  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. 4.19, б 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 пунктирной линией, исходящей из точки 2. В промежутке времени  $t_2 - t_3$ , 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,  $I_{к\max} < I_{к3}$ , откуда  $I_{км} < I_{эм}$ .

На рис. 4.19, 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 становится меньше возможной амплитуды коллекторного тока на более низкой частоте, которая при относительно медленных изменениях примерно равна  $I_{эм}$ , т. е.  $h_{216} = I_{км}/I_{эм} = \Delta I_к/\Delta I_э$  с увеличением частоты уменьшается. Кроме того, переменные составляющие токов коллектора и эмиттера оказываются сдвинутыми по фазе на некоторый угол ( $i_к$  отстает от  $i_э$ ). Данные утверждения становятся очевидными, если диаграмму тока эмиттера совместить с диаграммой тока

коллектора (на рис. 4.19, в ток эмиттера показан штрихпунктирной линией).

На рис. 4.20 отражена зависимость коэффициента прямой передачи тока транзистора, включенного по схеме с ОБ, от частоты.

Ту частоту, на которой модуль коэффициента передачи тока падает на 3 дБ по сравнению с его низкочастотным значением, называют предельной частотой коэффициента передачи тока транзистора:

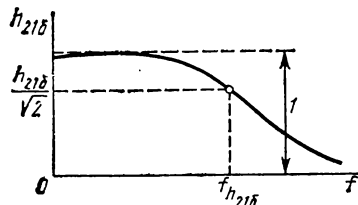


Рис. 4.20. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора, включенного по схеме с ОБ, от частоты

$$f_{h_{21\delta}} \approx \frac{1,2 D_P}{\pi d_0^2}. \quad (4.26)$$

Пусть  $h_{21\delta} = 0,99$ , тогда  $h_{21\delta} = 100$ . На предельной частоте  $h_{21\delta} = 0,99 / \sqrt{2} = 0,7$ , на этой же частоте  $h_{21\delta} = 0,7 / (1 - 0,7) \approx 2,3$ , что соответствует уменьшению  $h_{21}$  в  $100 / 2,3 \approx 43$  раза.

Из этого примера видно, что частотные свойства транзистора в схеме с ОЭ хуже. Предельная частота в схеме с ОЭ примерно в  $h_{21\delta}$  раз ниже, чем в схеме с ОБ.

При расчете схем часто используют в качестве параметра граничную частоту  $f_{гр}$ , на которой модуль коэффициента прямой передачи тока транзистора с ОЭ становится равным единице (рис. 4.21).

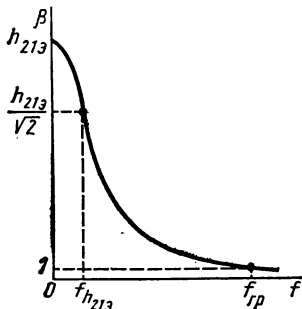


Рис. 4.21. Зависимость коэффициента прямой передачи по току транзистора, включенного по схеме с ОЭ, от частоты

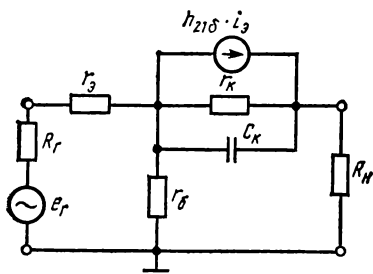


Рис. 4.22. Эквивалентная схема усилительного каскада на транзисторе с ОБ для высоких частот

Второй причиной, ухудшающей усилительные свойства транзистора с увеличением частоты, является емкость коллекторного перехода  $C_k \approx C_{зар}$ .

На рис. 4.22 показана простейшая эквивалентная схема усилительного каскада на транзисторе с ОБ для высоких частот. На этой схеме видно, что емкость  $C_k$  шунтирует сопротивление  $r_6 + R_n$  (сопротивлениями  $r_k$  и  $R_r$  можно пренебречь, так как они велики по сравнению с  $R_n$  и  $r_6$ ). Условно можно считать, что шунтирующее

действие емкости оказывается заметным, когда ее сопротивление становится меньше шунтируемого, т. е.  $1/(\omega C_k) \leq r_6 + R_n$ .

Если принять  $R_n = 0$ , то частотные свойства коллекторной цепи непосредственно самого транзистора могут быть оценены с помощью равенства

$$\omega_k = 1/(r_6 C_k) \text{ или } r_6 C_k = 1/\omega_k, \quad (4.27)$$

где  $r_6 C_k$  — параметр транзистора, называемый постоянной времени цепи обратной связи на высокой частоте;  $\omega_k$  — круговая частота, начиная с которой следует учитывать шунтирующее действие  $C_k$ .

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  $f_{h21}$ . 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 [см. формулу (4.27)]. Поэтому частотные свойства таких транзисторов определяются не граничной частотой, а постоянной времени коллекторной цепи  $r_6 C_k$ .

Следует заметить, что на этих частотах транзистор еще может усиливать и генерировать электрические колебания. Но существует некоторая максимальная частота (или частота генерации), на которой коэффициент усиления транзистора по мощности становится равным единице. На частотах, больших  $f_{\max}$ , транзистор окончательно теряет свое усилительное свойство.

Эта частота для всех схем включения транзистора одинакова и определяется как

$$f_{\max} = \sqrt{\frac{h_{216} f_{h21}}{30 r_6 C_k}}. \quad (4.28)$$

*Максимальной частотой генерации называют наибольшую частоту, при которой транзистор способен генерировать в схеме автогенератора.*

#### § 4.7. ИМПУЛЬСНЫЕ СВОЙСТВА ТРАНЗИСТОРОВ

При работе транзистора в импульсных схемах различают режимы малого и большого сигнала. В импульсном режиме малого сигнала транзистор работает в линейной области характеристик. При большом сигнале транзисторы работают в режиме переключения (в режиме ключа), поскольку их назначение заключается в замыкании и размыкании цепи нагрузки при поступлении во входную цепь управляющих сигналов. В ключевом режиме всегда имеется переход из области отсечки в область насыщения.

На рис. 4.23 приведена схема простейшего ключа с транзистором в схеме с ОБ, а на рис. 4.24 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, а при этом через нагрузку, включенную в коллекторную цепь, проходит максимально возможный ток  $I_K \approx I_{K, \text{нас}} = E/R_K$ .

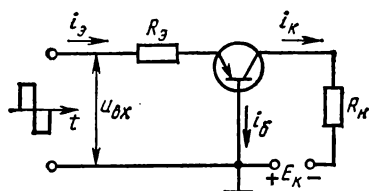


Рис. 4.23. Схема ключа на транзисторе с ОБ

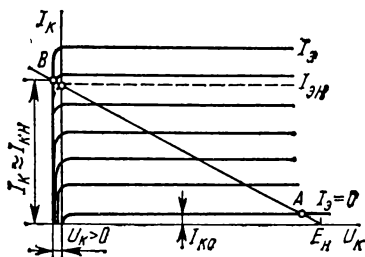


Рис. 4.24. Нагрузочная коллекторная характеристика транзисторного ключа (положение рабочей точки при переключении транзистора)

В точке А транзистор попадает в режим отсечки, при этом через нагрузку проходит лишь неуправляемый ток коллектора, который мал и в дальнейших рассуждениях будет считаться равным нулю:  $I_{K, \text{о}} = 0$ .

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 зависит от переходных процессов в базе, связанных с накоплением и рассасыванием неравновесных зарядов, т. е. зарядкой и разрядкой диффузионной емкости эмиттерного перехода.

На рис. 4.25 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие переходные процессы в цепях транзистора, работающего в режиме ключа.

На вход транзистора подается управляющий сигнал в виде скачков напряжения, производящих замыкание и размыкание транзисторного ключа (как будет показано далее, размыкание лучше производить подачей небольшого запирающего напряжения на эмиттер).

В промежутке времени  $0-t_1$  транзистор закрыт, ток коллектора практически равен нулю, ключ разомкнут. В момент времени  $t_1$  подается отпирающее напряжение и в цепи эмиттера появляется ток.

Ток  $I_3 - I_{3, \text{нас}} = I_{3, \text{изб}}$  называют *избыточным*.

После возникновения тока эмиттера ток в коллекторной цепи появляется не сразу, а по истечении некоторого времени, называемого

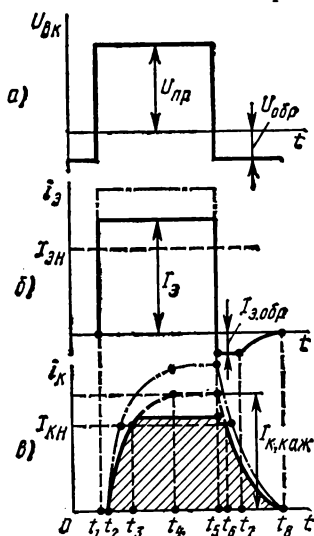


Рис. 4.25. Временные диаграммы работы транзистора в режиме ключа:

а — входное напряжение; б — ток эмиттера; в — ток коллектора

мого временем задержки ( $t_{зд}$ ). *Время задержки представляет собой интервал времени между моментом нарастания фронта входного импульса до значения, соответствующего 10% его амплитуды, и моментом нарастания фронта выходного импульса до значения, соответствующего 10% его амплитуды.* Это время диффузионного перемещения через базу инжектированных в ней носителей. Следует заметить, что  $t_{зд}$  относительно мало и обычно при расчетах им пренебрегают.

Ток коллектора достигает значения насыщения не сразу, а лишь по мере накопления базой достаточного количества неравновесных носителей заряда (дырок). При этом в сечениях базы устанавливается требуемый градиент их концентрации. При этом ток коллектора возрастает примерно по экспоненте, стремящейся к уровню кажущегося тока коллектора  $I_{к. каж} = \alpha_n I_{\varepsilon}$  ( $I_{к. каж}$  — это ток коллекторной цепи, соответствующий  $I_{\varepsilon} > I_{\varepsilon, нас}$  при отсутствии насыщения). Когда коллекторный ток устанавливается на уровне  $I_{к} \approx I_{к, нас}$ , переходный процесс в коллекторной цепи заканчивается. Это происходит в момент времени  $t_3$ . Разность  $t_3 - t_2 = t_{нр}$  называют временем нарастания. Оно представляет собой интервал времени между моментами нарастания фронта импульса от значения, соответствующего 10% его амплитуды, до значения, соответствующего 90% его амплитуды.

*Интервал времени, являющийся суммой времени задержки и времени нарастания, называют временем включения  $t_{вкл}$ .*

На рис. 4.26 показаны диаграммы распределения концентрации дырок в базе. Моментам времени  $t_1$ ,  $t_2$  и  $t_3$  соответствуют кривые 1, 2 и 3.

После достижения коллекторным током значения  $I_{к, нас}$  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 ( $U_k > 0$ ), 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 устанавливается распределение концентрации дырок в соответствии с линией 4 на рис. 4.26, а. Из этого рисунка видно, что в режиме насыщения база транзистора накапливает избыточный заряд, прямо пропорциональный емкости (заштрихованный участок).

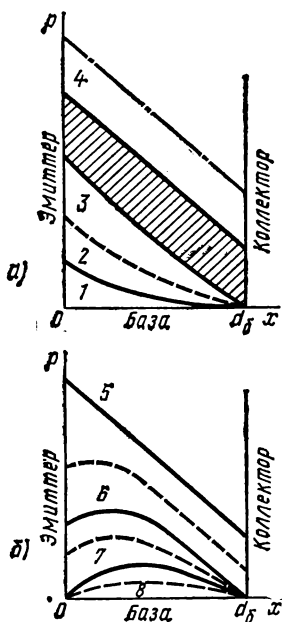


Рис. 4.26. Диаграммы распределения концентрации дырок в базе транзистора при переключении



Промежуток времени  $t_4 - t_1 = t_y$  называют *временем установления*. Он соответствует времени заряда диффузионной емкости эмиттерного перехода.

В установившемся режиме избыточный ток эмиттера целиком замыкается через цепь базы  $I_6 = I_{6н} + I_{э. изб.}$ , это происходит из-за усиленной рекомбинации дырок, которые в режиме насыщения не могут свободно попадать в коллектор.

Увеличение тока эмиттера вызовет увеличение избыточного заряда, накопленного базой (штрихпунктирная линия на рис. 4.26, а), ток же коллектора останется практически неизменным и равным  $I_{к. нас.}$ . После подачи на вход транзистора запирающего напряжения ток в цепи коллектора в течение некоторого промежутка времени  $t_{рас} = t_6 - t_5$ , называемого *временем рассасывания*, остается неизменным и равным  $I_{к. нас.}$ . Время рассасывания  $t_{рас}$  — интервал времени между моментом подачи на базу запирающего импульса и моментом, когда напряжение на коллекторе транзистора достигает заданного уровня. 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 времени в цепи эмиттера возникает значительный обратный ток  $I_{э.обр} \approx U_{обр}/R_э$ . Этот ток может сохранить неизменным свое значение до момента  $t_7$ .

На рис. 4.26, б показаны диаграммы распределения концентрации дырок в базе для моментов времени  $t_5$ ,  $t_6$ ,  $t_3$  (кривые 5, 6 и 7; промежуточные кривые показаны пунктирными линиями). После момента времени  $t_5$  ток коллектора скачкообразно уменьшится на небольшую величину, а после момента времени  $t_6$  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  $t_8 - t_6 = t_{сп}$  называют *временем спада импульса коллекторного тока*.

Интервал времени между моментом подачи на эмиттер запирающего импульса и моментом, когда напряжение на коллекторе транзистора достигает значения, соответствующего 10% от его амплитудного значения, называют *временем выключения*  $t_{выкл.}$

Обратный ток эмиттера способствует рассасыванию заряда в базе и тем самым уменьшает время рассасывания транзистора и время спада импульса коллекторного тока.

При увеличении глубины насыщения время нарастания и спада импульса сокращается, но увеличивается время рассасывания (см. рис. 4.25. Импульс коллекторного тока показан штрихпунктирной линией).

При малом сигнале ( $I_э \leq I_{э. нас.}$ ) транзистор находится в усиленном импульсном режиме. Амплитуда импульса коллекторного тока зависит от амплитуды тока эмиттера. Отсутствуют накопление базой избыточного заряда и время рассасывания. Время нарастания и спада импульса коллекторного тока определяется накоплением

и рассасыванием неравновесного заряда в базе, т. е. зарядом и разрядом диффузионной емкости эмиттера.

Следует заметить, что на переходные процессы в коллекторной цепи влияет также  $C_k$  (зарядка и разрядка этой емкости при переходе транзистора из одного состояния в другое вызывает увеличение  $t_{нр}$  и  $t_{сп}$ ).

На практике часто используют ключевую схему на транзисторе с ОЭ (рис. 4.27). Работа этой схемы во многом подобна работе схемы с ОБ, но имеются и некоторые различия: при той же форме коллекторного тока  $t_{нр}$ ,  $t_{рас}$  и  $t_{сп}$  несколько увеличиваются.

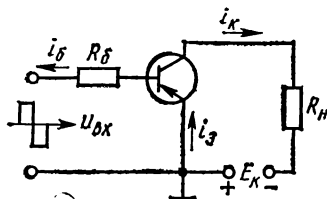


Рис. 4.27. Схема ключа транзистора с ОЭ

Кроме параметров, характеризующих инерционность транзистора, для расчета ключевых схем часто используют и некоторые другие параметры. Например, *напряжение*  $U_{кэ. нас}$  — напряжение между выводами коллектора и эмиттера транзистора в режиме насыщения при заданных токах коллектора и базы.

*Напряжение насыщения база — эмиттер*  $U_{бэ. нас}$  — напряжение между выводами базы и эмиттера транзистора в режиме насыщения при заданных токах базы и коллектора.

Эти напряжения измеряются при определенной глубине насыщения, характеризующейся коэффициентом насыщения  $K_{нас}$  — отношением тока базы в режиме насыщения к току базы на границе насыщения.

#### § 4.8. ПАРАМЕТРЫ ПРЕДЕЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРА И ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА ЕГО ПАРАМЕТРЫ

Транзистор, как и любой электронный прибор, характеризуется предельными режимами, превышение которых, как правило, приводит к нарушению его нормальной работы и выходу его из строя.

*Максимально допустимыми параметрами* называют значения режимов транзисторов, которые не допускается превышать ни при каких условиях эксплуатации и при которых обеспечивается заданная надежность.

Параметрами предельных токов являются:

$I_{к тах}$  — максимально допустимый постоянный ток коллектора;

$I_{э тах}$  — максимально допустимый постоянный ток эмиттера;

$I_{б тах}$  — максимально допустимый постоянный ток базы.

Максимально допустимые импульсные режимы приводятся для заданной скважности и длительности импульсов:

$I_{ки тах}$  — максимально допустимый импульсный ток коллектора;

$I_{эи тах}$  — максимально допустимый импульсный ток эмиттера;

$I_{к. нас тах}$  — максимально допустимый ток коллектора в режиме насыщения;

$I_{бн\max}$  — максимально допустимый постоянный ток базы в режиме насыщения.

К параметрам предельных напряжений относятся:

$U_{эб\max}$  — максимально допустимое постоянное напряжение эмиттер — база;

$U_{кб\max}$  — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — база;

$U_{кэ\max}$  — максимально допустимое постоянное напряжение коллектор — эмиттер;

$U_{кэ, и\max}$  — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — эмиттер;

$U_{кб, и\max}$  — максимально допустимое импульсное напряжение коллектор — база.

Важным параметром предельных режимов является предельная мощность:

$P_{к\max}$  — максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность коллектора;

$P_{к, ср. \max}$  — максимально допустимая средняя рассеиваемая мощность;

$P_{и\max}$  — максимально допустимая импульсная рассеиваемая мощность.

Предельные режимы транзисторов определяются теми же факторами, что и предельные режимы диодов (см. § 3.3). Максимально

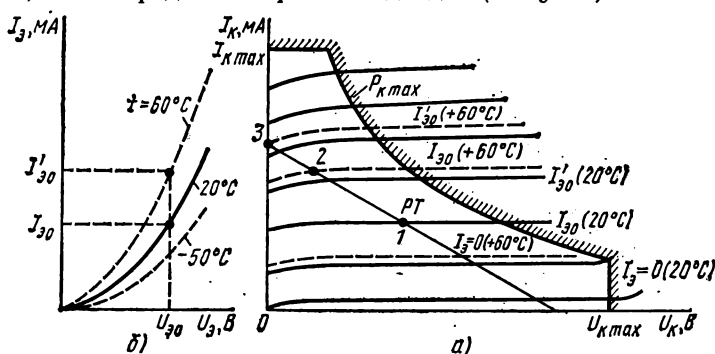


Рис. 4.28. Иллюстрации предельно допустимых режимов транзистора (а); смещение входных вольт-амперных характеристик транзистора с ОБ при изменении температуры (б)

допустимые напряжения ограничиваются пробивными напряжениями соответствующих переходов, максимально допустимые мощность и ток ограничиваются максимальной температурой перехода и тепловым пробоем. На рис. 4.28, а 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. Темпера-

тура  $p$ - $n$ -переходов в свою очередь зависит от температуры окружающей среды и от той электрической мощности, которая рассеивается в переходе в виде теплоты.

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  $t_{к\max}$ , которая зависит от максимальной температуры коллекторного перехода, в котором происходит выделение большей части рассеиваемой электрической мощности;

2) максимальная температура окружающей среды  $t_{о\max}$ , значение 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 рассеянии на переходе заданной мощности:

$$R_{пк} = (t_n - t_k) / P, \quad (4.29)$$

где  $t_n$  — температура перехода;  $t_k$  — температура корпуса.

Тепловое сопротивление переход — корпус приводится в справочниках для транзисторов 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  $R_{по}$ .

В этом случае температура перехода определяется по формуле

$$t_n = t_o + PR_{по}, \quad (4.30)$$

где  $t_o$  — температура окружающей среды.

Формулы (4.29) и (4.30) пригодны лишь для расчета средней температуры перехода. При работе транзисторов 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 изменяются все параметры транзистора. Но особенно сильно изменяется неуправляемый ток коллекторного перехода  $I_{кб.о}$ , значение которого, как и обратного тока диода, определяется формулой (3.1).

Изменение тока  $I_{кб.о}$  приводит к смещению коллекторных характеристик в область больших токов  $I_k = h_{21г} \alpha_n I_a + I_{кб.о}$ , что вызывает смещение положения рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике при  $I_{a0} = \text{const}$  (из точки 1 в точку 2 на рис. 4.28, а).

При увеличении температуры входные характеристики транзистора сдвигаются в область больших токов (аналогично характеристикам диода при прямом включении на рис. 4.28, б). Это вызывает увеличение постоянной составляющей тока эмиттера при  $U_{эо} = \text{const}$ , что приводит к дополнительному смещению рабочей точки на нагрузочной коллекторной характеристике (из точки 2 в точку 3 на рис. 4.28, а).

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 заряда, поэтому  $h_{216}$  становится несколько больше. Незначительное увеличение  $h_{216}$  приводит к существенному изменению  $h_{213}$ , (в транзисторах некоторых типов в интервале рабочих температур  $h_{213}$  изменяется в 3—4 раза).

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода с увеличением температуры изменяется как динамическое сопротивление диода, включенного в прямом направлении.

Сопротивление базы  $r_6$  изменяется с изменением температуры, как и сопротивление базы для постоянного тока  $r'_6$ . 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 германиевых транзисторов в интервале температур от  $-60$  до  $20^\circ\text{C}$  монотонно возрастает в связи с увеличением времени жизни носителей заряда 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, у некоторых типов германиевых транзисторов при возрастании температуры с  $50$  до  $80^\circ\text{C}$   $r_k$  снижается в пять раз.

Максимально допустимая мощность рассеяния на коллекторном переходе с увеличением температуры определяется по формулам (3.6).

#### § 4.9. ОСНОВНЫЕ ТИПЫ ТРАНЗИСТОРОВ

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).

Обозначение транзисторов 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 электри-

Таблица 4.1

Частоты	Транзисторы		
	Маломощные, $P_{к\text{ max}} \leq 0,3 \text{ Вт}$	Средней мощности, $0,3 \leq P_{к\text{ max}} \leq 3 \text{ Вт}$	Мощные, $P_{к\text{ max}} \geq 3 \text{ Вт}$
Низкая частота	101—199	401—499	701—799
Средняя частота	201—299	501—599	801—899
Высокая частота	301—399	601—699	901—999

ческие свойства прибора (табл. 4.1). Четвертый элемент — буква, указывающая разновидность типа из данной группы транзисторов. Например, ГТЗ10А — германиевый маломощный высокочастотный транзистор.

Биполярные транзисторы, в которых перенос неосновных носителей заряда через базовую область осуществляется в основном посредством диффузии, называют бездрейфовыми.

При получении  $p$ - $n$ -переходов методом диффузии примесь в соответствующих областях транзистора распределяется неравномерно. Неравномерное распределение примесей в базе создает электрическое поле, которое ускоряет движение носителей заряда от эмиттера к коллектору, и наряду с диффузионным током в базе появляется дрейфовый ток, обусловленный наличием поля. Поэтому транзисторы, получаемые методом диффузии, называют дрейфовыми.

На рис. 4.29 приведено распределение концентрации примеси в кристалле транзистора, полученного методом двойной диффузии. Для изготовления такого транзистора пластинку кремния, легированную донорной примесью, помещают в диффузионную печь вместе с некоторым количеством донорной и акцепторной примесей. 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 примесей максимальна у самой поверхности полупроводника и постепенно убывает по мере углубления.

Результатирующее распределение концентрации примеси  $N_a - N_d$  показано сплошной линией, ограничивающей заштрихованные области (рис. 4.29).

Электрическое поле в базе транзистора с неравномерным распределением примесей появляется благодаря тем же процессам, что в  $p$ - $n$ -переходе. Концентрация акцепторов для транзистора типа

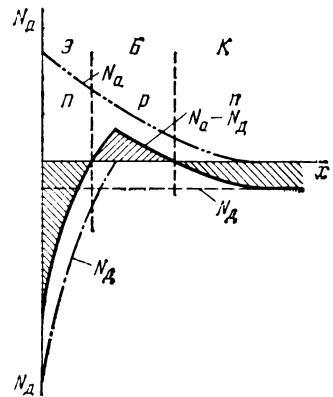


Рис. 4.29. Распределение концентрации примеси в кристалле транзистора, полученного методом двойной диффузии

*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 технологических методов получения диффузионных транзисторов. Наиболее прогрессивной является планарная технология. Границы переходов планарных транзисторов защищены оксидной пленкой, что обеспечивает высокую стабильность параметров транзисторов и более высокую надежность.

Планарная технология состоит из трех основных процессов: процесс диффузии, процесс «выращивания» оксидных слоев и тесно связанный с ними процесс фотолитографии.

На рис. 4.30 схематически представлены основные этапы изготовления *n-p-n*-планарного транзистора на кремниевой пластине.

1 — термическое оксидирование кремниевой пластины (диаметром 40—60 мм<sup>2</sup> и толщиной 200—250 мкм) — получение на ее поверхности слоя SiO<sub>2</sub> толщиной 0,5—1,0 мкм. Для получения стабильного слоя диоксида кремния оксидирование проводят при температуре около 1000°C в атмосфере влажного кислорода. Перед оксидированием поверхность пластины тщательно очищают (полируют, обезжиривают, промывают, протравливают на 20—50 мкм и еще раз промывают);

2 — с помощью техники фотолитографии в оксидном слое вытравливают окно для создания базы транзистора. Сначала на слой SiO<sub>2</sub> наносят светочувствительный кислотоупорный лак — фоторезист, затем через фотошаблон пластинку освещают. В освещенных участках светочувствительного слоя происходит процесс свегового дубления, обуславливающий нерастворимость этих участков пленки в характерных для нее растворителях. Не подвергшиеся воздействию света участки пленки сохраняют нормальную растворимость (на рис. 4.30 слой лака не показан);

3 — пластину помещают в печь; при 1100°C проводят диффузию бора и получают базу с электропроводностью *p*-типа. Одновременно на поверхности

Рис. 4.30. Этапы изготовления планарных транзисторов

кремния образуется оксидный защитный слой, так как диффузия происходит в окисляющей атмосфере;

4 — вытравливают окно меньшего размера для эмиттера. Процесс аналогичен описанному в п. 2;

5 — аналогично операции, описанной в п. 3, проводят диффузию фосфора; получают эмиттер, покрытый слоем  $\text{SiO}_2$  (с каждым новым оксидированием растут и предыдущие слои  $\text{SiO}_2$ );

6 — вытравливают два окна способом, описанным в п. 2;

7 — напыляют алюминий. Затем алюминий удаляют (вытравливание проводят способом, описанным в п. 2) отовсюду, кроме двух окон, полученных, как в п. 5. В этих местах алюминий образует хороший омический контакт с полупроводником. Коллекторный контакт к кремниевой пластине образуют химическим осаждением слоев никеля и золота.

Кристалл монтируют в корпусе и с помощью термокомпрессии к эмиттеру и базе присоединяют золотые или алюминиевые выводы.

На одной пластине одновременно изготавливают до 1500 идентичных структур транзисторов.

Аналогично изготавливают транзисторы *p-p-p*-типа. Однако качественно они уступают *p-p-p*-транзисторам, так как в *p-p-p*-транзисторах неосновными носителями заряда в базе являются дырки, подвижность которых много меньше, чем подвижность электронов. Это ведет к большему времени пролета базы и тем самым к меньшему усилению и худшим частотным свойствам по сравнению с *n-p-p*-транзистором.

Планарные транзисторы, изготовленные по технологическому процессу, схематически представленному на рис. 4.30, имеют недостаток — относительно большое падение напряжения коллектор — эмиттер в режиме насыщения  $U_{к. нас}$  вследствие высокого последовательного сопротивления тела коллектора, что ограничивает возможности его применения в переключательных схемах. Этот недостаток стараются устранить тремя методами. Наиболее простой метод — это проведение дополнительной диффузии, позволяющей получить увеличение примесной концентрации в области *n*-коллектора (дополнительный  $n^+$ -слой) и тем самым уменьшить  $U_{к. нас}$  в 2—3 раза.

Лучшие результаты получены в планарных транзисторах с эпитаксиальными пленками [планарно-эпитаксиальный транзистор (рис. 4.31, а)]. Процесс изготов-

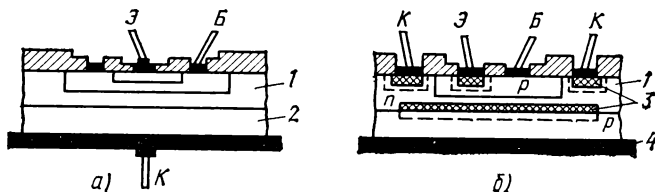


Рис. 4.31. Структуры планарно-эпитаксиальных транзисторов:

1 — эпитаксиальный слой (*n*-типа,  $\rho \approx 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ); 2 — коллектор (*n*-типа,  $\rho \approx 0,001 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ); 3 —  $n^+$ -слой; 4 — металл

ления планарно-эпитаксиального транзистора отличается от описанного тем, что на исходную кремниевую сильно легированную ( $\rho = 0,001 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ) пластину предварительно наносится эпитаксиальным осаждением монокристаллическая слабо легированная ( $\rho = 1 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ) пленка кремния толщиной 10—15 мкм (структура кристаллической решетки осажденного слоя полностью соответствует структуре пластины). Кремний для получения эпитаксиальной пленки осаждают при термическом разложении тетрахлорида кремния.

В полученном тонком эпитаксиальном слое изготавливают транзистор способом диффузии. Планарно-эпитаксиальный транзистор имеет сопротивление насыщения коллектора в 4—8 раз меньшее, чем обычный планарный транзистор.

При изготовлении эпитаксиальных транзисторов так называемым комбинированным способом (рис. 4.31, б) перед наращиванием эпитаксиального слоя в соответствующих местах в пластине создают диффузионный  $n^+$ -слой. Этот способ позволяет получить транзисторы с  $U_{к. нас} < 0,05 \text{ В}$ .

Неоднородность базы диффузионного транзистора сказывается на его электрических характеристиках. Некоторые особенности этого транзистора по сравнению со сплавленными 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 (для некоторых типов транзисторов при напряжении около 1 В). Кроме того, из-за малой ширины эмиттерного перехода зарядная емкость имеет высокое значение.

#### § 4.10. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ И СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

К *ВЧ-транзисторам* относят приборы с граничной частотой  $30 \text{ МГц} \leq f_{\text{гр}} \leq 300 \text{ МГц}$ , а к *СВЧ* — с  $f_{\text{гр}} \geq 300 \text{ МГц}$ . Применяются они в схемах усиления и преобразования в диапазоне от метровых до сантиметровых волн. Передатчики, приемники, телеметрические схемы, портативная аппаратура связи, радиозонды, системы радиорелейной и тропосферной связи, радиолокационные приемо-передатчики, радиогидроакустические бун, системы самолетной радиосвязи, военные системы тактической связи — вот далеко не полный перечень областей применения ВЧ- и СВЧ-транзисторов.

Различие между низкочастотными и СВЧ-транзисторами заключается в том, что размеры активных областей и значения паразитных параметров структуры и корпуса последних значительно меньше.

Одной из основных характеристик СВЧ-транзисторов является *модуль коэффициента прямой передачи тока* или *граничная частота*  $f_{\text{гр}}$  (§ 4.6), определяемая временем задержки сигнала между эмиттером и коллектором  $\tau_{\text{эк}}$ :

$$f_{\text{гр}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{эк}}}.$$

Время задержки  $\tau_{\text{эк}}$  представляет собой сумму трех времен, характеризующих движение неосновных носителей заряда от эмиттера к коллектору: времени установления заряда эмиттерного перехода; времени пролета через базовый слой; времени задержки коллектора. Чтобы эти времена были минимальными, необходимо, чтобы минимальными были толщина базы и емкости переходов. Теоретические значения  $f_{\text{гр}}$  для германиевого транзистора *n-p-n* составляют 10,5 ГГц, для кремниевого — 8,5 ГГц, для арсенид-галлиевого — 18,5 ГГц. Для *p-n-p*-транзисторов  $f_{\text{гр}}$  значительно ниже, так как подвижность дырок значительно ниже подвижности электронов.

Кроме описанных для высокочастотного транзистора независимо от его мощности важными параметрами являются усиление по мощности, сопротивление базы, входная проводимость, емкости эмиттерного и коллекторного переходов, постоянная времени цепи обратной связи, коэффициенты полезного действия, шума и устойчивости. Комбинация этих параметров определяет ширину полосы прибора, его переключательную способность, эффективность работы и возможности пропускания сигнала.

Важной характеристикой усиления мощности является *максимальная частота генерации*  $f_{\text{мах}}$  (§ 4.6). Эта величина определяется как размерами транзисторной структуры в направлениях, парал-

лельных поверхности кристалла, так и толщинами слоев (т. е. размерами в направлении, перпендикулярном поверхности кристалла). На частотах, больших  $f_{\max}$ , транзистор окончательно теряет свое усилительное свойство.

Использование частоты  $f_{\max}$  в качестве критерия полезно еще и потому, что максимальное усиление мощности в узкополосной схеме на частоте  $f$  при нейтрализации обратной связи равно  $(f_{\max}/f)^2$ ;  $f_{\max}$  почти всегда больше, чем  $f_{гр}$ . У современных СВЧ-транзисторов  $f_{\max}=20$  ГГц.

Лучшей оценкой характеристик практической схемы является коэффициент усиления по мощности  $K_p$ , представляющий собой отношение мощности в нагрузочном импедансе к входной мощности четырехполосника на малом сигнале в условиях согласования импедансов на входе и выходе. СВЧ-транзисторы на Si имеют  $K_p=5$  дБ на 4 ГГц.

Высокочастотные транзисторы характеризуются также следующими параметрами:

коэффициент устойчивости  $K$ , указывающий, может ли транзистор генерировать при комбинации данных значений пассивной нагрузки и полной проводимости источника при отсутствии внешней обратной связи. Если  $K>1$ , то прибор абсолютно стабилен, т. е. в отсутствие внешней обратной связи пассивная нагрузка и импеданс источника не смогут вызвать генерации. Если  $K<1$ , то прибор потенциально нестабилен, т. е. при определенной комбинации пассивной нагрузки и импеданса источника может возникнуть генерация;

коэффициент шума — отношение полного среднего квадрата шумового напряжения на выходе транзистора к среднему квадрату шумового напряжения на входе, обусловленных тепловым шумом сопротивления источника  $R_d$ . На низкой частоте доминирующий источник шумов в транзисторе обусловлен поверхностными эффектами, которые приводят к возрастанию шумов по закону  $1/f$ .

На средних частотах ( $f \ll f_{h21}$ ) коэффициент шума приблизительно постоянен и определяется параметрами  $r_6$ ,  $r_э$ ,  $\beta_0$  и  $R_{гг}$ . Для низкошумящих приборов очень важно высокое значение  $\beta_0$ . На высокой частоте при  $f_0 > f_{h21}/\beta_0$  коэффициент шума будет возрастать пропорционально  $f^2$ . На рис. 4.32 показана зависимость коэффициента шума от частоты для германиевого транзистора. Кривую можно разделить на три области: область А, в которой коэффициент шума пропорционален  $1/f$ , область «белого» шума Б, в которой коэффициент шума практически не зависит от частоты, и область В роста шумов пропорционально  $(f/f_{h21})^2$ .

На рис. 4.33 приведена эквивалентная схема СВЧ-транзистора в активном режиме, характеризующаяся следующими гибридными па-

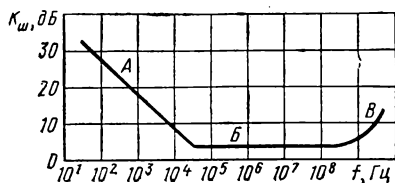


Рис. 4.32. Зависимость коэффициента шума от частоты

параметрами: активная емкость коллектора  $C_{к1}$ ; пассивная емкость коллектора  $C_{к2}$ ; емкость коллектор — эмиттер  $C_{к3}$ ; емкость эмиттера  $C_3$ ; емкости выводов относительно корпуса  $C_1, C_2, C_3$ ; индуктивности выводов эмиттера, базы, коллектора соответственно  $L_3, L_6, L_к$ ; сопротивление базы  $r_6$ ; последовательное сопротивление

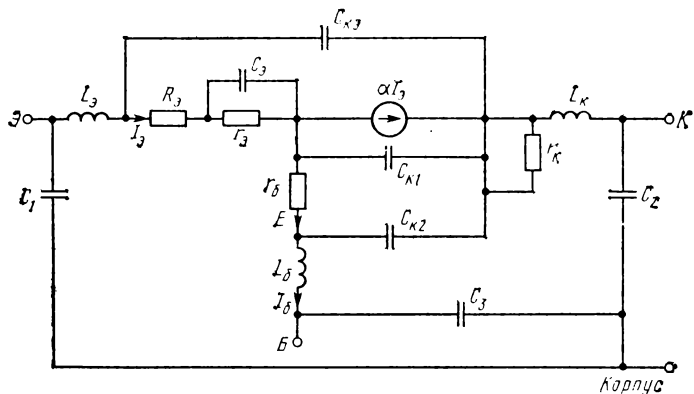


Рис. 4.33. Эквивалентная схема СВЧ-транзистора

в цепи эмиттера  $R_3$ ; эквивалентное сопротивление коллектора  $r_к$ ; сопротивление эмиттерного перехода  $r_3$ .

Упрощенная эквивалентная схема приведена на рис. 4.34. Для получения высоких значений произведения усиления на ширину полосы частот  $f_T$  необходимо по возможности уменьшить толщину базы. При этом ограничение налагается явлением смыкания пространственных зарядов коллекторного и эмиттерного переходов, в связи с чем концентрация легирующих примесей в их базовой области должна быть выше, чем в низкочастотных транзисторах. Аналогично для того, чтобы выходная емкость  $C_к$  была достаточно малой и

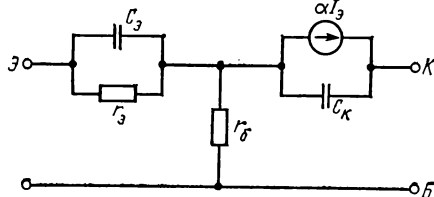


Рис. 4.34. Упрощенная эквивалентная схема СВЧ-транзистора

чтобы уменьшить сопротивление растекания базы  $r_6'$ , желательно уменьшить площадь коллектора, а также уменьшить площадь и длину эмиттерных элементов и приблизить базовый контакт к краю эмиттера.

Таким образом, оптимизация параметров в СВЧ-транзисторах связана с произведением  $r_6' C_к$ .

Для создания высокочастотных транзисторов нужно увеличить активную площадь структуры, т. е. той части площади, через которую проходит эмиттерный ток, без увеличения общих размеров структуры. Решение было найдено в создании структур с развитым периметром эмиттера. В этих структурах эмиттерная область рас-

падает на ряд длинных узких областей [полосковая геометрия (рис. 4.35)]. В этих структурах эмиттерная область располагается по площади, имеющей квадратную, прямоугольную или круглую форму. Выбор зависит от требуемого отношения периметра эмиттера к площади коллектора. Наиболее предпочтительна полосковая геометрия в форме гребенки, между зубцами которой располагаются зубцы другой гребенки — базового контакта. В полосковой структуре критическими размерами являются ширина эмиттерной полоски и толщина базы. У современных СВЧ-транзисторов ширина полосок доведена до 1 мкм, а толщина базы — до 0,1 мкм.

Ток в базовой области, проходящий перпендикулярно направлению эмиттерного тока, вызывает падение напряжения вдоль эмиттерного перехода. Поэтому кроме уменьшения расстояния между активной базовой областью и базовым выводом изменилось удельное сопротивление базы и уменьшились потери тока, снизился также уровень шумов.

Поперечное сечение типичного СВЧ-транзистора с гребенчатой структурой и приблизительный примесный профиль приведены на рис. 4.36. Транзистор рассчитан на частоту 2 ГГц.

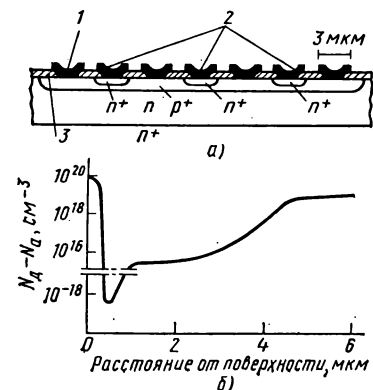


Рис. 4.36. Поперечное сечение гребенчатого транзистора, рассчитанного на частоту 2 ГГц (а), и приблизительный примесный профиль (б):

1 — металл (база); — 2 эмиттеры (длины 40 мкм); 3 — оксид

Импеданс корпуса и потери на скин-эффект приходится учитывать в эквивалентной схеме транзистора, куда входит индуктивность корпуса  $L_k$ , импеданс которой сравним с импедансом  $r_b$  и  $C_s$  транзистора. Типичные значения  $r_b$  составляют 0,2—1 Ом, а  $C_s$  — 200—500 пФ.

Таким образом, индуктивность 1 нГн на 400 МГц обеспечивает

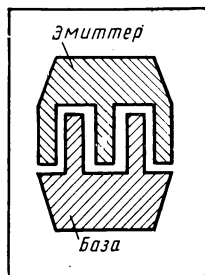


Рис. 4.35. Полосковая геометрия СВЧ-транзистора

Основным материалом, из которого изготавливают СВЧ-транзисторы, является кремний.

Представляет интерес арсенид галлия, имеющий несколько более высокую подвижность носителей заряда, чем германий, а ширину запрещенной зоны и свойства, связанные с пробоем, близкие к тем, которыми обладает кремний.

На высоких частотах возрастает ограничивающая роль корпуса транзистора, так как уровень импедансов самой структуры становится весьма малым и электродная емкость и индуктивность выводов корпуса начинают определять достижимую полосу частот и к.п.д.

значение входного  $Q < 3,7$ , ограничивающее полосу пропускания транзисторов. Для получения широкой полосы пропускания на высоких частотах необходимо, чтобы значение  $Q$  не превышало 1, т. е. чтобы индуктивность корпуса не превосходила 0,3 нГн.

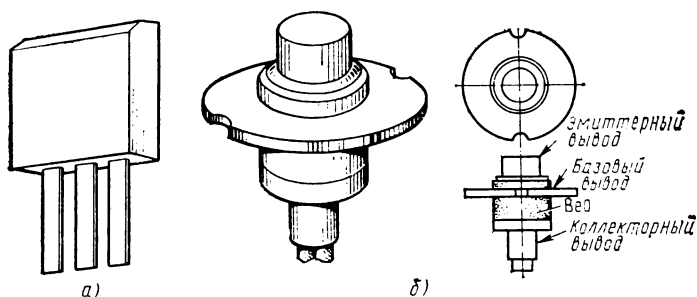


Рис. 4.37. Пластмассовый корпус ВЧ-транзистора (а) и металлокерамический коаксиальный корпус СВЧ-транзистора (б)

Для транзисторов метрового и дециметрового диапазонов применяются пластмассовые корпуса, малые по габаритным размерам и обладающие достаточно малой индуктивностью (рис. 4.37, а).

Для более высоких частот используются коаксиальные корпуса с параллельно включенными выводами длиной в несколько десятков микрон, так что индуктивности базового и эмиттерного выводов могут быть доведены до малых долей наногенри (рис. 4.37, б).

Для использования в схемах с полосковыми линиями применяется малоиндуктивный полосковый корпус (рис. 4.38).

Кремниевый СВЧ-транзистор с полосковой геометрией базы и

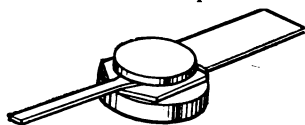


Рис. 4.38. Полосковый корпус СВЧ-транзистора

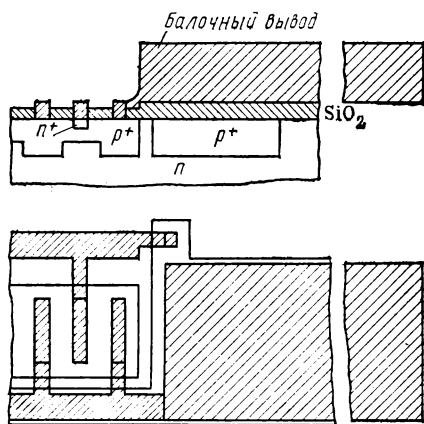


Рис. 4.39. СВЧ-транзистор с балунными выводами

балунными выводами показан на рис. 4.39. Металлические балунные выводы, толщина которых составляет примерно 10 мкм, служат одновременно держателями для кристалла.

СВЧ-транзисторы в схеме с ОЭ позволяют получить  $K_p$  свыше 8 дБ на частоте 4 ГГц и могут генерировать на частоте 6 ГГц. Диапазон выходных мощностей лежит в пределах от 250 Вт на 500 МГц до 250 мВт на 8 ГГц. Коэффициент шума обычно не превышает 3 дБ на 4 Гц и 5 дБ на 8 ГГц.

#### § 4.11. ВЫСОКОВОЛЬТНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Высоковольтные транзисторы применяются для строчной развертки телевизоров. Они имеют допустимое напряжение до 1,5 кВ и токи до 5 А с временем выключения 0,7 мкс и мощностью рассеяния 60 Вт при 100°C.

Высоковольтные транзисторы также применяются в выходных каскадах схем зажигания автомобильных двигателей в источниках питания с последовательным регулированием, в схемах управления соленоидами и реле и в других схемах для переключения индуктивной нагрузки. Эти транзисторы имеют предельное напряжение 400—600 В и токи от 5 до 10 А.

Основное требование к высоковольтным транзисторам — возможно высокие значения предельно допустимых напряжений.

В кремниевых планарных  $p$ - $n$ -транзисторах у края маски легированная акцепторной примесью область распространяется под оксид, образуя  $p$ - $n$ -переход приблизительно цилиндрической конфигурации (рис. 4.40). В реальной структуре транзистора коллекторный переход близок к резкому переходу. Объемный заряд при подаче обратного смещения на  $p$ - $n$ -переход такого типа распространяется в основном в область коллектора. Пробивное напряжение искривленной части перехода значительно ниже, чем плоской части перехода, имеющей одинаковое распределение примесей.

Чем резче переход и меньше радиус кривизны, тем меньше его пробивное напряжение. Пробивное напряжение зависит и от глубины диффузии примеси. При увеличении глубины диффузии нарастание пробивного напряжения уменьшается тем быстрее, чем меньше удельное сопротивление подложки.

Таким образом, для реальных  $p$ - $n$ -переходов пробивное напряжение можно повысить за счет роста глубины диффузии.

Еще один фактор планарного  $p$ - $n$ -перехода, влияющий на его пробивное напряжение, — перераспределение примеси на границе Si—SiO<sub>2</sub> при оксидировании кремния. Это приводит к снижению удельного сопротивления в приповерхностных слоях и как следствие к сужению слоя объемного заряда при подаче обратного смещения.

Положительный заряд оксидной пленки кремния замыкает силовые линии поля у поверхности в обедненном слое, что еще более сужает область объемного заряда в периферийной области планарного  $p$ - $n$ -перехода и, следовательно, снижает пробивное напряжение реального планарного  $p$ - $n$ -перехода (рис. 4.40).

В конструировании высоковольтных планарных транзисторов существуют два основных направления. Первое — использование конструкций, в которых снижено влияние кривизны периферийной области на пробой. Для транзисторов малой и средней мощности наиболее выгодными конфигурациями являются каплевидная, звездчатая, полосковая (рис. 4.41). В мощных транзисторах, где используются преимущественно гребенчатые и многоэмиттерная структуры, углы прямоугольной базовой области округлены радиусом, в не-

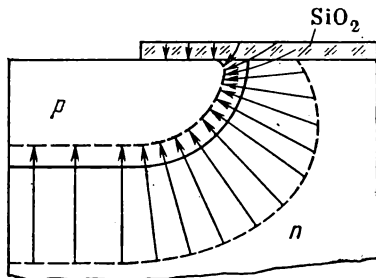


Рис. 4.40. Конфигурация  $p$ - $n$ -перехода вблизи оксида. Стрелками показаны силовые линии электрического поля перехода при обратном смещении

сколько раз большим, чем глубина залегания коллекторного  $p$ - $n$ -перехода.

Наиболее эффективным является метод охранного кольца, при котором создается дополнительная диффузионная область, имеющая значительно меньшую кривизну (рис. 4.42, а). Пробивное напряжение возрастает по мере углубления охранного кольца. Частотные свойства транзисторов несколько ухудшаются за счет увеличения емкости коллекторного  $p$ - $n$ -перехода.

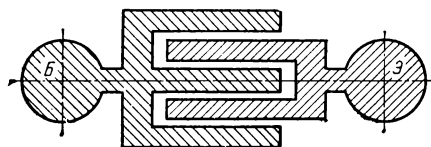


Рис. 4.41. Геометрия эмиттерного и базового электродов СВЧ-транзисторов

Второе направление связано с устранением пробоя в приповерхностных слоях. Как упоминалось, пробивное напряжение планарного  $p$ - $n$ -перехода может управляться потенциалом электрода, расположенного над  $p$ - $n$ -переходом. Эта возможность использу-

ется в методе расширенного базового контакта. Электродом с потенциалом, обедняющим приповерхностную область коллектора, служит пленочный контакт базы, выведенный поверх оксида над коллекторным  $p$ - $n$ -переходом (рис. 4.42, б). Пробивное напряжение таких транзисторов значительно повышается в результате расширения области базового контакта.

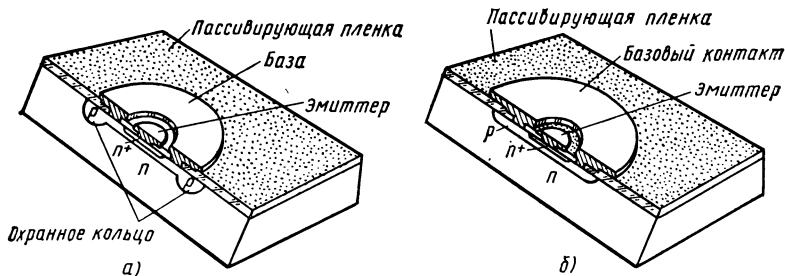


Рис. 4.42. Структура транзисторов с повышенными пробивными напряжениями: а — с охранным кольцом; б — с расширенным базовым контактом

Еще один метод снижения напряженности поля в приповерхностной области транзистора — метод делительного кольца. Этот метод состоит в создании вокруг коллекторной области транзистора замкнутых кольцевых областей, которые образуют  $p$ - $n$ -переходы, выполняющие функции делителей подаваемого на основной переход напряжения.

При подаче обратного смещения на коллекторный переход планарного транзистора с делителями напряжения область объемного заряда расширяется и при обратном смещении, близком к пробивному напряжению коллекторной области, смыкается с  $p$ -областью

первого делителя напряжения (назовем ее делительным кольцом). Далее обедненный слой образуется вокруг первого делительного кольца и расширяется при увеличении смещения до смыкания со вторым и т. д. Структура, включающая необходимое количество делительных колец, может иметь, таким образом, предельное напряжение, обусловленное пробоем плоской части коллекторного перехода или смыканием базы. Каждое делительное кольцо в оптимальных условиях может приблизительно удвоить пробивное на-

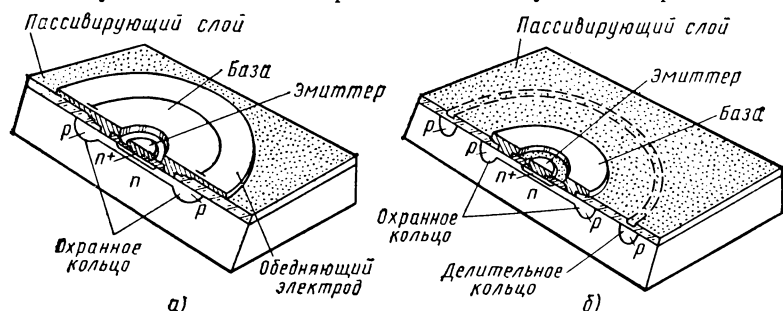


Рис. 4.43. Структуры высоковольтных транзисторов:

а — с охранным кольцом и объединяющим электродом; б — с охранным и делительным кольцами

пряжение по сравнению с обычным  $p$ - $n$ -переходом, имеющим ту же глубину залегания.

Рассмотрим сочетание методов с использованием основных конструктивных приемов, описанных выше. На рис. 4.43, а показана структура транзистора с охранным кольцом, имеющим объединяющий электрод. Пробивное напряжение транзистора такой структуры значительно выше, чем у транзистора, имеющего только охранный пояс или только расширенный базовый контакт. Под глубиной диффузии здесь понимают глубину диффузии охранный пояс. Не менее эффективен метод охранный пояс в сочетании с методом делительного кольца (рис. 4.43, б). Однако напряжение, близкое к удвоенному предельному напряжению структуры с охранным поясом, можно получить лишь при точном подборе расстояния до делительного кольца, которое зависит от воспроизводимости процесса диффузии.

При изготовлении маломощного кремниевого планарного транзистора ПЗ07-309 использована структура с расширенным базовым контактом.

Планарно-эпитаксиальный транзистор средней мощности КТ602 был изготовлен по методу делительного кольца (предельное напряжение 120 В). Такой же транзистор с охранным поясом (глубина залегания 8—10 мкм) имеет  $U_{кб\max} = 160$  В.

Высоковольтный планарный транзистор средней мощности КТ828, коллекторный переход которого изготовлен с охранным поясом, может работать при напряжениях питания до 800 В. Предельное импульсное напряжение транзистора КТ828 достигает 1,4 кВ.



## § 4.12. МОШНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Понятие «большая мощность» относительно. В СВЧ-диапазоне это могут быть милливатты, а в области, близкой к постоянному току, мегаватты. Возникли трудности с определением мощных транзисторов. Одни считают, что любой транзистор, который имеет мощность рассеяния, превышающую определенный минимум, например 1 Вт, является мощным транзистором. Другие полагают, что транзистор может быть назван мощным, если он может механически крепиться к теплоотводу. Предлагается также определить мощный транзистор как прибор, который работает при таком уровне тока эмиттера, когда входное сопротивление перестает зависеть от эмиттерного тока, т. е. определяющим в этом становится значение тока эмиттера.

В СССР принято считать мощными транзисторы, мощность рассеяния которых превышает 3 Вт. Эти транзисторы удовлетворяют и двум другим определениям.

*Мощные транзисторы* предназначены для усиления мощности, для ее регулирования и преобразования.

Основные области применения мощных транзисторов: импульсные источники питания, схемы развертки телевизоров, стереоусилители.

В ближайшее время на полупроводниковые приборы будут полностью переведены регуляторы таких бытовых приборов, как стиральные машины, электрические и газовые кухонные плиты. В автомобильных системах зажигания и регуляторах напряжения в настоящее время используется не менее чем по одному мощному полупроводниковому прибору, но в автомобиле имеется много других возможных областей применения транзисторов, в том числе очистители ветровых стекол, приборные щитки, топливные расходомеры, противогазовые устройства и системы впрыска топлива.

Основными характеристиками мощных транзисторов являются *усиление по мощности, эффективность эмиттера и к.п.д.* К характеристикам мощного транзистора относятся также пробивное напряжение перехода, ток утечки, коэффициент усиления по току, напряжение насыщения, тепловое сопротивление и емкость перехода. На высоких частотах выходная мощность снижается приблизительно пропорционально  $1/f^2$ , что является результатом ограничений, накладываемых полем лавинного пробоя и предельной скоростью дрейфа.

На высоких частотах выходные характеристики мощных транзисторов существенным образом изменяются. Наблюдается значительное снижение коэффициента усиления, что обусловлено ухудшением таких параметров транзистора, как граничная частота усиления по току  $f_t$ , емкость коллекторного перехода  $C_k$  и постоянная времени  $r'_0 C_k$ .

Применение мощных транзисторов ограничивается «вторичным пробоем», наступление которого сопровождается внезапным падением напряжения между коллектором и эмиттером, стягиванием тока коллектора и образованием регенеративной «горячей» точки. Это явление носит необратимый характер. При наступлении вторичного пробоя транзистор разрушается.

Вторичный пробой может происходить в тех случаях, когда различные участки транзистора имеют электрическую связь, но слабо связаны термически. Если один из участков нагревается значительно больше остальных, то через него

может пойти непропорционально большая доля тока и он перегреется еще сильнее.

Это состояние может возникнуть, если мгновенное значение напряжения коллектора окажется достаточно высоким для возникновения лавинного умножения. В этом случае коллекторный ток может превысить эмиттерный ток. В результате базовый ток изменит знак и в центре эмиттера произойдет концентрация тока, приводящая к образованию «горячего пятна». Особенно часто это явление происходит при работе транзистора в усилителях класса С с индуктивной нагрузкой.

Возникновение вторичного пробоя связано с локализованной избыточной энергией, выделяемой на транзисторе:

$$W = P\tau,$$

где  $P$  — импульсная мощность;  $\tau$  — время действия импульсной мощности до наступления вторичного пробоя.

Для защиты от вторичного пробоя определяют области безопасной работы. Линия нагрузки в коллекторной цепи для выбранной схемы должна проходить ниже кривых, определяющих область безопасной работы (рис. 4.44).

Для обеспечения хорошей широкополосности *входная добротность* мощного ВЧ-транзистора должна быть в очень широком диапазоне частот настолько малой, насколько это возможно. Входная добротность — это отношение реактивной составляющей входного импеданса к активной. Хороший широкополосный транзистор должен иметь близкую к нулю реактивную составляющую импеданса в диапазоне частот, представляющем интерес. Активная составляющая при этом должна быть равна импедансу согласующей схемы. Таким образом, мощные ВЧ- и СВЧ-транзисторы сконцентрировали в себе лучшие качества мощных низкочастотных, импульсных и маломощных ВЧ- и СВЧ-транзисторов.

Мощность, частота и размеры — это те факторы, которые разработчикам транзисторов приходилось согласовывать друг с другом. Для увеличения рабочей мощности требуется увеличивать размеры кристалла с транзисторной структурой, в результате чего снижаются рабочие частоты. В то же время увеличение рабочей частоты может быть достигнуто уменьшением размеров структуры, но за счет снижения допустимой мощности. При высоких плотностях эмиттерный ток транзистора концентрируется у краев эмиттера, расположенных наиболее близко к базовому контакту. Дело в том, что ток, проходящий в базовой области между эмиттером и коллектором, вызывает падение напряжения, в результате чего наибольшее прямое смещение имеют краевые участки эмиттера, расположенные наиболее близко к базовому контакту. Центральные области эмиттера практически могут не инжектировать носителей заряда. Это обусловило возникновение различных форм эмиттерного перехода — кольцево-

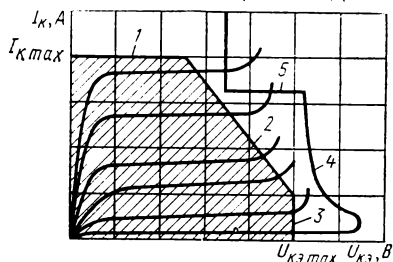


Рис. 4.44. Область безопасной работы мощного транзистора (заштрихована):

- 1 — ограничение по току; 2 — ограничение по мощности или вторичному пробоя; 3 — ограничение по напряжению; 4 — лавинный пробой; 5 — вторичный пробой

го, полоскового, гребенчатого и, наконец, многоэмиттерных структур.

Использование гребенчатой конфигурации позволило существенно увеличить активную площадь, а следовательно, значение рабочих токов.

Кроме этого ограничения существует еще ограничение по напряжению. Рабочее напряжение не должно превышать область первого пробоя (лавинного пробоя). И наконец, третье ограничение — тепловое. При высокой температуре окружающей среды тепловое ограничение снижает мощность до значения меньшего, чем ограничение, накладываемое вторичным пробоем. Когда мощность возрастает, возрастает и температура перехода  $t_n$ . Максимальная  $t_n$  ограничивается температурой, при которой в базовой области достигается собственная проводимость.

При температуре выше  $t_n$ , после того как коллектор и эмиттер становятся замкнутыми накоротко, прибор перестает работать как транзистор.

Область безопасной работы (рис. 4.44) можно определить как такую область на выходных коллекторных характеристиках, в которой транзистор не обнаруживает температурной неустойчивости.

Самостоятельным классом являются мощные ВЧ- и СВЧ-транзисторы. Они применяются в различных системах связи, телеметрии, радиолокации и т. п. Основная схема их применения — генератор мощности с независимым возбуждением и отсечкой коллекторного тока.

Важнейшими характеристиками генератора являются: *мощность, отдаваемая в нагрузку на заданной рабочей частоте,  $P_n$ ; коэффициент усиления по мощности  $K_p$  и коэффициент полезного действия  $\eta$* . Отсюда вытекают требования к основным параметрам мощных ВЧ- и СВЧ-транзисторов. Для получения высоких к.п.д. и отдаваемой мощности они должны иметь большую допустимую мощность рассеяния, повышенные значения предельно допустимых напряжений и тока коллектора и малое значение сопротивления насыщения. Высокий коэффициент усиления по мощности на ВЧ и СВЧ обеспечивается высокими предельными частотами коэффициента усиления по току, малыми емкостями коллекторного и эмиттерного переходов и малым значением постоянной времени без одновременного увеличения размеров всей структуры. Так, если в эмиттере, имеющем гребенчатую структуру, увеличить вдвое длину зубцов, то емкость возрастает в два раза, но  $r'_e$  уменьшится вдвое. Таким образом, размер транзисторной структуры и, следовательно, допустимое значение мощности рассеяния, и максимальный рабочий ток могут быть увеличены без увеличения произведения  $r'_e C_k$ . При соответствующем отношении периметра эмиттера к его площади размеры транзистора могут быть увеличены так, что отдаваемая им мощность будет увеличиваться, а частотный предел не будет снижаться. Для обеспечения еще более высокого отношения периметра эмиттера к его площади размеры эмиттера резко уменьшены, а чтобы сохранить достаточно большой рабочий ток, много эмиттеров соединяли парал-

тельно (рис. 4.45). В многоэмиттерном транзисторе отношение периметра эмиттеров к их суммарной площади может в некоторых случаях превосходить 14 : 1. Такие приборы имеют большие рабочие токи и в то же время малые емкости и ничтожно малое время пролета носителей заряда между эмиттером и коллектором.

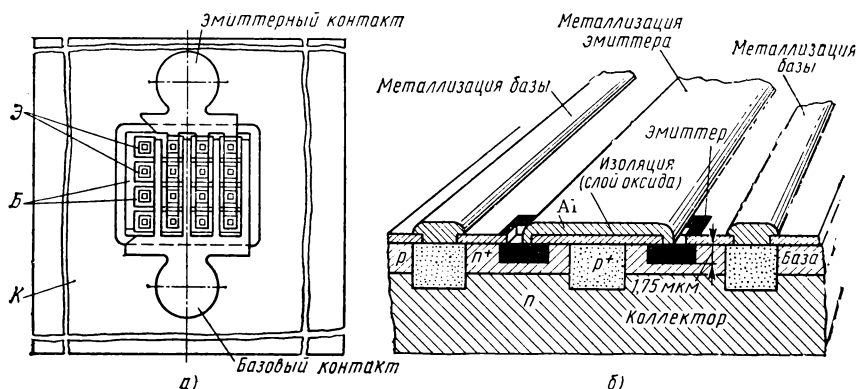


Рис. 4.45. Многоэмиттерный транзистор:  
а — геометрия; б — структура

Выпускаемые в настоящее время многоэмиттерные транзисторы имеют от 16 до 408 эмиттеров. В этих транзисторах эмиттерная область по площади может составлять 0,1—0,5 площади эмиттера в сравнимых по параметрам приборах с гребенчатой структурой.

Многоэмиттерные транзисторы отличаются от обычных биполярных приборов по конфигурации электронных областей, по структуре и по расположению металлизации. Что касается конфигурации, то вместо одного непрерывного эмиттерного электрода в этих приборах имеется много отдельных небольших эмиттерных элементов. Это позволяет увеличить суммарный периметр эмиттера без увеличения площади коллекторного перехода, благодаря чему оказывается возможным получение больших значений произведения отдаваемой мощности на частоту.

Что касается структуры, то помимо обычных диффузионных процессов для создания базовой и эмиттерной областей при изготовлении базовой области проводят дополнительную диффузию, благодаря которой в базе создаются сильнолегированные участки. Эти участки  $p^+$ -типа способствуют более однородному распределению базового тока между всеми отдельными эмиттерами. Малая ширина этих сильнолегированных участков позволяет уменьшить расстояние между эмиттерами и базовыми контактами. Помимо того что сильнолегированная сетка в базовой области понижает сопротивление базы  $r'_b$ , она позволяет увеличить пробивное напряжение коллектор — база и уменьшить контактное сопротивление между слоем алюминиевой металлизации и кремнием.

Третье отличие между обычными и многоэмиттерными транзисторами заключается в том, что эмиттерная металлизация распола-

гается не только над эмиттерной областью, как в обычных приборах, а проходит под базовыми областями, соединяя все отдельные эмиттерные элементы параллельно.

При создании мощного транзистора необходимо повысить эффективность корпуса, снижая его тепловое сопротивление, а также использовать материалы с большой шириной запрещенной зоны, обеспечивающие возможность работы при высокой температуре. Следовательно, германиевые транзисторы имеют ограниченное применение, и большинство мощных транзисторов изготавливается из кремния. Транзисторы на GaAs имеют хорошие температурные характеристики и весьма перспективны в качестве мощных приборов.

Сравнение характеристик мощных транзисторов, выполненных на Ge, Si и GaAs с одинаковой геометрией и структурой, показало, что наиболее перспективным является GaAs. Эти транзисторы имеют самую высокую максимальную температуру перехода ( $450^{\circ}\text{C}$ ), более высокое рабочее напряжение, самую низкую теплопроводность и наилучшее значение произведения мощности на частоту.

В настоящее время мощные транзисторы изготавливают по планарной технологии с эпитаксиальной базой, гребенчатой или много-слоевой конфигурации.

В последнее время применяется ионное легирование.

Основное преимущество ионного легирования заключается в однородности, которую оно обеспечивает. Оно позволяет создавать максимальную концентрацию примесей точно под поверхностью кристалла в тонком переходном слое, где не может накапливаться много носителей заряда, в отличие от толстого легированного слоя в обычных диффузионных приборах.

При использовании ионного легирования примеси вводят при низкой температуре. Их можно внедрять в решетку практически без миграции в боковом направлении. Это обеспечивает малое поверхностное сопротивление растекания, благодаря чему можно пропускать большие импульсные токи и получить быстрое восстановление при включении.

На рис. 4.46 показаны пять основных этапов изготовления транзистора со 156 эмиттерами. Во время первого этапа получают систему отверстий в пленке оксида, под которыми затем создают базовые области транзисторов.

В отверстия в оксидной пленке, служащие для создания базовых областей транзисторов, проводят диффузию бора. На поверхности при этом получается сравнительно невысокая концентрация легирующей примеси. Затем в полученные в оксиде отверстия проводят диффузию акцепторов с целью создания в пластине кремния  $p^+$ -областей, имеющих форму сеток. Эти низкоомные сетки распределяют базовый ток и уменьшают сопротивление растекания в базе  $r_b$ , в результате чего улучшаются свойства приборов на высоких частотах. После диффузии акцепторов снова происходит оксидирование.

На пленке оксида путем фотолитографской обработки определяют границы эмиттерных областей. Система эмиттеров представляет собой 156 квадратов, расположенных так, чтобы центр каждого из них совпал с центром большого квадрата, одного из тех, которые определяются  $p^+$ -сеткой, полученной во время предыдущих операций.

Далее создают отверстия для контактов эмиттера и базы. Для этого в центре каждого эмиттера, представляющего собой квадрат со стороной 12,5 мкм, образуют квадратное отверстие в оксидной пленке, сторона которого составляет 7,5 мкм.

После вытравливания отверстий для контактов на поверхность кремниевой пластины напыляют алюминий, и в результате травления создаются металлизированные полоски шириной 40 мкм, с помощью которых эмиттеры соединяются с центральной металлизационной областью, служащей для приварки вывода.

Каждая такая полоска обеспечивает получение соединений с двумя соседними рядами эмиттеров. Для осуществления контакта с базовой областью наносят специальные полоски.

На рис. 4.45, б схематически показано поперечное сечение готового прибора. Точками выделены области, образующие проводящую  $p^+$ -сетку. Металлизация,

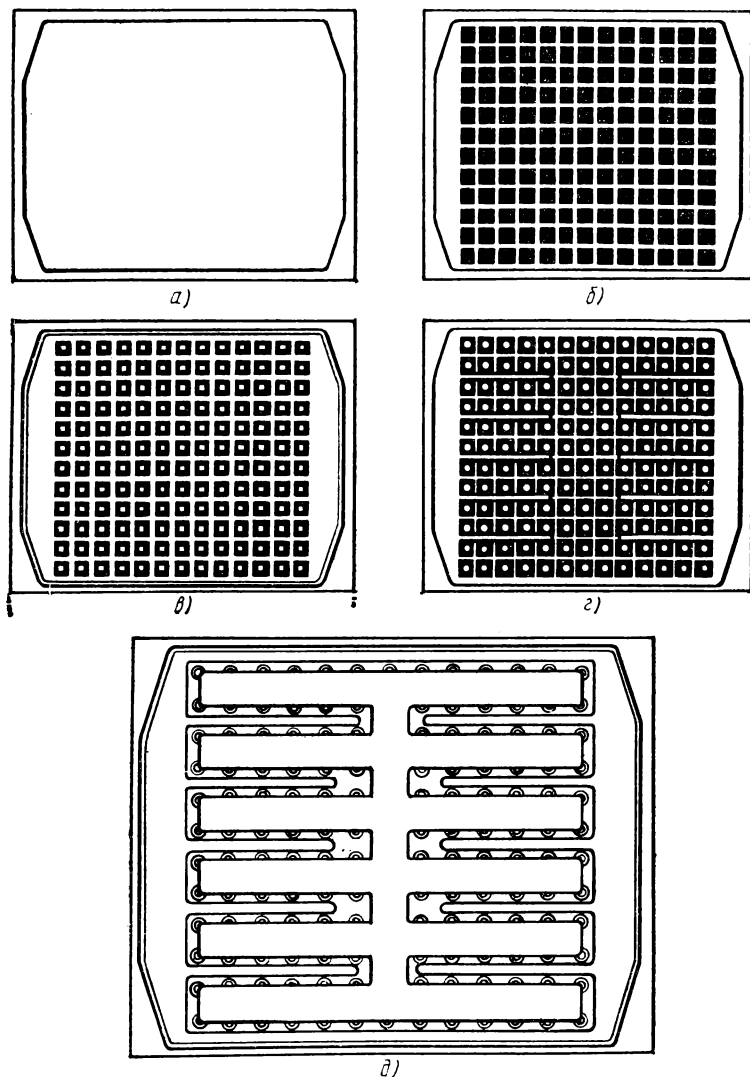


Рис. 4.46. Пять основных этапов изготовления мощного СВЧ-транзистора:  
 а — создание базовой  $p$ -области; б — создание сетки  $p$ -типа; в — создание внутри сетки  $p$ -типа 156 эмиттерных областей; г — травление отверстий для создания контактов к эмиттерной и базовой областям; д — нанесение металлизации для подведения тока к эмиттерам и базе

служащая для получения контактов с эмиттерами, изолирована от базовой области слоем оксида. Осуществление контакта с эмиттерами происходит через отверстия, вытравленные в оксиде, покрывающем эмиттерные области.

Базовый ток от участков, где приварены базовые выводы, распределяется по слою металлизации, а также с помощью  $p^+$ -сетки, проходящей под металлизированными полосками, по которым ток подводится к эмиттеру. Эти полоски «перекрывают» базу.

После разрезки пластины на отдельные кристаллики последние напаявают на ножки с фланцем, крепящиеся к теплоотводу с помощью винта. Конструкция ножек такова, что выводы выходят со стороны, противоположной теплоотводящей плоскости, и коллектор оказывается электрически изолированным от корпуса прибора. Соединение между металлизированными участками на керамической подложке ножки и металлизированными областями транзисторной структуры осуществляется внутренними алюминиевыми выводами. Затем ножку герметически закрывают колпачком и внешние выводы соединяют с металлизированными участками на керамической подложке ножки с помощью специальных штырьков, напаянных на эти участки и входящих изнутри во внешние выводы, изготовленные в виде трубочек.

Ввиду того что мощные ВЧ-транзисторы имеют низкие эмиттерное и базовое сопротивления и повышенное быстродействие, во время их работы в структуре не успевало установиться равномерное распределение токов — начинала появляться тенденция к вторичному пробую. Для устранения этого явления были использованы резисторы, включенные последовательно с отдельными эмиттерными областями. К этому решению пришли в результате рассмотрения гребенчатого эмиттера как системы небольших транзисторов, соединенных параллельно.

Если  $n$  параллельно соединенных структур имеют слегка различающиеся характеристики, то температурная нестабильность возникает в тех элементах, которые обладают более высоким усилением. Введение в один корпус с транзистором в цепи эмиттеров последовательных выравнивающих резисторов позволило получить отрицательную обратную связь. При увеличении напряжения на резисторах (включенных в эмиттер транзистора с максимальным усилением) ток, инжектируемый эмиттером, начинает уменьшаться, а следовательно, уменьшается мощность и температура. В корпусе транзистора стали кроме кристалла с транзисторной структурой помещать кристалл с сопротивлениями, изготовленными по планарной эпитаксиальной технологии.

В дальнейшем для создания стабилизирующих резисторов на оксидной пленке, расположенной над транзисторной структурой, наносят тонкопленочные никромовые резисторы или диффузионные резисторы, расположенные концентрично с отдельными эмиттерами.

Однако эти методы используются лишь для приборов, работающих на сравнительно низких частотах (метровый диапазон). Дело в том, что выравнивающие резисторы становятся источником возникновения больших паразитных связей, снижающих коэффициент усиления.

Транзисторы метрового диапазона предназначены для работы на частотах от 25 до 150 МГц. Эти приборы работают обычно в схемах класса А, В или АВ.

Многосигментные СВЧ-транзисторы работают на частоте до 10 ГГц. В этих транзисторах, применяемых обычно в классе С, ис-

пользуются полосковые эмиттеры без выравнивающих сопротивлений, так как при работе в классе С опасность пробоя не так велика.

Большинство выпускаемых в настоящее время мощных СВЧ-транзисторов представляют собой несколько отдельных транзисторных структур, обладающих высоким усилением и соединенных параллельно в общем корпусе. При параллельном соединении приборов увеличивается  $C_k$ , но в такой же степени уменьшается полное сопротивление  $r'_6$ , так что произведение остается постоянным. В результате частотный предел и плотность мощности остаются такими же, как у маломощных транзисторов, но полная отдаваемая мощность увеличивается. Например, создан мощный ВЧ-транзистор, в котором соединены параллельно 24 изолированных друг от друга законченных транзистора, изготовленных на одном кристалле и названных ячейками. Каждая из 24 ячеек имеет гребенчатую структуру.

Корпуса мощных низкочастотных транзисторов показаны на рис. 4.47.

При изготовлении мощных высокочастотных транзисторов особую роль играют вопросы сборки. Очень важно обеспечить малую

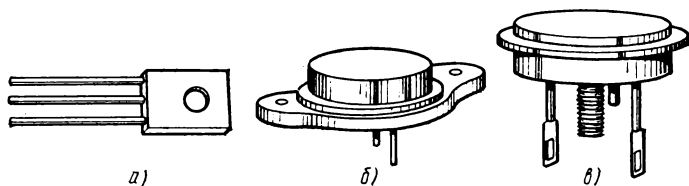


Рис. 4.47. Корпуса мощных низкочастотных транзисторов:  
а — пластмассовый; б, в — металлические

индуктивность выводов, хорошие теплопроводность и изоляцию коллектора.

Независимо от того, насколько хорошими параметрами обладает кристалл с транзисторной структурой, его высокочастотные характеристики не могут быть реализованы без хорошо разработанного корпуса. Корпус должен обладать нужным тепловым сопротивлением и малыми значениями паразитных индуктивностей и емкостей.

Два наиболее популярных типа корпусов — это коаксиальный и с полосковыми выводами.

Металлокерамический коаксиальный корпус (см. рис. 4.37, б) обладает малыми паразитными индуктивностями и емкостями. Для обеспечения низкого теплового сопротивления между коллекторным выводом и фланцем имеется прокладка из оксида бериллия. Коаксиальные транзисторы широко используются как в коаксиальных, так и в полосковых схемах.

Преимущества коаксиального корпуса — более широкая полоса частот (слабее паразитные связи) и лучшая развязка между входом и выходом (вследствие более высоких значений распределенных реактивных параметров).



Корпус с полосковыми выводами дает более широкие возможности монтажа схем и обеспечивает хороший отвод теплоты.

Название «полосковые» происходит от четырех радиальных ленточных выводов, изготовленных из серебряных полосок, выходящих из-под колпачка прибора (рис. 4.48, а).

Монтируют полосковые транзисторы обычно с помощью винта. Герметизацию осуществляют с помощью эпоксидной смолы. Винт

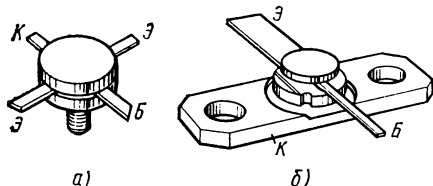


Рис. 4.48. Корпуса мощных ВЧ-транзисторов:

а — полосковый с винтом; б — гибридный

электрически соединен с эмиттером. Корпусам с полосковыми выводами отдается предпочтение на метровом и дециметровом диапазонах волн, а коаксиальному корпусу — на частотах выше 1 ГГц. На рис. 4.48, б показан корпус, в котором удачно сочетаются преимущества как коаксиального корпуса, так и корпуса с поло-

сковыми выводами. Корпус представляет собой структуру из ряда параллельных слоев, состоящую из металлизированного диска из оксида бериллия, предназначенного для отвода теплоты от кристалла к внешнему радиатору, и керамической прокладки с отверстием, в котором помещается кристалл с транзисторной структурой. Благодаря тому, что входной и выходной полосковые выводы помещены в разных плоскостях, уменьшается емкость между входом и выходом, улучшается развязка и повышается стабильность прибора. Кроме того, поскольку входной и выходной выводы можно рассматривать как отрезки линий с распределенными параметрами, а не как дополнительно вносимые индуктивности выводов, увеличивается широкополосность прибора. Конструкция корпуса позволяет разместить элементы внешней схемы ближе к кристаллу с транзисторной структурой. Этому будут способствовать более короткие и более толстые соединительные выводы с малой индуктивностью.

Наиболее эффективным является размещение кристаллов со структурами на подложке в непосредственной близости от пассивных элементов схемы в виде гибридных ИМС или модулей, образующих полную схему усилителя мощности, что позволит свести к минимуму отрицательное влияние корпуса на характеристики. Иногда в одном корпусе размещают кристалл с транзисторной структурой и согласующие элементы. Для использования в гибридных схемах выпускают кристаллы, смонтированные на небольшие подложки-теплоотводы из оксида бериллия. Разрабатываются полупроводниковые ИС с многоэмиттерными транзисторами. При этом трудности связаны с получением изоляции между элементами, обладающей малой емкостью.

В настоящее время разработаны высокочастотные транзисторы, обладающие следующими основными характеристиками (мощностью и частотой): 200 Вт на 250 МГц, 50 Вт на 1 ГГц, 20 Вт на 2 ГГц, 10 Вт на 3 ГГц, 2 Вт на 6 ГГц при усилении 5 дБ.

Пределом в диапазоне метровых волн из-за ограничений, связанных с размерами корпуса, следует считать мощность, отдаваемую в нагрузку  $P_n = 300$  Вт. Пределом в сантиметровом диапазоне может

служить транзистор, отдающий в нагрузку около 1 Вт на частоте 10 ГГц.

Произведение коэффициента усиления на ширину полосы частот достигает 10 ГГц (транзистор КТ938). Получены транзисторы на очень большие значения тока (50 А) (транзистор ГТ813) и транзисторы высоковольтные с пробивным напряжением 2000 В (КТ828). Таким образом, предельно допустимые значения напряжений и токов мощных транзисторов непрерывно увеличиваются, в то время как скорости переключения также непрерывно растут. Современный мощный быстродействующий переключающий транзистор при допустимом импульсном напряжении на коллекторе до 750 В может выключать несколько ампер за время около 1 мкс. Составные транзисторы имеют характеристики почти на таком же уровне.

#### § 4.13. ЛАВИННЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

*Лавинным транзистором называют биполярный транзистор, действие которого основано на использовании режима лавинного размножения носителей заряда в коллекторном переходе.*

По структуре и основным свойствам лавинный транзистор не отличается от обычных транзисторов. Однако он работает в такой области характеристик, которая не свойственна усилительному режиму (рис. 4.49).

Рассмотрим физические явления при усилении тока в лавинном транзисторе. При напряжении на коллекторе, близком к напряжению пробоя, большая часть приложенного напряжения падает на коллекторном переходе. Внутри перехода образуется сильное электрическое поле, способное вызвать лавинное размножение носителей заряда.

При работе транзистора в режиме лавинного умножения на коллекторном переходе наблюдается быстрое нарастание тока в цепи эмиттер — коллектор.

Коэффициент передачи эмиттерного тока выражается формулой

$$\alpha = \alpha_0 M,$$

где  $\alpha_0$  — коэффициент передачи тока в схеме ОБ в отсутствие лавинного умножения;  $M$  — коэффициент умножения носителей заряда, т. е. количество носителей, образуемых одним исходным за счет процесса ударной ионизации атомов.

Эмпирическая зависимость коэффициента умножения от напряжения

$$M = \frac{1}{1 - (U_{кз}/U_{к.пр})^n}, \quad (4.31)$$

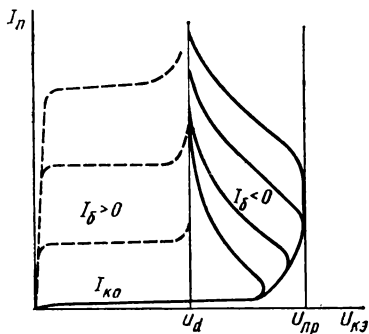


Рис. 4.49. Семейство выходных вольт-амперных характеристик лавинного транзистора

где  $U_{к. пр}$  — пробивное напряжение коллекторного перехода.

Экспериментально получено, что для электронного германия  $n=3$ , а для дырочного  $n=4,5 \div 6,5$ .

При увеличении напряжения  $U_{кз}$  коэффициент  $M$  увеличивается и при  $U_{кз}=U_{к. пр}$  стремится к бесконечности.

С ростом  $U_{кз}$  при некотором значении  $M$  получим  $\alpha=1$ . Обозначим это напряжение  $U_{\alpha}$ . При  $U_{кз}>U_{\alpha}$  имеем  $\alpha>1$ . Следовательно,

область коллекторных напряжений, при которых  $\alpha>1$ , должна быть заключена между напряжениями  $U_{\alpha}$  и  $U_{к. пр}$ .

Одна из возможных схем — включение транзистора с запертым эмиттером — показана на рис. 4.50. Рассмотрим ее работу.

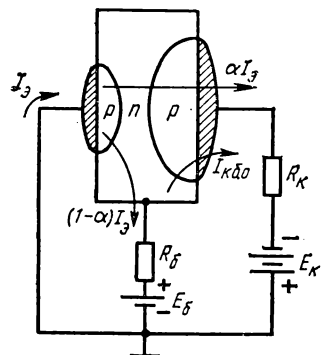


Рис. 4.50. Лавинный транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером

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 коллектора  $I_{кб. о.}$ , проходя через внешнее сопротивление базы, создает небольшое прямое смещение на эмиттерном переходе. Поэтому из эмиттера в базовую область инжектируются неосновные носители заряда, которые перемещаются к коллектору путем диффузии либо дрейфа, т. е. через базу проходит ток  $I_{\alpha}$ .

Часть носителей заряда достигает коллекторного перехода и образует ток  $\alpha I_{\alpha}$ . Другая часть носителей рекомбинирует в базе и создает ток

$$I_6 = (1 - \alpha) I_{\alpha}, \quad (4.32)$$

проходящий через вывод базы в направлении, противоположном  $I_{кб. о.}$ .

Носители заряда, достигшие коллекторного перехода, под действием сильного поля вызывают образование пар электрон — дырка. 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. Если напряжение коллектора увеличить до пробивного, то начинается процесс лавинного нарастания тока в цепи эмиттер — коллектор.

При этом  $\alpha$  становится больше единицы, а направление тока базы меняется.

Ток в базе определяется выражением

$$I_{б. н} = I_{\alpha} (M_{\alpha_0} - 1). \quad (4.33)$$

Из (4.33) видно, что, начиная с момента, когда  $M_{\alpha_0}=1$ , 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, проходящие 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 заряда, которое обеспечивает прохождение диффузионного тока даже после прекращения процесса накопления — до тех пор, пока все неравновесные носители не покинут базовой области. При этом выходной ток 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

$$\beta_m = M_{\alpha_0} / (1 - M_{\alpha_0}).$$

Напряжение коллектора, при котором  $M=1/\alpha$ , представляет собой напряжение пробоя для схемы ОЭ, так как при  $\alpha_m=1$   $\beta_m=\infty$ . Таким образом, в режиме лавинного пробоя получается высокий коэффициент усиления.

На рис. 4.51 показана коллекторная характеристика транзистора с областью лавинного умножения. Описанному процессу соответствует смещение вправо нагрузочной прямой, первоначально пересекавшей характеристику в точке  $A$ , пока рабочая точка не пройдет через точку перегиба  $B$ , и стабилизируется при режиме большого тока в точке  $B$ . 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  $B$  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.

В нагрузке, включенной последовательно с лавинным транзистором в цепь эмиттера или коллектора, проходит импульс тока, фронт которого определяется лавинными процессами. В связи с этим постоянная времени нарастания тока в лавинном транзисторе

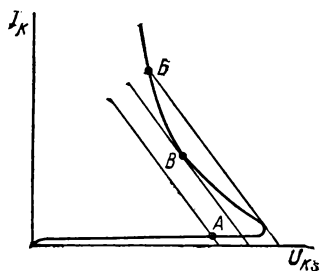


Рис. 4.51. Динамическая характеристика лавинного транзистора

значительно меньше времени пролета неосновных носителей заряда через базу и существенно зависит от коэффициента умножения. Кроме того, в режиме умножения тока через базу будет проходить значительный ток основных носителей заряда, который создает в области базы поле, увлекающее инжектированные носители к коллектору.

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 отметим следующее:

а) лавинные транзисторы позволяют относительно просто формировать импульсы большой мощности с крутым фронтом;

б) схемы на лавинных транзисторах обладают очень высокой чувствительностью;

в) параметры формируемого импульса практически не зависят от параметров входного импульса.

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 германия, из которого изготавливают лавинный транзистор, не должно быть ниже 0,1 Ом·см, в противном случае пробой перехода будет определяться не лавинным, а туннельным эффектом.

Верхней границей удельного сопротивления является 1 Ом·см, которому соответствует напряжение  $U_{пр} = 60$  В. Считается, что причиной пробоя является ударная ионизация.

Наиболее перспективным вариантом лавинного транзистора является *p-n-p*-меза-транзистор с использованием слоистой *p<sup>+</sup>-p-*структуры в качестве коллекторной области.

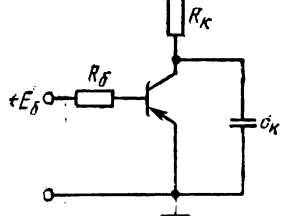


Рис. 4.52. Схема релаксационного генератора на лавинном транзисторе

Использование такой структуры приводит к значительному уменьшению последовательного сопротивления полупроводника в коллекторе и ограничивает область, в которой возможно расширение нейтрального базового слоя.

На рис. 4.52 приведена схема релаксационного генератора. В цепь базы включено сопротивление  $R_δ$ , а в цепь коллектора — емкость  $C_κ$  и резистор  $R_κ$ .

При подключении питания емкость  $C_κ$  заряжается через сопротивление  $R_κ$ . Транзистор находится в запертом состоянии, так как на базу подано запирающее смещение. По мере роста  $U_κ$  растет  $\alpha = \alpha_0 M$ . Когда  $U_κ$  достигнет  $U_{κ, проб}$ , обратный ток коллектора резко возрастет. Проходя через сопротивление  $R_δ$ , он увеличивает падение напряжения между базой и эмиттером, в результате чего эмиттер отпирается и емкость разря-

жается через транзистор. При разрядке конденсатора напряжение на коллекторе падает приблизительно до  $U_\alpha$ , при этом  $\alpha=1$ . Затем транзистор запирается, и весь цикл повторяется (рис. 4.53).

#### § 4.14. ОДНОПЕРЕХОДНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Однопереходный транзистор представляет собой полупроводниковый прибор с одним  $p$ - $n$ -переходом, в котором модуляция сопротивления полупроводника вызвана инжекцией носителей заряда  $p$ - $n$ -переходом.

Однопереходный транзистор изготавливают из пластины высокоомного полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа, он имеет

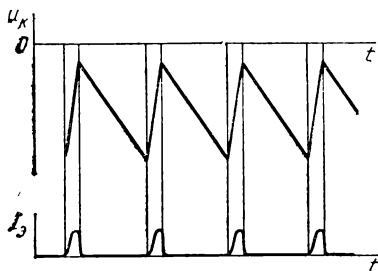


Рис. 4.53. Временные диаграммы напряжения коллектора и тока эмиттера

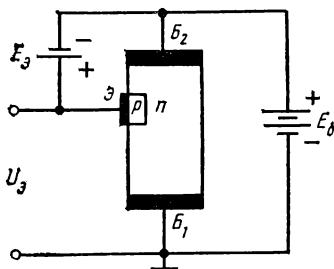


Рис. 4.54. Схема включения однопереходного транзистора

два невыпрямляющих контакта к  $n$ -области и  $p$ - $n$ -переход, расположенный между ними (рис. 4.54).

В некоторых случаях этот прибор называют двухбазовым диодом, так как область, примыкающая к одному из омических контактов, играет роль базы по отношению к переходу, а область, примыкающая ко второму контакту, работает в самостоятельной управляемой цепи и представляет собой вторую базу. Согласно схеме структуры однопереходного транзистора (рис. 4.54) принимается следующая терминология: электрод от выпрямляющего контакта — эмиттер ( $E$ ), 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. 4.54. При нулевом напряжении на эмиттере напряжение вдоль пластины распределится равномерно (рис. 4.55). Напряжение

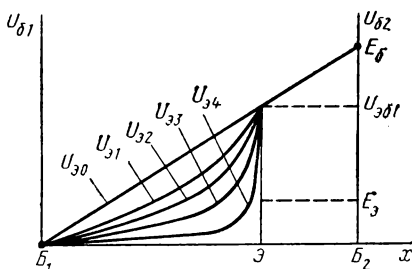


Рис. 4.55. Распределение потенциала в базе

между эмиттером и первой базой, как видно из рисунка,

$$U_{эб1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} E_6, \quad (4.34)$$

где  $R_1$  — сопротивление кристалла между нижним краем перехода и базой  $B_1$ ;  $R_2$  — сопротивление кристалла между нижним краем перехода и базой  $B_2$ . Очевидно, что  $R_1 + R_2$  — сопротивление кристалла между базовыми контактами, а  $E_6$  — напряжение между ними.

Межбазовое сопротивление  $R_1 + R_2$  обычно составляет 1—10 кОм. Соотношение  $R_1/(R_1 + R_2)$  меняется в пределах от 0,5 до 0,8.

Пусть теперь к  $p$ - $n$ -переходу приложено напряжение смещения от батареи  $E_3$ . Если при этом внешнее напряжение, приложенное

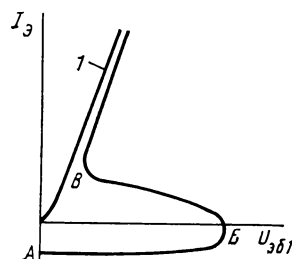


Рис. 4.56. Выходная вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора ( $I$  — характеристика при отключенной базе)

к эмиттеру,  $U_э < U_{эб1}$ , то эмиттер будет заперт, несмотря на положительный знак смещения, и через него проходит обратный ток перехода  $I_{э0}$ . При увеличении  $U_э$  наступает такой момент, когда напряжение  $U_э$  превысит  $U_{эб1}$ , переход открывается и в базу инжектируются дырки. Неосновные носители заряда в базе перемещаются к базе  $B_1$ . Избыточные неосновные носители потребуют такого же количества основных носителей для компенсации возникшего объемного заряда. Инжектированные носители заряда модулируют сопротивление участка полупроводника между эмиттером и общим выводом, в результате чего

уменьшается напряжение  $U_{эб}$  по сравнению с  $U_э$ . Эмиттерный переход еще больше смещается в прямом направлении, ток  $I_э$  возрастает, напряжение  $U_{эб1}$  уменьшается по сравнению с  $U_э$ . В свою очередь это вызывает возрастание тока между невыпрямляющими контактами и уменьшение напряжения  $U_{эб1}$ , что соответствует наличию отрицательного сопротивления. По мере дальнейшего возрастания тока  $I_э$  модуляция прекращается и сопротивление структуры меняет знак с отрицательного на положительный.

На рис. 4.56 приведена входная вольт-амперная характеристика однопереходного транзистора. При отключенной базе  $B_2$  характеристика выглядит аналогично характеристике обычного диода.

В триодном включении при достаточно большом напряжении между невыпрямляющими контактами ( $B_1$  и  $B_2$  на рис. 4.54) переход заперт как при отрицательных, так и при положительных напряжениях  $U_э$ , не превышающих внутреннего напряжения  $U_{эб1}$ . Этому режиму соответствует участок характеристики ( $AB$  на рис. 4.56), аналогичный характеристике обратно включенного  $p$ - $n$ -перехода.

При напряжении на входе  $U_э = U_{эб1}$  переход отпирается. Падающий участок вольт-амперной характеристики соответствует резкому

падению напряжения на входе  $U_3$  при возрастающем токе  $I_3$  (БВ на рис. 4.56). Напряжение в точке максимума определяется из выражения

$$U_{\max} = \frac{E_6 R_1}{R_1 + R_2}. \quad (4.35)$$

Точка максимума  $U_{\max}$ , которая при комнатной температуре появляется при малом положительном токе, с ростом температуры смещается в область отрицательных токов  $I_3$ .

Дальнейшее увеличение  $I_3$  приводит к возрастанию  $U_3$ . Эта часть представляет собой прямую ветвь характеристики  $p$ - $n$ -перехода, последовательно с которым включено небольшое сопротивление.

При таком включении прибор имеет участок отрицательного сопротивления между двумя участками положительного сопротивления. Вольт-амперная характеристика будет такова, что прибор сможет работать с двумя и одним устойчивыми состояниями в различных условиях переключения. Прибор, имеющий вольт-амперную характеристику такого типа, может быть использован в схемах релаксационных генераторов на одном транзисторе, так же как используются для этой цели тиристоры. Кроме того, однопереходный транзистор является усилительным прибором.

Связь между входом и выходом осуществляется по току через распределенное сопротивление базы. Усилительные свойства транзистора определяются соотношением концентраций основных равновесных и неосновных неравновесных носителей заряда и их подвижностями. Чем больше количество инжектированных неравновесных носителей заряда и чем меньше концентрация равновесных и их подвижность, тем больше будет относительное изменение проводимости.

Пусть напряжение на эмиттере изменится на  $\Delta U_3$ , что вызовет изменение тока эмиттера на  $\Delta I_3$ . Так как проводимость эмиттера существенно выше проводимости базы, то ток эмиттера состоит практически из дырочного тока:

$$\Delta i_3 = S j_p = S e p_p E. \quad (4.36)$$

Ток базы определяется как электронным, так и дырочным током:

$$\Delta i_3 = S (j_p + j_n) = S e p (\mu_n + \mu_p). \quad (4.37)$$

Ввиду того что электрическое поле в полупроводнике достаточно сильное, диффузионный ток значительно меньше дрейфового, поэтому им пренебрегаем.

Коэффициент передачи тока определяем из соотношения

$$\alpha = \frac{\Delta i_3}{\Delta i_3} = \frac{j_p + j_n}{j_p} = 1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}. \quad (4.38)$$

Следует иметь в виду, что в числитель дроби входит подвижность основных носителей заряда, а в знаменатель — неосновных. Формула (4.38) не учитывает время пролета носителей заряда 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  $\delta$  и эффективности эмиттера  $\gamma$  имеет вид

$$\alpha = \gamma \delta (1 + \mu_n / \mu_p). \quad (4.39)$$

Однако практически можно добиться значений  $\gamma$  и  $\delta$ , близких к единице, и коэффициент передачи тока будет определяться выражением (4.38). Ввиду того что подвижность электронов больше подвижности дырок, коэффициент передачи тока в соответствии с (4.38) 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. 4.57 приведены структуры наиболее распространенных планарных однопереходных транзисторов. На пластине кремния с электропроводностью  $n$ -типа с удельным сопротивлением 50 Ом·см через отверстия, вытравленные в оксиде, диффузией примесей создают эмиттеры, затем создают базу  $n^+$ -типа.

После этого осуществляют напыление алюминиевых контактов.

Конструкция однопереходного транзистора аналогична конструкции обычного транзисторного корпуса.

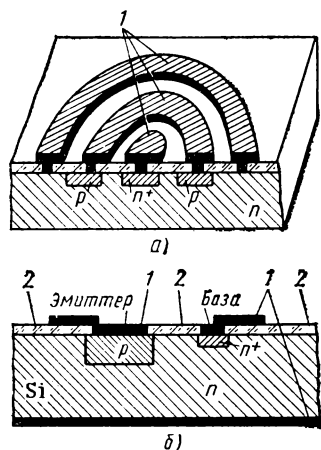


Рис. 4.57. Структуры планарных однопереходных транзисторов (а, б):

1 — контакты; 2 — оксид кремния

## ГЛАВА 5

### ТИРИСТОРЫ

#### § 5.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ ТИРИСТОРА

*Тиристором называют полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более  $p$ - $n$ -переходов, который может переключаться из закрытого состояния в открытое и наоборот.*

На рис. 5.1 приведено схематическое изображение тириستоров, имеющих  $p$ - $n$ - $p$ -структуру: с двумя электродами — диодные тиристоры или динисторы (рис. 5.1, а), с тремя — триодные тиристоры (тринисторы) (рис. 5.1, в). 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. Вывод, от которого пря-

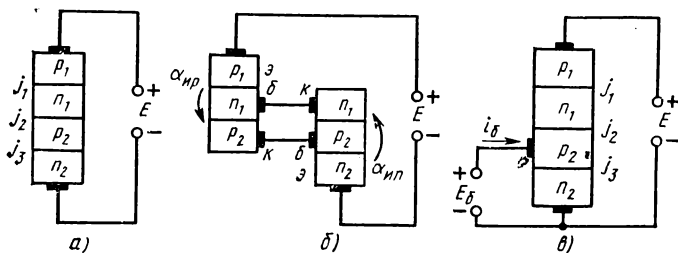


Рис. 5.1. Схематическое изображение тиристора:  
а — диностор; б — диностор, изображенный в виде сочетания двух транзисторов; в — тринистор

мой ток проходит во внешнюю цепь, называют катодным, а к которому ток течет из цепи — анодным.

Рассмотрим принцип действия диностора (рис. 5.1, а). Анализ процессов, происходящих в тиристоре, упрощается, если представить его в виде сочетания двух транзисторов типа  $p-n-p$  и  $n-p-n$  (рис. 5.1, б). Если к тиристору 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 баз. В результате диффузии (дрейфа) неосновные носители достигают коллекторного перехода и полем перехода затягиваются в область коллектора. Некоторая часть носителей заряда, инжектированных эмиттерами, рекомбинирует в базовых областях с основными носителями заряда. Запишем равенство дырочных и электронных токов рекомбинации для базы транзистора типа  $p-n-p$  (рис. 5.1, б):

$$I'_{эp}(1 - \delta_p) - I_{кр} = I_{кн} = I_{кр} + I''_{эн}\delta_n - I'_{эн}, \quad (5.1)$$

для базы транзистора типа  $n-p-n$

$$I''_{эн}(1 - \delta_n) - I_{кн} = I_{кр} + I'_{эp}\delta_p - I''_{эp}, \quad (5.2)$$

где  $I'_{эp}$ ,  $I'_{эн}$  — дырочная и электронная составляющие тока эмиттера  $p$ -типа;  $I''_{эp}$ ,  $I''_{эн}$  — дырочная и электронная составляющие тока эмиттера  $n$ -типа;  $\delta_n$ ,  $\delta_p$  — коэффициенты переноса в базах транзисторов соответственно  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типа;  $I_{кр}$ ,  $I_{кн}$  — дырочная и электронная составляющие обратного тока коллекторного перехода.

Левые части равенств (5.1) и (5.2) соответствуют рекомбинационному току неосновных носителей заряда, а правые части равенств — рекомбинационному току основных носителей.

Подставив в уравнение (5.1) выражения для коэффициентов инжекции транзисторов  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типов

$$\gamma_p = I'_{эp}/I \quad \text{и} \quad \gamma_n = I''_{эн}/I,$$

а также обозначения  $I = I'_{эн} + I'_{эп}$ , где  $I$  — общий ток, проходящий через тиристор, получим

$$I - I_{\gamma p} \delta_p - I_{\gamma p} \delta_p = I_{кп} + I_{кп}.$$

Учитывая, что  $\gamma_p \delta_p = \alpha_{ип}$ ,  $\gamma_n \delta_n = \alpha_{ин}$  и  $I_{кп} + I_{кн} = I_k$ , где  $\alpha_{ип}$ ,  $\alpha_{ин}$  — статические коэффициенты передачи условных транзисторов  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типов, а  $I_k$  — обратный ток коллекторного перехода, получим уравнение

$$I = (1 - \alpha_{ип} - \alpha_{ин}) I_k. \quad (5.3)$$

Уравнение (5.3) показывает, какое количество дырок в базу  $p$ -типа и электронов в базу  $n$ -типа должен пропустить коллекторный переход, чтобы в базовых областях выполнялось равенство дырочных и электронных токов рекомбинации.

Обычно в транзисторах рекомбинационный ток основных носителей заряда поступает от внешнего источника через базовый электрод. В рассматриваемом приборе базовый электрод отсутствует. Здесь рекомбинационный ток каждой из баз образуется из обратного тока коллекторного перехода и тока противоположного эмиттера. Таким образом, уравнение (5.3) отражает условие электрической нейтральности в любой из баз.

Обратный ток коллекторного перехода определяется из уравнения для вольт-амперной характеристики  $p-n$ -перехода:

$$I_k = I_{к60} \{ \exp [eU_k / (kT)] - 1 \}. \quad (5.4)$$

Подставляя (5.4) в (5.3), получим выражение для вольт-амперной характеристики неуправляемого тиристора:

$$I (1 - \alpha_{ип} - \alpha_{ин}) = I_{к60} \left\{ \exp \left[ \frac{eU_k}{kT} \right] - 1 \right\}, \quad (5.5)$$

где  $U_k = U - U_{эп} - U_{эн}$ ;  $U_{эп}$ ,  $U_{эн}$  — падения 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 (2.12). Преобразуя это выражение, можно получить уравнение для суммарного напряжения на двух эмиттерах:

$$U_{эп} + U_{эн} = \frac{kT}{e} \ln \left[ \left( \frac{I}{I_{э0п}} + 1 \right) \left( \frac{I}{I_{э0н}} + 1 \right) \right], \quad (5.6)$$

где  $I_{э0п}$ ,  $I_{э0н}$  — токи насыщения эмиттерных переходов транзисторов  $p-n-p$ - и  $n-p-n$ -типов.

Анализируя выражение (5.5), можно показать, что при  $(\alpha_{ип} + \alpha_{ин}) < 1$ ,  $U_k < 0$ , т. е. коллекторный переход включен в обратном направлении. В этом случае рекомбинационный ток неосновных неравновесных носителей заряда в базе превышает ток основных носителей, поступивших от противоположного эмиттера, и условие равновесия (5.3) достигается за счет тока  $I_k = I_{кп} + I_{кн}$ , соответст-

вующего заданному  $U_k$ . Токи в диносторонней структуре показаны на рис. 5.2, з.

Это подобно выключенному состоянию, в котором тиристор имеет большое сопротивление (10—100 МОм).

Участок вольт-амперной характеристики такого состояния показан на рис. 5.2, з.

При  $\alpha_{np} + \alpha_{pn} = 1$   $U_k = 0$ , т. е. коллекторный переход находится под нулевым смещением и, как следует из (5.3),  $I_k = 0$ . В этом случае рекомбинационный ток неосновных носителей заряда в базе уравнивается током основных носителей заряда, инжектированных противоположным эмиттером (рис. 5.2, б). Это состояние тиристора

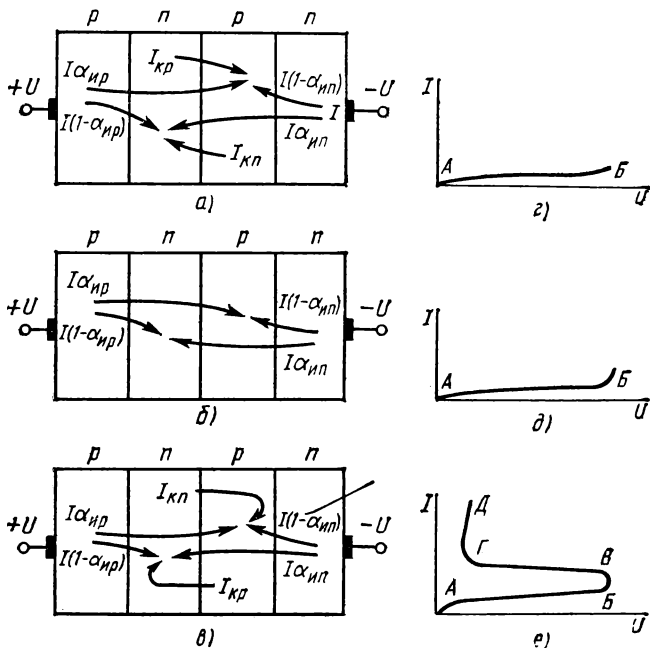


Рис. 5.2. Иллюстрация механизма работы тиристора

соответствует началу участка отрицательного сопротивления вольт-амперной характеристики (рис. 5.2, д). Вблизи точки Б ток, проходящий через тиристор, резко растет при небольшом увеличении напряжения. Дифференциальное сопротивление тиристора в этой точке примерно равно нулю.

При  $(\alpha_{np} + \alpha_{pn}) > 1$   $U_k > 0$ , т. е. коллекторный переход смещен в прямом направлении. Рекомбинационный ток неосновных носителей заряда в базе меньше тока основных носителей, инжектированных противоположным эмиттером, и недостающий ток неосновных носителей для установления равновесия (5.3) инжектирует прямо-смещенный коллекторный переход (рис. 5.2, в), что соответствует включенному состоянию тиристора. Вследствие того что при этом все p-n-переходы включены в прямом направлении и в базах наблю-

дается повышенная концентрация носителей заряда, сопротивление тиристора мало и составляет от нескольких долей до единиц ом. Участок вольт-амперной характеристики ( $\Gamma\Delta$ ), соответствующий этому состоянию, показан на рис. 5.2, е. На этом участке дифферен-

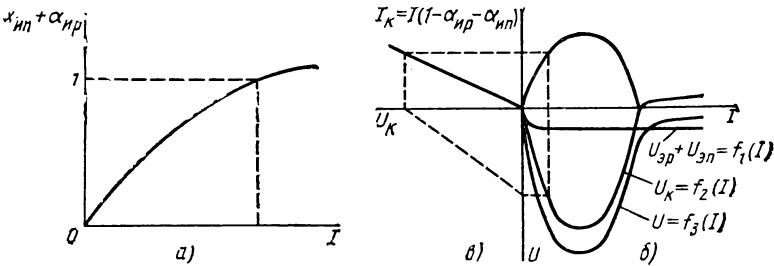


Рис. 5.3. Построение вольт-амперной характеристики тиристора

циальное сопротивление динистора снова становится положительным.

Для графического построения вольт-амперной характеристики динистора воспользуемся зависимостью  $\alpha_{np} + \alpha_{pn} = f(I)$  (рис. 5.3, а).

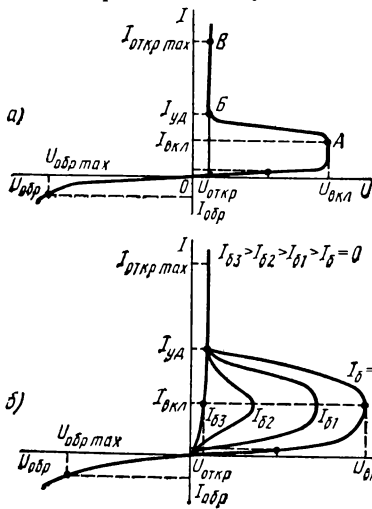


Рис. 5.4. Вольт-амперные характеристики тиристоров:  
а — динистора; б — тристора

Эта зависимость легко может быть получена из графика зависимости  $\alpha = f(I_s)$  (см. рис. 4.10). В соответствии с равенством (5.3) монотонному возрастанию функции  $\alpha_{np} + \alpha_{pn} = f(I)$  соответствует колоколообразный характер зависимости  $I_K = f(U_K)$  (рис. 5.3, б).

Зависимость  $I_K = \varphi(U_K)$  имеет почти линейный характер (рис. 5.3, б).

По графикам зависимостей  $\alpha_{np} + \alpha_{pn} = f(I)$ ,  $I_K = \varphi(U_K)$  и  $U_{\delta p} + U_{\delta n} = f(I)$  выполняем построение  $U_K = f_2(I)$  (как показано пунктирными линиями), а затем посредством геометрического сложения функций  $(U_{\delta p} + U_{\delta n}) = f(I)$  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  $p-n-p-n$ -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. Вольт-амперная характеристика тиристора при обратном напряжении аналогична обратной характеристике полупроводникового диода (рис. 5.4). Ввиду того что напряжения пробоя переходов  $j_3$  и  $j_1$  различны, обратная ветвь вольт-амперной характеристики определяется обратной характеристикой одного из переходов  $j_1$  и  $j_3$  (более высоковольтного).

Значительно расширяется область использования тиристорov, снабженных управляющим базовым электродом, — тринисторов.

Ток, проходящий через анодный и катодный выводы, называют *основным*, а ток через управляющий электрод — *управляющим*.

При подаче на управляющий электрод прямого напряжения (относительно эмиттера, см. рис. 5.1, в) рекомбинационный ток основных носителей заряда в базе условного транзистора  $n$ - $p$ - $n$ -типа перераспределится. Правая часть уравнения (5.2) возрастает, что вызовет увеличение тока, инжектированного эмиттером транзистора  $n$ - $p$ - $n$ -типа. Как следует из равенства (5.5), условие переключения тиристора в открытое состояние  $\alpha_{np} + \alpha_{nn} = 1$  наступает при более низком напряжении. На рис. 5.4, б приведено семейство выходных вольт-амперных характеристик тринистора. Чем большее напряжение (в прямом направлении) подается на управляющий электрод, тем больше прямой ток управляющего электрода и 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 изменение управляющего тока не влияет на вольт-амперную характеристику. Обратного переключения прибора в выключенное состояние добиваются посредством снижения основного тока до определенного значения — ниже  $I_{уд}$  (рис. 5.4, а, б).

## § 5.2. ПАРАМЕТРЫ ТИРИСТОРОВ

Важным преимуществом тиристорov перед транзисторами является низкое сопротивление включенного прибора. Это позволяет пропускать через него токи в десятки раз большие, чем через транзистор.

Существуют тиристоры самых различных типов — на токи от нескольких десятков миллиампер до нескольких сотен ампер и на рабочее напряжение до 1000 В. Тиристоры нашли применение в различных устройствах автоматики и вычислительной техники. Мощные тиристоры применяются в силовой преобразовательной технике и электроприводе.

Важнейшими параметрами как двухэлектродных, так и трехэлектродных тиристорov являются следующие: ток включения  $I_{вкл}$ , определяемый из условия  $dU/dI = dU_k/dI = 0$  (точка А на рис. 5.4, а); напряжение включения  $U_{вкл}$ , представляющее собой максимальное

прямое напряжение на тиристоре; *удерживающий ток*  $I_{уд}$  — минимальное значение тока, которое необходимо для поддержания тиристора в открытом состоянии;  $I_{уд}$  определяется значением  $I$ , при котором  $\alpha_{пр} + \alpha_{ин} = 1$ . При уменьшении основного тока до значений, меньших  $I_{уд}$ , прибор переключается из открытого состояния в закрытое;  $U_{откр}$  — падение напряжения на тиристоре во включенном состоянии;  $I_{обр}$  — обратный ток тиристора при определенном обратном напряжении.

Важнейшим параметром тринистора является *ток управления*  $I_{yo}$  — минимальное значение постоянного тока управляющего электрода, при котором включается тиристор. Этот параметр, характеризующий управляющие свойства прибора, соответствует определенному заданному напряжению включения.

Инерционность процессов включения и выключения тиристора при подаче на него импульсов напряжения характеризуется временем включения и временем выключения.

*Время включения*  $\tau_{вкл}$  — интервал времени с момента подачи открывающего импульса, в течение которого напряжение на тиристоре уменьшается от уровня 0,9 до уровня 0,1 своего максимального значения. Время включения существенно снижается с возрастанием мощности переключающего сигнала и возрастает при увеличении тока нагрузки и уменьшении напряжения источника питания.

*Время выключения*  $\tau_{выкл}$  — интервал времени, в течение которого тиристор из открытого состояния переходит в запертое, 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.

Для характеристики максимально допустимого режима работы тиристора указываются следующие параметры: максимальное значение постоянного обратного напряжения  $U_{обр\ max}$ , при котором обеспечивается заданная надежность при длительной работе. Напряжение  $U_{обр\ max}$  ограничивается пробивным напряжением одного из крайних переходов тиристора (с меньшим пробивным напряжением); максимальное значение прямого тока  $I_{откр\ max}$ , обеспечивающее заданную надежность при длительной работе. Значение  $I_{откр\ max}$  ограничивается максимальной мощностью, выделяемой на переходах тиристора.

### § 5.3. КОНСТРУИРОВАНИЕ И ИЗГОТОВЛЕНИЕ ТИРИСТОРОВ

При конструировании тиристорov в первую очередь выбирают геометрию *p-n-p*-структуры и материал исходя из назначения прибора. Высокое быстродействие тиристорov определяется малой шириной базы и площадью переходов, временем жизни и подвижностью неосновных носителей заряда. Высокое напряжение обеспечивается использованием исходных материалов с высоким удельным сопротивлением. Сильноточные управляемые вентили должны иметь

большие площади переходов и конструкцию, обеспечивающую хороший теплоотвод.

Изготавливают тиристоры обычно из кремния.

Тиристоры изготавливают теми же методами, что и транзисторы.

На рис. 5.5 представлены структуры тириستоров, изготовленных методами диффузии и планарно-эпитаксиальной технологии.

Так, для изготовления быстродействующих приборов наиболее удобна схема двойной диффузии (рис. 5.5, а). В этом случае получается тонкая база, малое время жизни неосновных носителей (малое  $\tau_{\text{выкл}}$ ), высокое напряжение переключения и низкое сопротивление открытого прибора. Эмиттерные области здесь представляют собой сильно легированные примесью диффузионные слои, что обуславливает низкое сопротивление открытого прибора. Центральный переход — это переход с большим градиентом концентрации 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, б). Как видно из рис. 5.5, б, границы  $p$ - $n$ -переходов закрыты от окружающей среды оксидной пленкой. Это обеспечивает очень малые обратные токи переходов и высокую стабильность параметров.

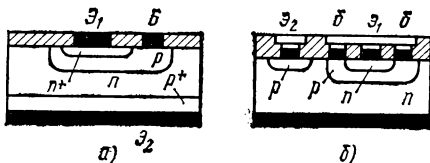


Рис. 5.5. Структуры тиристоров:  
а — полученная методом двойной двусторонней диффузии; б — планарная

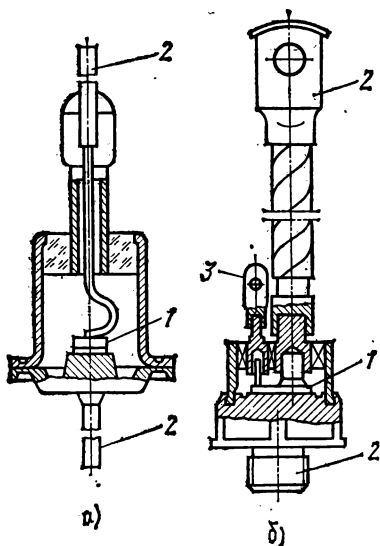


Рис. 5.6. Конструкции тиристоров:  
а — маломощный тиристор; б — мощный управляемый вентиль; 1 — кристалл; 2 — выводы; 3 — управляющий электрод

Кристалл с готовой  $p$ - $n$ - $p$ -структурой припаивают к кристаллодержателю и герметизируют в корпус (рис. 5.6, а). Мощные силовые тиристоры изготавливают, как правило, методом последовательной диффузии. На одной пластинке кремния располагается одна структура. Контакты создаются химическим никелированием. Далее пластинку соединяют через термокомпенсирующие вольфрамовые прокладки с выводами и помещают в герметичный корпус (рис. 5.6, б).

Область применения тиристоров необычайно широка. Они могут выполнять функции преобразователей тока любой формы, ключей, генераторов, используются в качестве запоминающих устройств и т. д. Вследствие этого тиристоры нашли широкое применение в электронике, электротехнике, автоматике, вычислительной технике и т. д.



## § 5.4. СИММЕТРИЧНЫЙ ТРИОДНЫЙ ТИРИСТОР

Симметричный триодный тиристор (триак \*) представляет собой тринистор, который при подаче сигнала на его управляющий электрод включается как в прямом, так и в обратном направлении.

Триак имеет симметричную относительно начала координат характеристику (рис. 5.7).

Рассмотрим сначала симметричную неуправляемую структуру диодного тиристора — диака (рис. 5.8). Прибор имеет четыре пере-

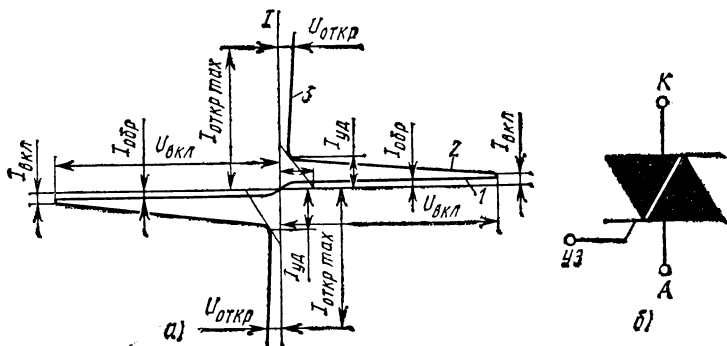


Рис. 5.7. Вольт-амперная характеристика симметричного двух-электродного тиристора (а) и условное графическое изображение (б)

хода, причем области  $n_1$ ,  $p_1$  и  $n_3$ ,  $p_2$  соединены параллельно выводам катода и анода соответственно.

Рассмотрим механизм переключения такого прибора. При полярности напряжений, указанной на рис. 5.8, переходы  $j_2$  и  $j_4$  смещены в прямом направлении, а  $j_1$  — в обратном. Переход  $j_3$  шунтируется контактом анодного вывода. Если напряжение мало, то через структуру проходит небольшой ток. Причем основная его часть проходит параллельно переходу  $j_4$ , стремясь достичь катодного вывода, по пути, обладающему наименьшим сопротивлением. При увеличении напряжения пе-

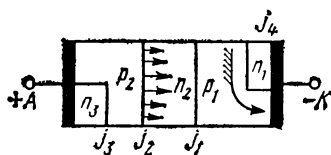


Рис. 5.8. Структура диодного симметричного тиристора

реход  $j_2$  все больше смещается в прямом направлении, вызывая поток дырок из области  $p_2$  в область  $n_2$ . Дырки, перемещаясь через слой  $n_2$ , собирают переходом  $j_1$ . Дырки, попавшие в область  $p_1$ , повышают ее потенциал по отношению к области  $n_1$ , что вызовет инжекцию электронов из области  $n_1$  в область  $p_1$ . В результате дальнейшего нарастания тока переход  $j_4$  сместится в прямом направлении и произойдет переключение структуры  $p_2-n_2-p_1-n_1$  в проводящее состояние. Аналогично будет включаться структура  $p_1-n_2-p_2-n_3$  при изменении полярности напряжения, приложенного между анодом и катодом, на обратную.

\* Триак — от англ. Triode Alter — native Current Switch — триодный переключатель переменного тока.

Если в диодную симметричную структуру добавить дополнительный электрод, то получим управляемый симметричный прибор — симметричный тиристор.

В зависимости от устройства управляющего электрода симметричные тиристоры могут управляться: 1) током положительной полярности; 2) током одной полярности в одном направлении, а в другом направлении током противоположной полярности; 3) током определенной полярности в одном направлении, а в другом направлении током любой полярности; 4) током любой полярности в обоих направлениях.

Структура симметричного тиристора с двуполярным управлением приведена на рис. 5.9. При отсутствии управляющего сигнала прибор заперт. Если на управляющий электрод симметричного тиристора подать положительное относительно анода напряжение, то возникает дырочный ток, который будет способствовать смещению переходов  $j_1$  в прямом направлении. Это вызовет поток электронов в область  $p_1$ , часть которых проникает в область  $n_2$  и понижает ее потенциал относительно области  $p_1$ . Снижение потенциала области  $n_2$  приведет к дополнительному притоку дырок из области  $p_1$  в область  $n_2$ . А так как переход смещен в обратном направлении, то дырки, дошедшие до него, переносятся его полем в область  $p_2$ . Процесс продолжается до тех пор, пока структура не перейдет в проводящее состояние.

При отрицательной полярности напряжения на управляющем электроде относительно анода через переход  $j_5$  происходит инжекция электронов, которые перемещаются к переходу  $j_2$ . В результате происходит снижение потенциала области  $n_2$  относительно области  $p_1$ , что вызывает поток дырок из слоя  $p_1$  в слой  $n_2$ . Дырки диффундируют до перехода  $j_3$ , смещенного в обратном направлении, и переносятся его полем в область  $p_2$ . Потенциал области  $p_2$  относительно области  $n_3$  повышается, что вызывает инжекцию электронов через переход  $j_4$  из области  $n_3$ . Этот лавинообразный процесс продолжается до переключения структуры в проводящее состояние.

Аналогично прибор работает и при противоположной полярности напряжения на электродах. Таким образом, рассмотренный симметричный тиристор переключается током положительной полярности в одном направлении и током отрицательной полярности в противоположном направлении.

Образовав в структуре, изображенной на рис. 5.9, дополнительный переход, можно получить симметричный тиристор, управление которым в обоих направлениях осуществляется импульсами любой полярности (рис. 5.10).

Описанный симметричный тиристор может иметь ряд разновид-

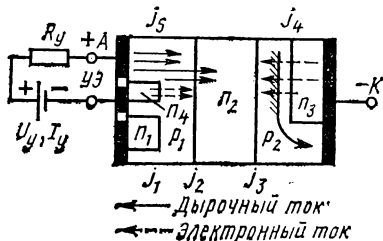


Рис. 5.9. Структура симметричного тиристора с двуполярным управлением

ностей, причем общими для всех будут области со структурами  $p$ - $n$ - $p$ - $n$  и  $n$ - $p$ - $n$ - $p$ .

Рассмотрим основные характеристики симметричных тиристоров.

Вольт-амперная характеристика симметричного диодного тиристора приведена на рис. 5.7. Здесь можно отметить три характерных участка: участок 1 соответствует запертому состоянию прибора. На этом участке увеличение анодного напряжения мало влияет на значение тока; участок 2 соответствует процессу переключения; участок 3 характеризует открытое состояние прибора. Аналогичные участки имеются на характеристике при смене полярности напряжения.

На рис. 5.11 приведены характеристики трехэлектродного симметричного тиристора.

В зависимости от значения тока управляющего электрода можно

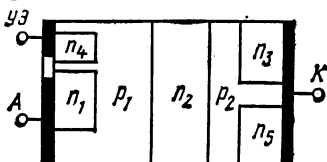


Рис. 5.10. Симметричный тиристор, управляемый импульсами любой полярности

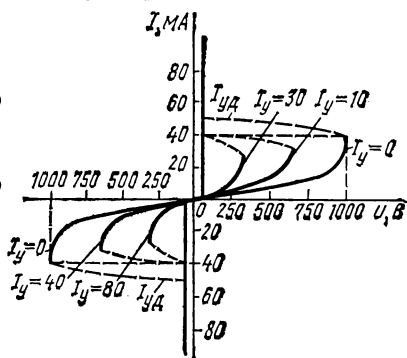


Рис. 5.11. Семейство вольт-амперных характеристик трехэлектродного симметричного тиристора

осуществлять регулировку напряжения переключения симметричного тиристора. По мере увеличения управляющего тока вольт-амперная характеристика прибора видоизменяется, и когда ток управления достигает некоторого критического значения, характеристика по своей форме приближается к прямой ветви обычного диода.

Важнейшими параметрами симметричных тиристорov являются время включения и время выключения. *Время включения*  $t_{вкл}$  симметричного тиристора можно представить состоящим из трех интервалов времени, соответствующих различным законам изменения анодного тока:

$$t_{вкл} = t_{нак} + t_{фор} + t_{уст},$$

где  $t_{нак}$  — время накопления, исчисляемое от начала действия управляющего сигнала до момента накопления носителей заряда;  $t_{фор}$  — время формирования реакции (от начала ее возникновения до момента увеличения тока на 0,1);  $t_{уст}$  — время установления, определяемое как интервал времени, в течение которого ток увеличивается на 0,1—0,9 максимального значения. Время включения прибора зависит от характера нагрузки и параметров запускающего импульса.

Под процессом выключения понимают переход прибора из проводящего состояния в запертое.

Время выключения  $t_{\text{выкл}}$  зависит от значения тока непосредственно перед началом выключения, температуры окружающей среды, характера нагрузки анодной цепи, а также крутизны перехода тока через нулевое значение.

Обычно время выключения больше времени включения и для симметричных тиристоров.

Кроме рассмотренных динамических параметров существует и ряд других, которые указаны на вольт-амперной характеристике (см. рис. 5.7).

Напряжение включения  $U_{\text{вкл}}$  — максимальное значение напряжения, при котором возникает внутренняя обратная связь по току. Ток включения  $I_{\text{вкл}}$  — среднее значение тока, при котором происходит переключение прибора. Остаточное напряжение  $U_{\text{откр}}$  — среднее значение падения напряжения на вентиле при максимальном токе  $I_{\text{мах}}$ . Ток выключения  $I_{\text{уд}}$  — ток, при котором прибор еще остается в открытом состоянии.

Так как симметричный тиристор предназначен для использования в цепях переменного тока, то необходимо знать наибольшую рабочую частоту, при которой возможна работа прибора.

Возможны три способа управления симметричными тиристорами: с помощью управляющего электрода, превышением напряжения переключения, быстро нарастающим напряжением  $dU/dt$  (второй и третий способы применяются в основном для диодных переключателей).

Управление симметричным тиристором с помощью управляющего электрода может осуществляться от источника постоянного, переменного и импульсного токов.

Симметричные тиристоры изготовляют по диффузионно-планарной технологии на кремнии  $n$ -типа. Для снижения падения напряжения на приборе в открытом состоянии проводится одновременное двустороннее легирование приповерхностных слоев пластины кремния бором ( $p^+ - p - n - p - n - p - p^+$ -структура). Для образования областей  $n$ -типа на противоположных сторонах пластины проводится диффузия фосфора. Невыпрямляющие контакты создаются химическим никелированием готовой структуры.

Триаки могут заменять сильноточные реле или рубильники в осветительных и отопительных системах.

Использование триаков в стабилизированных источниках питания, где стабилизация осуществляется со стороны нагрузки посредством тиристора, позволяет осуществлять ее со стороны сети. Один триак может заменить два тиристора почти везде, где с их помощью достигается регулирование по переменному току. Помимо выигрыша в количестве компонентов триак требует меньшей защиты от перенапряжений, так как проводит ток в обоих направлениях.



сопротивление между истоком и стоком и снижается значение тока  $I_c$ . Уменьшение напряжения на затворе вызывает уменьшение сопротивления канала и возрастание тока  $I_c$ . Следовательно, ток, проходящий через канал, можно модулировать сигналами, приложенными к затвору.

Поскольку  $p$ - $n$ -переход включен в обратном направлении, входное сопротивление прибора очень велико.

Отрицательное напряжение, приложенное к затвору относительно истока, может вызвать такое расширение ОПЗ, при котором токопроводящий канал окажется перекрытым. Это напряжение называют *пороговым* или *напряжением отсечки*. Оно соответствует напряжению запырания электронной лампы.

К  $p$ - $n$ -переходу приложено не только «поперечное», но и «продольное» напряжение, падающее на распределенном сопротивлении канала и создаваемое током, проходящим от истока к стоку. Поэтому ширина ОПЗ у стока увеличивается, а эффективное сечение канала соответственно уменьшается (см. рис. 6.1). Приборы данного типа называют *полевыми транзисторами с затвором в виде  $p$ - $n$ -перехода или с управляющим  $p$ - $n$ -переходом*.

В настоящее время широкое распространение получили полевые транзисторы с изолированным затвором, так называемые МДП-транзисторы (металл — диэлектрик — полупроводник), или МОП (металл — оксид — полупроводник), имеющие один или несколько затворов, электрически изолированных от проводящего канала.

В транзисторах с изолированным затвором проводящий канал может быть *встроенным* или *индуцированным*.

Устройство прибора со встроенным каналом схематически представлено на рис. 6.2. Основой служит пластинка слаболегированного кремния с электропроводностью  $p$ -типа. Области стока и истока обладают электропроводностью  $n^+$ -типа. Их соединяет узкая слаболегированная область кремния с электропроводностью  $n$ -типа — *встроенный канал*. Затвор представляет собой металлический слой, изолированный от канала тонким диэлектриком.

Канал может обедняться или обогащаться электронами в результате приложения к затвору относительно истока отрицательного или положительного напряжения. При отрицательном напряжении на затворе электроны проводимости оттесняются из области канала в объем полупроводника электропроводностью  $p$ -типа. Канал обедняется носителями заряда, и его проводимость изменяется. При подаче на затвор положительного напряжения происходит обогащение электронами объема канала, и его проводимость возрастает. Таким образом, изменение напряжения на затворе вызывает изменение проводимости канала и соответственно тока, проходящего через этот канал.

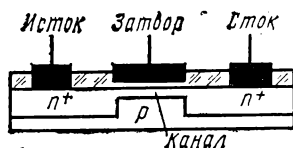


Рис. 6.2. Структура полевого МДП-транзистора с встроенным каналом

При прохождении тока через канал потенциал стока повышается. Это вызывает обеднение основными носителями заряда (электронами) области канала, расположенной вблизи стока, что равносильно сужению эффективного сечения канала транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом.

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, которое определяется изолирующей прослойкой между затвором и каналом.

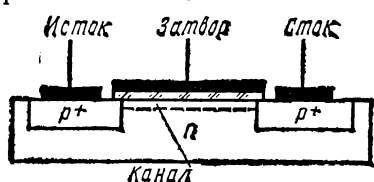


Рис. 6.3. Структура полевого МДП-транзистора с индуцированным каналом

У МДП-транзисторов с индуцированным каналом (рис. 6.3) отсутствует проводящий канал между областями стока и истока при напряжении между затвором и истоком, равном нулю.

Подложка транзистора с индуцированным каналом представляет собой слаболегированный кремний с электропроводностью  $n$ -типа, а сток и исток — сильнолегированные области с электропроводностью  $p^+$ -типа (транзистор с каналом  $p$ -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 (истоковый или стоковый) окажется закрытым, и выходной ток будет определяться обратным током закрытого перехода и током утечки. При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока вследствие эффекта поля поверхностный слой полупроводника, лежащий под затвором, окажется

Подложка транзистора с индуцированным каналом представляет собой слаболегированный кремний с электропроводностью  $n$ -типа, а сток и исток — сильнолегированные области с электропроводностью  $p^+$ -типа (транзистор с каналом  $p$ -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 (истоковый или стоковый) окажется закрытым, и выходной ток будет определяться обратным током закрытого перехода и током утечки. При подаче на затвор отрицательного напряжения относительно истока вследствие эффекта поля поверхностный слой полупроводника, лежащий под затвором, окажется

обогатненным дырками. Их концентрация превысит концентрацию электронов. 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 подаваемое отрицательное напряжение между затвором и истоком, тем сильнее

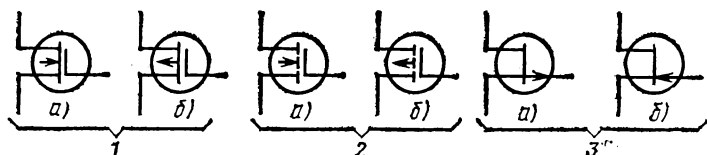


Рис. 6.4. Условные графические обозначения полевых транзисторов:

1 — МДП с встроенным каналом  $n$ -типа (a) и  $p$ -типа (б); 2 — МДП с индуцированным каналом  $n$ -типа (a) и  $p$ -типа (б); 3 — с управляющим  $p$ - $n$ -переходом с каналом  $n$ -типа (б) и  $p$ -типа (a)

обогатненным дырками. Их концентрация превысит концентрацию электронов. 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 подаваемое отрицательное напряжение между затвором и истоком, тем сильнее

обогащен канал дырками и тем выше проводимость индуцированного под влиянием эффекта поля канала.

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, уменьшающего проводимость канала, транзисторы МДП с встроенным каналом — в режиме обеднения и обогащения канала носителями заряда, 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. Сопротивления  $R_{зн}$  и  $R_{зс}$ , зашунтирован-

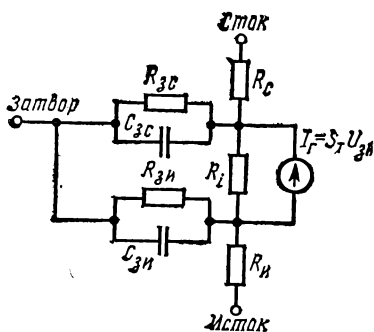


Рис. 6.5. Эквивалентная схема полевого транзистора по переменному току

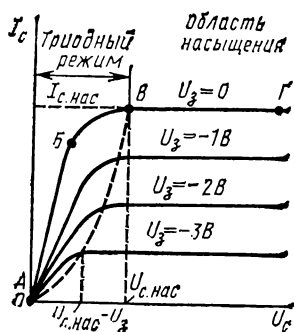


Рис. 6.6. Семейство выходных вольт-амперных характеристик полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом

ные емкостями  $C_{зн}$  и  $C_{зс}$ , эквивалентны распределенным сопротивлениям и емкостям затвора относительно истока и стока.

Сопротивление истока  $R_{и}$  эквивалентно сопротивлению участка полупроводника от контакта истока до канала. Сопротивление стока представляет собой сопротивление участка полупроводника от контакта стока до канала.

Усилительное свойство транзисторов представлено генератором тока  $I_{г} = S_{г}U_{зи}$  и внутренним (дифференциальным) сопротивлением канала транзистора  $R_{i} = \Delta U_{си} / \Delta I$  при  $U_{зи} = \text{const}$ .



Из эквивалентной схемы рис. 6.5 следует, что  $C_{зи}$  — входная емкость транзистора в схеме с общим истоком ОИ;  $R_{и}$  — сопротивление внутренней обратной связи;  $R_{зс}$  и  $C_{зс}$  — проходные сопротивления и емкость, так как они связывают цепи стока и затвора, т. е. выходную и входную цепи транзистора (в схеме с ОИ).

Семейство статических выходных характеристик полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом приведено на рис. 6.6.

Пусть напряжение между затвором и истоком равно нулю, а напряжение между стоком и истоком постепенно увеличивается. При малых значениях  $U_c$  ток  $I_c$  возрастает почти пропорционально этому напряжению (участок  $AB$  на 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  $U_0$  (участок  $BB$  на рис. 6.6).

В конечном итоге канал сужается настолько, что дальнейшее существенное увеличение тока  $I_c$  оказывается невозможным (участок  $BГ$  на рис. 6.6).

Пологий участок  $BГ$  характеристики называют *участком насыщения*. Напряжение, при котором наступает насыщение тока в канале, называют *напряжением насыщения*.

Если между затвором и истоком подать некоторое запирающее напряжение (например,  $-1$  В на 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 в режим насыщения произойдет при меньшем значении напряжения  $U_c$  и тока  $I_c$ .

Подавая между затвором и истоком последовательно ряд напряжений различных значений ( $U_{зи} < 0$ ), получим семейство статических выходных характери-

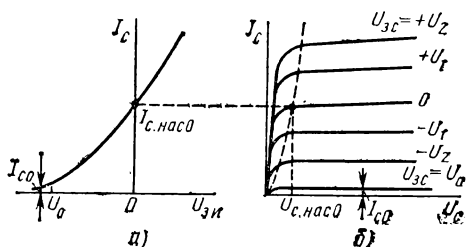


Рис. 6.7. Вольт-амперные характеристики полевого МДП-транзистора с встроенным каналом:

$a$  — характеристика прямой передачи;  $b$  — семейство выходных вольт-амперных характеристик

стических выходных характеристик (рис. 6.6). Область насыщения, являющаяся рабочей областью транзистора, на этом семействе расположена справа от штриховой линии.

При напряжениях на затворе, равном или превышающем по абсолютному значению пороговое ( $U_з = U_0$ ), 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

*n*-типа. При приложении внешнего напряжения к затвору в зависимости от значения полярности выходные характеристики будут смещаться в сторону больших или меньших токов.

Полевые транзисторы характеризуются следующими основными параметрами.

*Крутизна проходной характеристики*  $S = \Delta I_c / \Delta U_{зп}$  — отношение изменения тока стока к соответствующему изменению напряжения на затворе при коротком замыкании по переменному току на выходе транзистора в схеме с общим истоком. Сопротивление сток — исток в открытом состоянии транзистора  $R_{сн\ отк}$  — это сопротивление между стоком и истоком в открытом состоянии транзистора при заданном напряжении сток — исток, меньшем напряжения насыщения.

*Максимальная частота.* В полевом транзисторе отсутствует инжекция неосновных носителей заряда и связанные с ней инерционность и накопление зарядов. Поэтому максимальная частота полевого транзистора зависит только от постоянной времени перезарядки входной и выходной емкостей:

$$f_{\max} = 1/(2\pi R_k C_0),$$

где  $R_k$  — среднее значение сопротивления канала;  $C_0$  — емкость между затвором и каналом при заземленных истоке, стоке и подложке.

Важными параметрами полевых транзисторов являются: *начальный ток стока при нулевом смещении на затворе*  $I_{с\ нач}$ ; *напряжение между стоком и истоком при нулевом смещении на затворе, при котором наступает насыщение тока стока*,  $U_{с\ нас\ 0}$ ; *статическое сопротивление между стоком и истоком, измеренное при малом напряжении между стоком и истоком и нулевом смещении*,  $R_{с\ отк}$ ;  $U_0$  — *пороговое напряжение затвора*; *остаточный ток в стоковой цепи при напряжении между затвором и истоком, превышающем напряжение отсечки*,  $I_{с\ ост}$ . К предельным режимам полевых транзисторов относятся максимально допустимое напряжение между стоком и истоком  $U_{с\ max}$ ; максимальное допустимое напряжение между затвором и истоком  $U_{зп\ max}$  и максимально допустимая мощность рассеяния в транзисторе.

Максимальная мощность рассеяния на полевом транзисторе для маломощных приборов не превышает 20 мВт, а для мощных 10 Вт.

### § 6.3. КОНСТРУКЦИИ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В настоящее время полевые транзисторы изготавливают по планарной технологии.

На рис. 6.8 показана структура кремниевого планарного полевого транзистора с изолированным затвором и индуцированным каналом *p*-типа. Исходным материалом служит слаболегированный кремний с электропроводностью *n*-типа, в который проводят диффузию акцепторной примеси через вытравленные в оксидном слое окна для образования областей стоков и истоков, затем выращивают толстый и тонкий оксид для защиты *p-n*-перехода и изоляции за-

творя соответственно и наносят металлизированное покрытие алюминия для электродов затвора и истока.

Полевые транзисторы с повышенной предельной частотой изготавливают обычно из кремния  $p$ -типа с каналами  $n$ -типа, так как электроны имеют более высокую подвижность, чем дырки.

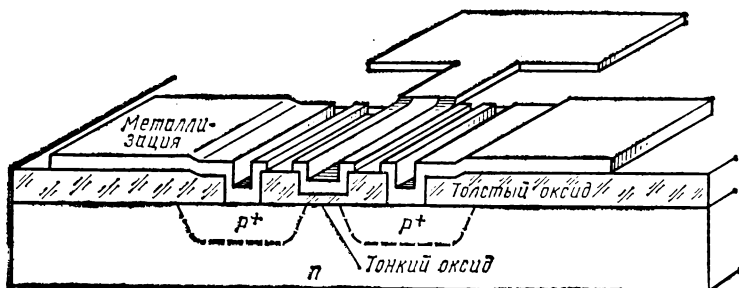


Рис. 6.8. Структура полевого транзистора с каналом  $p$ -типа

## ГЛАВА 7

### ВАРИСТОРЫ

*Варистором называют полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое сопротивление при изменении приложенного к нему электрического напряжения.*

Характеристика варистора показана на рис. 7.1. В приборе с симметричными характеристиками при изменении полярности напряжения ток не меняется.

Первоначально варисторы использовали в качестве высоковольтных разрядников, для защиты электрооборудования в высоковольтных линиях электропередачи.

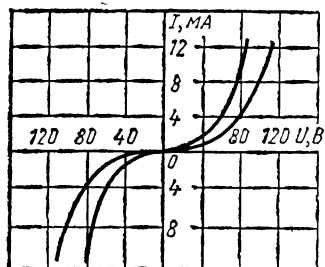


Рис. 7.1. Вольт-амперные характеристики двух варисторов

ных линиях электропередачи. Однако с развитием электроники области применения варисторов расширились. Их стали применять в стабилизаторах, регуляторах, преобразователях частоты и т. д.

Для изготовления варисторов используют порошок, состоящий из кристаллов карбида кремния, скрепленных связующим веществом.

Нелинейность вольт-амперной характеристики варистора связана с процессами, происходящими на контактах и поверхности кристаллов при прохождении тока. Кристаллы имеют разнообразную форму.

При малом приложенном напряжении ток проходит через участки соприкосновения кристаллов. С возрастанием напряжения пропорционально увеличивается ток через эти участки и начинает проходить ток через участки с малыми зазорами между кри-

сталлами. Чем выше напряжение, тем с большим зазором между кристаллами подключаются участки. Новые проводящие цепочки включаются параллельно. В результате эффективное сечение, по которому проходит ток, возрастает, сопротивление уменьшается. Электропроводность такой структуры связана с несколькими механизмами: с замыканием кристаллов карбида кремния, с пробоем оксидных поверхностных пленок на кристаллах и с нагревом контактирующих точек между кристаллами.

При мелкозернистой структуре эти механизмы не зависят от полярности приложенного напряжения. Этим объясняется симметричность вольт-амперной характеристики варистора.

Работу варистора в статистическом режиме характеризует *номинальное сопротивление*  $R_c$  при определенном значении приложенного напряжения  $U_1$ . Динамический режим работы варистора определяет *дифференциальное сопротивление* при том же значении приложенного напряжения  $U_1$ :

$$R_d = dU/dI.$$

Важным параметром варисторов является *коэффициент нелинейности*, определяемый относительно статического сопротивления к дифференциальному для одной и той же точки вольт-амперной характеристики:

$$\beta = \frac{R_c}{R_d} = \frac{U}{I} \frac{dI}{dU}.$$

Коэффициент нелинейности может быть определен путем измерения значений токов  $I_1$  и  $I_2$ , проходящих через варистор при двух известных значениях напряжений  $U_1$  и  $U_2$ :

$$\beta = \lg \frac{I_2}{I_1} / \lg \frac{U_2}{U_1} = \frac{\lg I_2 - \lg I_1}{\lg U_2 - \lg U_1}.$$

Одним из основных параметров варистора является классификационное напряжение, которое измеряют при заданном классификационном значении тока. Коэффициент нелинейности устанавливают обычно для каждого значения классификационного напряжения.

*Температурный коэффициент сопротивления* варистора отрицательный. Значение его можно определить из выражения

$$TKR = \frac{1}{R_c} \frac{dR_c}{dT}.$$

На практике более удобно пользоваться *температурным коэффициентом тока* ТК  $I$  — относительным изменением тока варистора при изменении температуры окружающей среды и при неизменном приложенном напряжении:

$$TKI = \frac{1}{I} \frac{dI}{dT}.$$

К предельным режимам варистора относится максимально допустимая мощность рассеяния  $P_{\text{рас}}$ , при которой варистор сохраняет свои свойства в течение установленного для него срока службы.

Электропроводность порошкообразного карбида кремния зависит от многих факторов: количества и типа примесей, размера зерен, давления и температуры.

Для получения варистора с заданным классификационным напряжением применяют порошки со строго определенным гранулометрическим составом. Для обеспечения механической прочности используемого материала применяют связующие вещества. Связка должна быть хорошим диэлектриком, чтобы не влиять на электропроводность основного материала. В качестве связующего вещества используют глину, ультрафарфор, легкоплавкие и жидкостные стекла.

Содержание связки в массе может составлять от 10 до 40% в зависимости от размера зерен карбида кремния и от того, какие требуются параметры варистора. С увеличением содержания связки классификационное напряжение и коэффициент нелинейности варистора возрастают.

После прессования или продавливания через матрицу полученную массу разрезают на заготовки нужных размеров и формы и обжигают. Связка должна обладать высокой механической прочно-

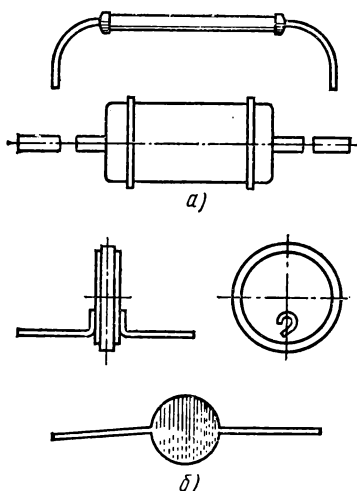


Рис. 7.2. Конструктивное оформление варисторов:

а — варисторы стержневого типа; б — варисторы дискового типа

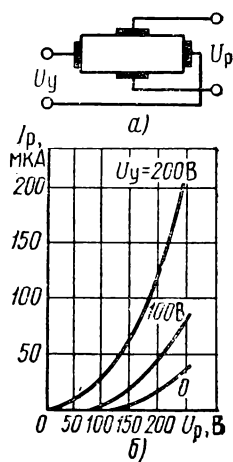


Рис. 7.3. Управляемые варисторы:

а — схематическое изображение; б — семейство вольт-амперных характеристик

стью, влагостойкостью, термостойкостью и хорошей адгезией к карбиду кремния.

Электроды наносят напылением металла на поверхности варистора или нанесением пасты и последующего вжигания. К полученным электродам припаивают выводы легкоплавкими припоями. Для защиты от воздействия окружающей среды токопроводящие элементы покрывают лаком.

Внешний вид варисторов различных типов показан на рис. 7.2. Наиболее широкое применение получили варисторы в форме дисков, шайб и стержней.

Обозначение варисторов состоит: из сокращенного наименования прибора СН (сопротивление нелинейное); первая цифра означает материал (1 — карбид кремния); вторая цифра — конструкция (1 — стержневые, 2 — дисковые); третья цифра — габаритные размеры токопроводящего элемента; далее указывается классификационное напряжение и процент его отклонения. Например, СН1-2-1-56 $\pm$ 10%.

Чтобы получить *управляемый варистор*, выполняют два управляющих электрода (рис. 7.3, а). При включении варистора в цепь поле, создаваемое управляющим электродом, направлено перпендикулярно управляемому.

На рис. 7.3, б показаны вольт-амперные характеристики управляемого варистора при различных управляющих напряжениях. Управляемые варисторы используют для решения различных задач. Оригинально применение их при переменном управляющем напряжении и постоянном рабочем и наоборот. Наиболее широко применяют варисторы в электротехнике и электронике. С помощью варисторов защищают высоковольтные линии и линии связи от атмосферных перенапряжений, приборы и элементы аппаратуры от перегрузок по напряжению, а также защищают контакты от разрушения.

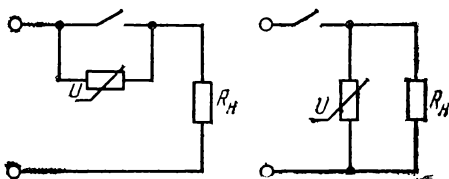


Рис. 7.4. Схемы включения варисторов для защиты контактов

На рис. 7.4 приведены схемы включения варисторов для защиты контактов. Реле, контакты которых защищены от перенапряжений, выдерживают значительно большее число срабатываний. В отличие от RC-цепочек варистор не запасает энергию. Энергия, запасенная в конденсаторе, способна вызвать разряд большой мощности при случайном замыкании контактов конденсатора.

Варисторы применяют в источниках вторичного питания в схемах стабилизаторов напряжения. На рис. 7.5 приведены схемы простейших стабилизаторов напряжения на варисторах. Нелинейная вольт-амперная характеристика позволяет получать малые изменения напряжения при значительных изменениях тока или сопротивления нагрузки. Стабилизаторы такого типа стабилизируют анодное напряжение передающих и приемных трубок в телевидении. В связи с тем что к. п. д. стабилизаторов на варисторах не высок, их используют в слаботочных схемах в качестве источников опорного напряжения. Варисторы применяются также для регулирования. Примером может служить нелинейный четырехполюсник, схема которого приведена на рис. 7.6.

При увеличении управляющего напряжения токи через варисторы увеличиваются, а нелинейность характеристики уменьшается и при определенном напряжении характеристика становится линейной. При одновременном изменении управляющего и выходного напряжений в зависимости от того, синфазно ли их изменение, опережает ли по фазе или отстает от напряжения  $U_{\text{вых}}$  на  $90^\circ$ ,

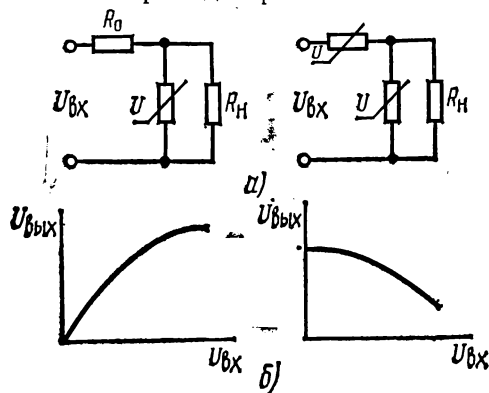


Рис. 7.5. Стабилизаторы напряжения на варисторах:

а — схемы; б — характеристики

ного напряжений в зависимости от того, синфазно ли их изменение, опережает ли по фазе или отстает от напряжения  $U_{\text{вых}}$  на  $90^\circ$ ,

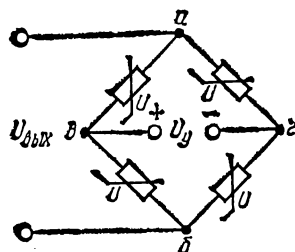


Рис. 7.6. Схема функционального преобразователя на варисторах

вольт-амперные характеристики будут принимать тот или иной вид. Таким образом, нелинейный четырехполюсник представляет собой функциональный преобразователь. Вид функции  $I=f(U_{\text{вых1}}; U_y)$  изменяется в зависимости от изменения напряжений.

В цепях с переменным напряжением нелинейный четырехполюсник может выполнять функции преобразователя частоты, модулятора, фазочувствительного детектора.

## ГЛАВА 8

### ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

#### § 8.1. ТЕРМОЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРЫ

*Термоэлектродвигатели — это полупроводниковые устройства, непосредственно превращающие тепловую энергию в электрическую.*

Явление термоэлектродвижущей силы (термо-э. д. с.) открыто Зеебеком в 1821 г. и уже более ста лет широко используется при измерении температур, а также при измерениях, которые могут быть сведены к измерению температуры (радиометры, термоприборы, вакуумметры и др.). В середине текущего столетия это явление было использовано при создании термоэлектрорегуляторов.

Рассмотрим механизм возникновения термо-э. д. с. в полупро-

водниках и основные характеристики, определяющие термоэлектрорегулятор.

Пусть полупроводник имеет форму длинного тонкого бруска с металлическими контактами на обоих концах (рис. 8.1, а, б). Термо-э. д. с. в полупроводнике возникает, когда один его конец обладает более высокой температурой (так называемый горячий конец), чем другой (холодный конец). На горячем конце концентрация носителей зарядов больше, если не все уровни ионизированы, и тепловая их энергия выше, чем на холодном. При этом возникает диффузионный поток носителей заряда к холодному концу в большем количестве, чем в обратном направлении (рис. 8.1, а, б).

Если полупроводник электронный, то холодный конец получит избыточный отрицательный заряд электронов, а горячий — нескомпенсированный положительный заряд дырок. Если полупроводник дырочный, то на холодном конце оказывается положительный избыточный

заряд дырок, а на горячем — нескомпенсированный 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 концами установится такая разность потенциалов, при которой потоки в обоих направлениях сравняются; это равновесие и определит термо-э. д. с. Она достигает 1 мВ на 1° разности температур.

Рассмотрим термоэлектрические свойства полупроводников с помощью зонной диаграммы полупроводника  $p$ -типа. Уровень Ферми и края зоны в полупроводнике устанавливаются так, как показано на рис. 8.1, в, — наклонными. Уровень Ферми наклоняется несколько положе, чем граница зон, так как концентрация дырок у контакта холодного конца возрастает. 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 определяется разностью высот уровня Ферми на концах полупроводника. В случае полупроводника  $n$ -типа правый конец бруска приобретает отрицательный потенциал относительно левого конца.

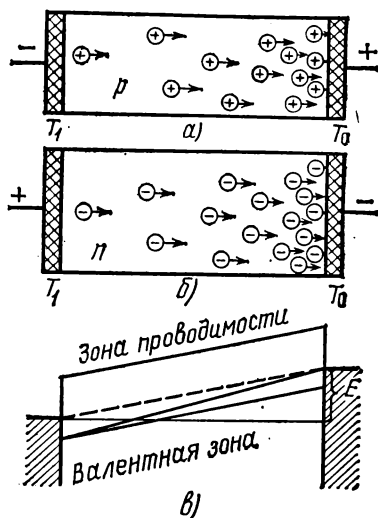


Рис. 8.1. Термоэлектрическая цепь и зонная диаграмма



Если полупроводник, в котором существует разность температур, составляет часть замкнутой электрической цепи, то поток зарядов создает электрический ток в цепи. Особенно выгодно устройство, в котором цепь составлена из полупроводника  $n$ - и  $p$ -типов (рис. 8.2). Именно по такому принципу создаются термоэлементы.

Металлическая пластинка, соединяющая полупроводники с электропроводностью  $n$ - и  $p$ -типов, подогревается источником теплоты. Два противоположных охлаждаемых конца полупроводников присоединены в цепи нагрузки  $R_H$ , использующей создаваемую термоэлементом электроэнергию. При включении нагрузки  $R_H$  ток будет направлен в стержне  $p$ -типа от горячего конца к холодному, а в стержне  $n$ -типа — от холодного к горячему, поэтому ток через нагрузочное сопротивление будет складываться из этих двух токов.

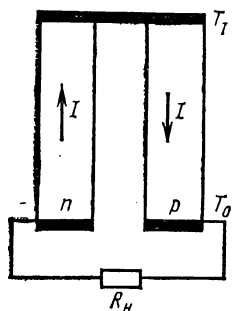


Рис. 8.2. Схема термоэлектрогенератора

Если температура горячих концов термоэлемента  $T_1$ , холодных  $T_0$ , а термо-э.д.с., возникающие в стержнях  $\alpha_p$  и  $\alpha_n$ , то удельная термо-э.д.с.  $\alpha$ , действующая в термоэлементе, равна сумме термо-э.д.с. отдельных его ветвей:  $\alpha = \alpha_n + \alpha_p$ .

Коэффициент термо-э.д.с. имеет отрицательный знак для электронных полупроводников и положительный — для дырочных.

Общая э.д.с. термоэлемента

$$E = (\alpha_n + \alpha_p)(T_1 - T_0). \quad (8.1)$$

Ток, проходящий в цепи нагрузки:

$$I = E / (R_H + R_0), \quad (8.2)$$

где  $R_0$  — внутреннее сопротивление термоэлементов.

Полезная мощность, которую получают при нагрузке:

$$P_H = UI, \quad (8.3)$$

где  $U$  — напряжение на сопротивлении нагрузки термоэлемента.

Причем

$$\frac{E}{U} = \frac{R_H}{R_H + R_0}, \quad U = \frac{ER_H}{R_H + R_0}, \quad (8.4)$$

$$P_H = \frac{E^2 R_H}{(R_H + R_0)^2} = \frac{(\alpha_n + \alpha_p)^2 (T_1 - T_0)^2 R_H}{(R_H + R_0)^2}. \quad (8.5)$$

Наибольшего значения  $P_H$  достигает, если  $R_H = R_0$ :

$$P_{H \max} = \frac{(\alpha_n + \alpha_p)^2 (T_1 - T_0)^2}{4R_H}. \quad (8.6)$$

Вся мощность, развиваемая термоэлементом:

$$EI = \frac{(\alpha_n + \alpha_p)^2 (T_1 - T_0)^2}{2R_H}. \quad (8.7)$$

Важнейшим параметром термоэлемента является коэффициент полезного действия  $\eta$ , который определяется как отношение полезной мощности  $P_n$  к тепловой энергии  $Q$ , сообщаемой горячему спаю:

$$\eta = P_n / Q. \quad (8.8)$$

К. п. д. термогенератора зависит от коэффициента  $\alpha$ , коэффициента теплопроводности материала полупроводника  $\lambda$  и удельной электрической проводимости его  $\sigma$ :

$$\eta \approx \frac{\alpha^2 \sigma}{\lambda} (T_1 - T_0). \quad (8.9)$$

Максимальный к.п.д.

$$\eta_{\max} = (T_1 - T_0) / T_0. \quad (8.10)$$

Однако он не учитывает потери теплоты в брусках за счет теплопроводности, а также потери от нагревания полупроводниковых брусков током, проходящим 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 напряжений и токов элементы соединяют последовательно в батареи, при этом повышаются отдаваемая мощность и к.п.д.

Основными преимуществами термоэлектрогенераторов являются относительно большие сроки службы и хранения.

Мощность термоэлектрогенераторов, выпускаемых промышленностью, Вт: ТКЗ-3—6; ТКК-9—9,6; ТГУ-1—14; «Ромашка» — 500.

В настоящее время созданы термоэлектрогенераторы на 5 кВт и больше.

## § 8.2. ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ БАТАРЕИ

*Термоэлектрические батареи представляют собой полупроводниковые устройства, непосредственно преобразующие электрическую энергию в теплоту 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 спаи понижается или повышается. Нагрев и охлаждение происходят за счет того, что у носителей заряда при прохождении через контакт меняется средняя кинетическая энергия. В качестве примера рассмотрим энергетический баланс при прохождении тока через контакт металл — полупроводник  $n$ -типа.

На рис. 8.3 приведена зонная диаграмма. Допустим, электроны перемещаются через контакт из полупроводника в металл. Как видно из рисунка, средняя кинетическая энергия электрона в полупро-

воднике на  $\Delta E$  выше, чем в металле. Следовательно, каждый электрон, пересекающий контакт, отдает атомам металла избыточную энергию, которая выделяется в виде теплоты вблизи контакта, на расстоянии нескольких средних длин свободных пробегов от перехода.

Если изменить полярность внешнего источника, то для тока, идущего в обратном направлении, точно такое же количество теплоты должно поглотиться на контакте.

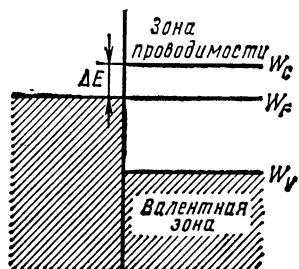


Рис. 8.3. Упрощенная энергетическая диаграмма контакта электронного полупроводника с металлом

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 в полупроводник, уносит с собой 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.

Коэффициент, показывающий степень нагрева или охлаждения, называют *коэффициентом Пельтье*. Он представляет собой отношение количества выделившейся или поглощенной теплоты (в джоулях) к прошедшему через контакт заряду (в кулонах):

Коэффициент, показывающий степень нагрева или охлаждения, называют *коэффициентом Пельтье*. Он представляет собой отношение количества выделившейся или поглощенной теплоты (в джоулях) к прошедшему через контакт заряду (в кулонах):

$$P = \pm \frac{\Delta E}{e} = \alpha T, \quad (8.11)$$

где  $\alpha$  — коэффициент термо-э.д.с., знак которого зависит от направления тока.

Количество теплоты, поглощаемой (выделяемой) в спая:

$$Q = \Pi I t,$$

где  $t$  — длительность прохождения тока.

Выделяемая теплота у полупроводников значительно выше, чем у металлов при равных условиях, так как  $\alpha$  у полупроводников намного выше, чем у металлов.

Основной частью термобатареи является термоэлемент, состоящий из полупроводниковых стержней  $p$ - и  $n$ -типов, соединенных металлическим мостиком (рис. 8.4). Как видно из рис. 8.4, термоэлемент представляет собой не что иное, как термоэлектрогенератор.

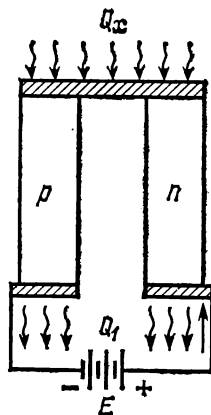


Рис. 8.4. Схема термоэлемента

тор (см. рис. 8.2), у которого разорвана цепь нагрузки и вместо нее подведено постоянное напряжение. Под действием напряжения через термоэлемент проходит 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 теплоту Пельтье, а верхние поглощают, и между ними возникает некоторая разность температур.

Количество теплоты, отнимаемой от охлажденного спая:

$$Q_x = \alpha T_x I t, \quad (8.12)$$

где  $T_x$  — температура холодного спая, К.

В теплом спая выделяется теплота

$$Q_r = \alpha T_r I t.$$

Если температуру нагреваемого контакта поддерживать постоянной за счет теплоотвода, то между контактами возникает стационарная разность температур:

$$\Delta T = T_r - T_x.$$

Отношение выделяемой и поглощаемой теплоты

$$Q_r/Q_x = T_r/T_x.$$

Разность тепловых энергий компенсируется электрической энергией:

$$Q_r - Q_x = W.$$

Отношение затрачиваемой электроэнергии к теплоте, выделяемой на теплом спаяе,  $W/Q_r = (Q_r - Q_x)/Q_r = (T_r - T_x)/T_r$ .

Наряду с поглощением теплоты Пельтье при прохождении тока через термоэлемент наблюдается выделение джоулевой теплоты в стержнях элемента  $Q = I^2 R$ , где  $R$  — омическое сопротивление термоэлемента. Примерно половина джоулевой теплоты выделяется на холодном спаяе. При больших значениях проходящего тока значение джоулевой теплоты превышает количество поглощенной теплоты Пельтье, и вместо холодного контакт становится горячим. Для определения оптимального значения тока запишем выражение суммы поглощаемой и выделяемой теплоты 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:

$$Q_{x \text{ max}} = - \Pi^2/(2R). \quad (8.15)$$

Как видно из выражения (8.15), для повышения эффективности термоэлемента целесообразно выбирать низкие значения  $R$ , однако в приведенных расчетах не учитывалась теплопроводность стержней. При уменьшении  $R$  возрастает теплопроводность полупроводника, холодный контакт сильнее нагревается от горячего, т. е. здесь также нужно искать компромиссное решение. Следует учесть также 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 отведенной термоэлементом теплоты к затраченной электрической мощности в единицу времени:

$$K = \frac{Q_x}{W} = \frac{Q_n - 0,5Q_{дж} - Q_T}{Q_{дж} + Q_{т-э. д. с.}}, \quad (8.16)$$

где  $Q_n$  — теплота Пельтье;  $Q_{дж}$  — джоулева теплота;  $Q_T$  — теплота, переходящая к холодному контакту путем теплопроводности;  $Q_{т-э. д. с.}$  — 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:

$$K = \frac{\alpha I T_x - 0,5 I^2 R - \Delta T [\alpha / (Rz)]}{I (\alpha_T \Delta T + I R)}, \quad (8.17)$$

где  $z$  — *эффективность термоэлемента* — один из важных его параметров;

$$z = \alpha^2 / (R\lambda). \quad (8.18)$$

При использовании термоэлемента в качестве нагревателя важнейшим параметром является *отопительный коэффициент*  $L$ , определяемый как отношение подведенной к термоэлементу теплоты к затраченной электрической мощности.

Пользуясь законами термодинамики, можно установить зависимость между коэффициентами  $K$  и  $L$ :  $L = 1 + K$ .

Охлаждение, вызываемое термоэлектрической батареей, используется для создания холодильника. Теплые спаи отдают получаемую ими теплоту  $Q_r$  в окружающий воздух или в используемую для их охлаждения водопроводную воду; холодные спаи, находящиеся внутри холодильника, отнимают теплоту, поддерживая в нем низкую температуру.

Разработано несколько типов полупроводниковых термоэлектродохладильников как для бытовых целей, так и для охлаждения и термостатирования различных электронных устройств.

На рис. 8.5 показана конструкция домашнего холодильника. Батарея, представляющая собой основную часть холодильника, состоит из последовательно соединенных элементов (рис. 8.6). При подключении напряжения (как показано на рис. 8.6) в нижних

слоях будет выделяться теплота Пельтье, а в верхних — поглощаться.

Поддерживая нижние слои 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 теплоты от горячих спаяв и внутреннего радиатора для интенсивного теплообмена между холодными спаями и воздухом внутри холодильной камеры.

Термоэлемент обычно выполняют в виде плиты, на одну сторону которой выходят горячие спая, а на другую — холодные, или в виде цилиндра, состоящего из набора пластин электрического и дырочного полупроводника, соединенных перемычкой по внутреннему или наружному краю.

Металлические пластинки выполняют роль одновременно электродов и термоэлементов. Для осуществления более интенсивного теплообмена применяют жидкостное или воздушное принудительное охлаждение.

Пространство между внутренней и внешней стенками кожуха заполняют теплоизоляционным материалом. Чем лучше теплоизоляция охлаждающихся контактов, тем более низкой температуры они достигнут.

Удельное сопротивление полупроводниковых материалов, применяющихся в термоэлементах, составляет приблизительно  $10^{-3}$  Ом·см, длину ветвей выбирают обычно в пределах 1—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 материалы ветвей.

Более глубокое охлаждение может быть достигнуто каскадным включением батарей. Холодные спая 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.

Применение термоэлементов позволило использовать изделия с полупроводниковыми приборами в условиях повышенных температур окружающей среды, превышающих предельные значения для полупроводниковых приборов. Микроминиатюризация аппара-

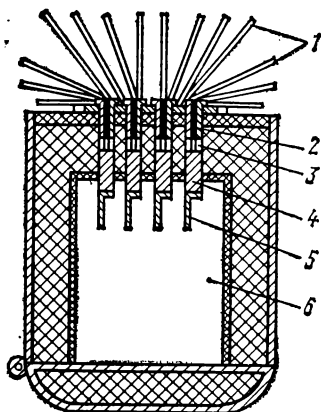


Рис. 8.5. Поперечный разрез холодильника с полупроводниковой термобатареей:

1 — радиаторы для отвода теплоты; 2 — горячие контакты; 3 — термоэлементы; 4 — холодные контакты; 5 — радиаторы для теплообмена между холодными спаями и воздухом внутри холодильной камеры; 6 — полезный объем холодильника

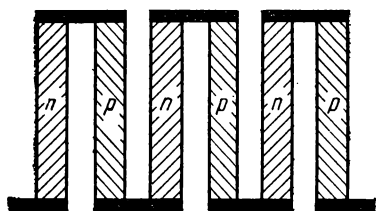


Рис. 8.6. Батарея из последовательно соединенных элементов

туры потребовала термостатирования малых объемов. Поскольку в термоэлементах одна система спаев охлаждается, а другая нагревается, легко осуществлять терморегулирование. В зависимости от температуры в объеме, где она поддерживается постоянной, срабатывает реле и напряжение 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  $\pm 0,001$  К.

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 батареи термоэлементов.

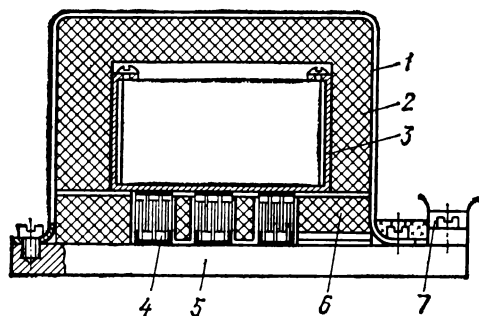


Рис. 8.7. Конструкция термоэлектрического термостата для радиоэлектронной аппаратуры: 1 — кожух; 2 — теплоизоляционная оболочка; 3 — внутренний кожух; 4 — термоблок; 5 — теплоотводящее основание; 6 — теплоизоляционная прокладка; 7 — электрический разъем

Стенки термостата представляют собой два теплопроводящих кожуха (медь, дюралюминий или латунь), в промежутке между которыми проложен слой теплоизоляции, так как необходимо обеспечить хороший теплоотвод от контактов и ограничить теплоприток извне в термостатируемый объем.

Холодные спаи термобатарей должны находиться в тепловом контакте с объектом, подлежащим охлаждению. Обычно его крепят к корпусу внутренней оболочки винтами, теплопроводными компаундами или припаивают 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 либо нагревает, либо охлаждает помещение. Действительно, достаточно изменить направление тока на противоположное, как на наружных спаях начнет выделяться тепло, а спаи, 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.

В отличие от прямого подогрева джоулевой теплотой в термоэлектрических подогревателях электрическая энергия служит средством переноса теплоты от холодных контактов к горячим. Таким образом, на горячих контактах тепловой энергии выделяется больше, чем было затрачено электрической. Так, при  $\Delta T = 10$  К на

каждый ватт выделяемой на контактах горячих концов теплоты необходимо затратить не более 0,2 Вт электрической энергии, при  $\Delta T = 20\text{К}$ —0,3 Вт, при  $\Delta T = 30\text{К}$ —0,5 Вт.

### § 8.3. ТЕРМОРЕЗИСТОРЫ

*Терморезистором называют полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое электрическое сопротивление при изменении собственной температуры.*

Терморезистор представляет собой определенной формы полупроводник одного типа электропроводности с двумя невыпрямляющими контактами.

Электропроводность полупроводников сильно изменяется с изменением температуры.

Измеряя сопротивления 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. те, у которых с увеличением температуры сопротивление уменьшается. Наряду с ними используют высокочувствительные терморезисторы с положительным температурным коэффициентом сопротивления. Среди них особое место занимают так называемые *позисторы*. В определенном интервале температур позисторы имеют очень высокий температурный коэффициент сопротивления, поэтому их широко применяют в схемах защиты.

В зависимости от способа управления температурой полупроводникового элемента терморезисторы подразделяют на два класса: прямого и косвенного подогрева.

Терморезистор *прямого подогрева* — это двухполюсник, электрическое сопротивление которого изменяется с изменением его температуры в результате рассеивания мощности в термочувствительном элементе терморезистора за счет проходящего через него тока подогрева.

Терморезистор *косвенного подогрева* действует по тому же принципу, что и терморезистор прямого подогрева, но электрическое сопротивление его изменяется в результате рассеивания мощности



как в термочувствительном элементе тока, так и в подогревателе терморезистора.

Зависимость удельного сопротивления полупроводника от температуры носит экспоненциальный характер. Поэтому зависимость сопротивления терморезистора от температуры в рабочем интервале температур

$$R = R_{\infty} \exp \frac{B}{T}, \quad (8.19)$$

где  $R_{\infty}$  — условное сопротивление терморезистора при  $T = \infty$ ;  $B$  — температурная постоянная;  $T$  — температура, К.

**Параметры и характеристики терморезисторов.** Рассмотрим основные параметры и характеристики терморезисторов прямого подогрева.

На рис. 8.8 приведены статические характеристики терморезисторов. Они имеют ярко выраженную нелинейность. При снятии

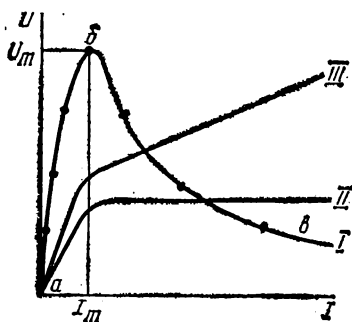


Рис. 8.8. Статические характеристики терморезисторов

характеристики после определения значения тока делалась достаточная выдержка времени до отсчета напряжения, чтобы температура терморезистора установилась. Рассмотрим характеристику с отрицательным участком (рис. 8.8, кривая I), наиболее распространенную для терморезисторов.

На начальном участке  $ab$  (рис. 8.8), на котором  $dU/dI > 0$ , характеристика близка к линейной, так как при достаточно малых токах мощность рассеяния мала, чтобы нагреть терморезистор. На этом участке соблюдается

закон Ома, и дифференциальное сопротивление положительно.

При повышенных токах и напряжениях температура терморезистора возрастает. 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  $I_m$  (точка б на рис. 8.8) 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 (участок  $бв$  на рис. 8.8). На этом участке  $dU/dI < 0$ , т. е. дифференциальное сопротивление отрицательно. Именно этот участок является рабочей частью вольт-амперной характеристики терморезистора.

Чтобы служить стабилизатором напряжения, терморезистор

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 (рис. 8.8, кривая *II*).

У других типов терморезисторов на протяжении всей вольт-амперной характеристики увеличение тока терморезистора вызывает увеличение напряжения (рис. 8.8, кривая *III*). Такие терморезисторы применяют в измерительных схемах.

Форму вольт-амперной характеристики можно корректировать за счет параллельно-последовательного соединения терморезисторов.

В некоторых случаях соединяют терморезисторы с обычными резисторами, конденсаторами и индуктивными катушками.

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  $U=IR$ ,  $P=I^2R$  и вольт-амперная характе-

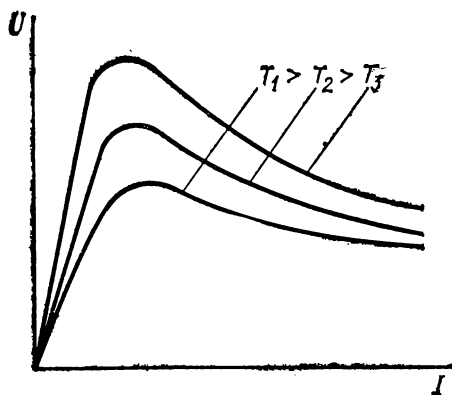


Рис. 8.9. Статические вольт-амперные характеристики терморезистора при различных температурах

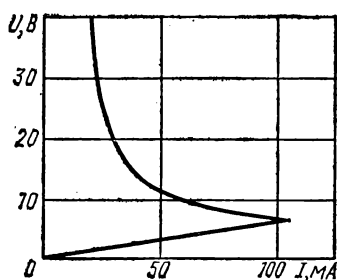


Рис. 8.10. Вольт-амперная характеристика позистора

ристика сместится вниз (рис. 8.9). Очевидно, что при понижении температуры вольт-амперная характеристика сместится вверх.

На рис. 8.10 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.

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 может составлять от нескольких омов до нескольких сотен килоомов и имеет значительный разброс в пределах какого-либо типа.

Электрическое сопротивление терморезистора меняется по закону, определяемому формулой (8.19). Постоянная  $B$  характеризует температурную чувствительность терморезистора. Сопротивление терморезистора тем выше, чем шире запрещенная зона материала полупроводникового элемента.

Постоянная  $B$  может быть определена 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

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_0} + \frac{1}{B_0} \ln \frac{R_t}{R_0}}. \quad (8.21)$$

Преобразуя выражение (8.21), получим формулу для постоянной  $B$ :

$$B = \frac{T_0 T}{T - T_0} \ln \frac{R_0}{R_t}. \quad (8.22)$$

Подставляя в выражение (8.22) измеренные значения температур  $T_0$  и  $T$  соответствующие им значения  $R_t$  и  $R_0$ , определим  $B$ . У различных типов терморезисторов  $B = 700 \div 15\,800$  К.

*Температурный коэффициент сопротивления* ТК  $R$  определяется как относительное изменение температуры окружающей среды:

$$\text{ТК } R = \frac{1}{R_t} \frac{dR_t}{dT}. \quad (8.23)$$

Подставляя выражение (8.19) в уравнение (8.23) и дифференцируя, получим

$$\text{ТК } R = -B/T^2. \quad (8.24)$$

Таким образом, температурный коэффициент сопротивления терморезисторов в отличие от ТК  $R$  обычных резисторов — величина отрицательная и изменяется в широких пределах.

Значение ТК  $R$  важно при расчетах режимов работы схем с терморезисторами и составляет  $(-0,008) - (-0,006)$  град $^{-1}$ .

Представляет интерес зависимость ТК  $R$  терморезистора от температуры. В качестве примера на рис. 8.11 приведена зависимость ТК  $R$  от температуры для терморезистора с отрицательным ТК  $R$  и для позистора.

Для позисторов характерно резкое увеличение ТК  $R$  с повышением температуры в узком интервале (рис. 8.11, кривая 2).

*Коэффициент рассеивания мощности* терморезистора  $H$  определяется как отношение мощности, рассеиваемой на терморезисторе,

к изменению температуры термочувствительного элемента относительно температуры окружающей среды.

Коэффициент рассеяния может быть определен по вольт-амперной характеристике и зависимости сопротивления терморезистора от температуры. Действительно для любой точки кривой (см. рис. 8.8) 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 ее наклон, т. е.  $dP/dT=H$ .

Чувствительность по мощности  $g$  определяем как входную мощность (в ваттах), необходимую для понижения сопротивления термистора на 1% или от  $R$  до  $0,99 R$ .

Чувствительность по мощности определяет крутизну отрицательного участка статической вольт-амперной характеристики тиристора.

Коэффициент  $g$  находят из выражения

$$g = \frac{100}{(1/R_t)(\partial R_t / \partial P)} = \frac{H}{TKR}.$$

Переходные процессы в цепях с терморезисторами могут быть использованы для различных технических целей (реле времени, тепловая защита машин, схемы температурной сигнализации и др.). Кроме того, переходные процессы создают определенную инерционность в работе терморезисторов, что в ряде случаев ограничивает их применение, поэтому необходимо определять время переходного процесса терморезисторов.

Описывать инерционность терморезисторов удобно с помощью теплоэлектрической эквивалентной схемы. Терморезистор является тепловым аналогом электрической цепи, состоящей из параллельно соединенных конденсатора и сопротивления (рис. 8.12), где конденсатор соответствует теплоемкости терморезистора  $C_t$ , а сопротивление — тепловому сопротивлению  $R_t = 1/H$ .

Постоянная времени этой цепи  $\tau$  соответствует тепловой постоянной времени терморезистора  $\tau_t$ , которая и является параметром, характеризующим быстродействие терморезисторов, и означает время, в течение которого температура терморезистора увеличится на 63% от начального значения при подаче входной мощности. Тепловую постоянную определяем как отношение теплоемкости терморезистора к коэффициенту рассеяния мощности терморезистора:  $\tau_t = C_t/H$ .

Постоянная времени зависит от размеров и конструкции, а так-

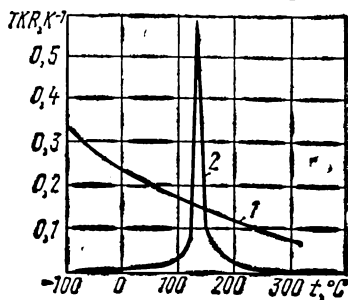


Рис. 8.11. Зависимость ТКР от температуры:

1 — для терморезистора; 2 — для позисторов

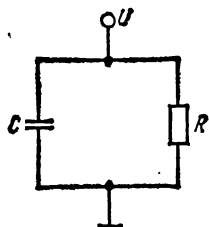


Рис. 8.12. Эквивалентная теплоэлектрическая схема терморезистора

же от состояния окружающей среды. Тепловая постоянная терморезисторов составляет от 10 мс до 10 мин.

Теплоемкость терморезистора  $C_t = dQ/dt$  определяется количеством теплоты, которую запасает терморезистор при повышении его температуры на 1 К.

К предельным режимам терморезистора относятся максимальная рабочая температура  $T_{\max}$ , до которой терморезистор сохраняет свои характеристики в заданных пределах и обеспечивается стабильная работа в течение гарантированного срока службы. Максимальная рабочая температура определяется свойствами материалов полупроводникового элемента и металлических соединений (особенно припоев), а также конструктивными особенностями терморезистора.

Максимальная мощность  $P_{\max}$ , рассеиваемая терморезистором, при которой обеспечивается его стабильная работа в течение гарантированного срока службы, определяется из выражения

$$P_{\max} = \frac{T_{\max} - T_0}{R_t}.$$

Таким образом, при окружающей температуре  $T_0$  и максимальной мощности рассеяния терморезистор нагревается за счет проходящего через него тока до максимальной температуры. Превышение максимальной мощности, как и температуры, приводит к необратимым изменениям в терморезисторе и выходу его из строя.

**Технология изготовления и применение.** Первой задачей при создании терморезисторов является выбор исходного материала, который должен иметь высокие проводимость и ТКР, регулируемые в пределах больших диапазонов.

Этим требованиям удовлетворяют кристаллические полупроводниковые материалы. Широко применяют смеси оксидов металлов, например оксид титана с оксидом магния, закись никеля с оксидом лития, оксид никеля с оксидом кобальта и т. д.

Варьируя составами смесей, можно изменять в широких пределах значения сопротивления терморезистора при достаточно высоком температурном коэффициенте сопротивления.

Для массового производства терморезисторов применяют методы керамической технологии — спекания порошковых материалов в штабики определенной формы. Наиболее распространенным является метод формовки резисторов из порошка смеси двух, трех или более оксидов. В порошок добавляют связующий материал и разбавитель до получения тестообразной массы. В качестве связки используют силикат натрия, парафин, различные смолы и т. д.

При высокотемпературном обжиге разбавитель улетучивается, связка выгорает, а зерна порошка сплавляются в плотную однородную массу. Для образования металлических контактов по бокам заготовок наносят золотую или серебряную пасту. При обжиге паста спекается в сплошную металлическую планку, к которой припаивают проволоочные выводы.

Готовую структуру терморезистора покрывают защитной краской, смолами или помещают в специальный защитный корпус.

Терморезисторы изготавливают в виде бусинок, стержней, дисков, шайб и пленок. Каждый из них может быть различных размеров и из разнообразных полупроводниковых материалов для получения желаемых электрических характеристик.

При изготовлении бусинковых терморезисторов на две проволоочки из платины, натянутые параллельно друг другу, наносят пасту из смеси порошка полупроводника с органическим связующим веществом. Пасту приготавливают 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 провололочек и создают плотный и постоянный контакт с ним. Далее проволоочки разрезают и получают отдельные приборы. Для защиты от внешней среды бусинку покрывают стеклянной оболочкой или помещают в evacuated баллончик либо наполненный инертным газом баллончик.

Стержневые терморезисторы получают продавливанием пасты через отверстие, резкой на отрезки нужной длины и спеканием. Терморезисторы в виде дисков и шайб изготавливают аналогичным образом путем прессовки в формах нужных размеров. Иногда их прессуют без связки либо изготавливают способом горячего литья 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.

Полупроводниковый элемент должен быть малых размеров и иметь хороший тепловой контакт с радиатором. При этом уменьшается тепловая постоянная времени.

На рис. 8.13 приведены наиболее распространенные конструкции терморезисторов.

Позисторы изготавливают из титанатобариевой керамики с при-

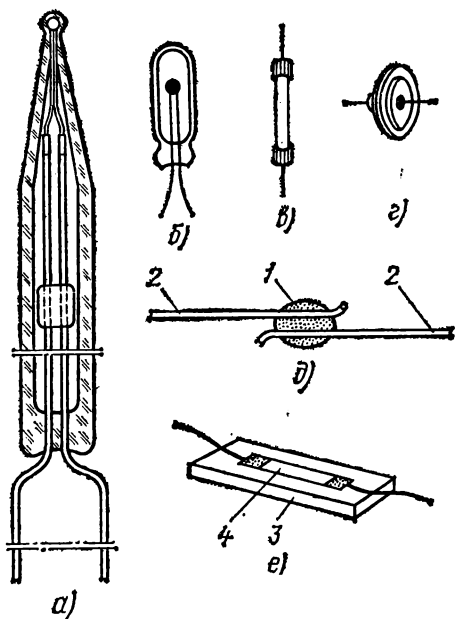


Рис. 8.13. Конструкции терморезисторов: с бусинкой (а, б, д); в виде стержня (в); диска (с); пленок (е); 1 — бусинка; 2 — подводящие проводники; 3 — подложка из стекла, кварца или керамики; 4 — пленка

месью редкоземельных элементов, таких, как лантан, церий и др. В определенном узком интервале температур сопротивление такого материала увеличивается на несколько порядков. Изменяя процентное содержание редкоземельных элементов, можно изменять диапазон температур положительного ТКР и характер зависимости.

Полупроводниковую керамику изготавливают так же, как и обычную. Однако учитывают основные требования полупроводникового производства: высокую степень чистоты и тщательный контроль 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 материал вновь перемалывают в порошок и прессуют в виде пластин, брусков, шайб или дисков. Затем их подвергают обжигу.

Омические контакты получают путем химического осаждения на керамику пленки никеля и дальнейшей термообработки при температуре  $500^{\circ}\text{C}$ . К металлической пленке присоединяют выводы. Элемент покрывают защитной оболочкой из стекла, эпоксидных смол и т. д.

По конструктивному оформлению позисторы аналогичны терморезисторам (рис. 8.14).

Терморезисторы, изготовленные из германия, кремния, карбида кремния и фосфида галлия, обладают как положительным, так и отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Применяют кремний *n*- и *p*-типов. Так, терморезистор, изготовленный из

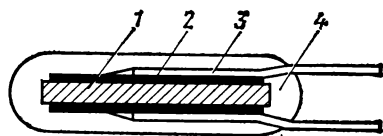


Рис. 8.14. Конструкция позистора: 1 — полупроводниковый элемент; 2 — электрод; 3 — вывод; 4 — защитное покрытие

кремния *n*-типа с удельным сопротивлением около  $1\text{ Ом}\cdot\text{см}$  и с положительным ТКР, обладает номинальным сопротивлением  $50\text{—}500\text{ Ом}$  и почти линейной зависимостью сопротивления от температуры ( $\text{TKR}=0,007\div 0,01\text{ K}^{-1}$ ).

Терморезисторам свойственно старение, т. е. 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, проведение специальных тренировок для искусственного старения, позволяющих стабилизировать параметры и отбраковать наиболее нестабильные приборы, ведет к увеличению срока службы терморезистора. Искусственное старение проводится при температуре  $200\text{—}500^{\circ}\text{C}$  в течение нескольких суток.

**Терморезисторы косвенного подогрева.** Терморезисторы косвенного подогрева содержат полупроводниковый элемент, помещенный внутри специальной подогревной обмотки, т. е. представляют собой две термически связанные, но электрически изолированные цепи.

Полупроводниковый элемент для терморезистора косвенного

подогрева изготавливают так же, как и для терморезистора прямого подогрева, но главным образом стержневого типа.

Полупроводниковый элемент помещают внутри подогревательной катушки (рис. 8.15, а).

Другая часто встречающаяся конструкция представляет собой полупроводниковый цилиндр с внутренним подогревателем (рис. 8.15, б). Цепь подогрева является управляющей, а цепь полупроводникового элемента — управляемой. Наличие двойного управления таких приборов существенно расширяет их область применения.

Статические характеристики терморезистора косвенного подогрева определяют связь между параметрами управляемой и управляющей цепей.

Благодаря току, проходящему через подогреватель, характеристика полупроводникового элемента сдвигается. На рис. 8.16 приведено семейство вольт-амперных характеристик терморезистора косвенного подогрева. Для разных значений тока подогрева характеристики различны в результате изменения температуры, от которой зависят свойства полупроводникового элемента.

Повышение температуры терморезистора по отношению к температуре окружающей среды определяется теплоемкостью полупроводникового элемента, теплопроводностью между элементом и обмоткой.

Рассмотренные параметры терморезисторов прямого подогрева

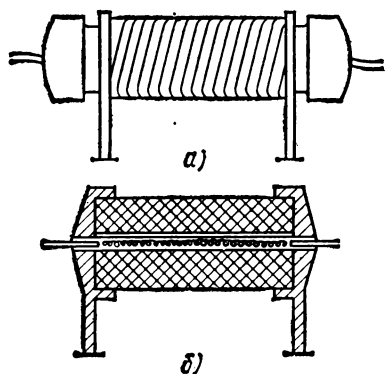


Рис. 8.15. Конструкции терморезисторов с косвенным подогревом

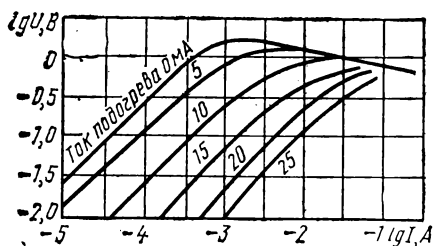


Рис. 8.16. Семейство вольт-амперных характеристик терморезистора косвенного подогрева

соответствуют параметрам терморезисторов косвенного подогрева. Помимо этих параметров для терморезисторов косвенного подогрева дополнительно введем следующие: максимально допустимый ток подогревателя; максимально допустимая мощность рассеяния в подогревателе; «горячее» сопротивление — сопротивление полупроводникового элемента при максимально допустимой мощности, рассеиваемой в подогревателе; минимальный ток через полупроводниковый элемент.

Инерционность терморезисторов косвенного подогрева определяется как постоянной времени установления температуры полупроводникового элемента за счет теплоты, выделяемой при прохождении через него тока; так и постоянной времени установления



температуры за счет теплоты в обмотке подогрева. Действие тока подогрева на электрические параметры терморезистора аналогично действию температуры окружающей среды.

Первоначально терморезисторы применяли только как термометры. В дальнейшем их стали применять 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 металлизированных резисторов, имеющих положительный температурный коэффициент, 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.

Терморезисторы с отрицательным сопротивлением используют 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, используют в спектроскопии как индикаторы излучения, для измерения вакуума, мощности на СВЧ, скоростей движения жидкостей и газов, теплопроводностей жидкостей и газов и т. д.

Терморезисторы с косвенным подогревом чаще всего используют для автоматической регулировки усиления, в телемеханике, где с их помощью можно дистанционно регулировать работу телемеханических систем.

#### § 8.4. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ БОЛОМЕТРЫ

Терморезисторы применяют для измерения интенсивности электромагнитного излучения в оптическом диапазоне частот. *Терморезисторы, предназначенные для регистрации лучистой энергии, называют болометрами.*

Болометры нашли широкое применение в астрономии (локация Луны), в военной технике (ИК-локаторы), в различных спектрометрических исследованиях, в бесконтактных термометрах и т. д.

Помимо параметров, общих для всех терморезисторов, для болометров введем дополнительные.

*Рабочее напряжение* — напряжение, которое необходимо приложить к болометру.

*Чувствительность*  $S_f$  на частоте измеряемого лучистого потока  $f$ .

На практике чувствительность болометров определяют как отношение полезного сигнала  $U$ , снимаемого с болометра, к мощности — лучистой энергии, падающей на активный элемент:

$$S_f = U/W,$$

у некоторых типов болометров  $S_f$  достигает 1000.

Порог чувствительности  $W_n$  — минимальная мощность, которую способен зарегистрировать болометр. Обычно порог чувствительности определяют как мощность излучения, вызывающую 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.

Важной характеристикой болометра является уровень собственных шумов, а также постоянная времени  $\tau_i$ . Для серийно выпускаемых болометров она составляет обычно несколько десятков секунд.

Полупроводниковый элемент болометра выполняют в виде тонкой пленки толщиной 10—20 мкм. Как и при изготовлении обычных

терморезисторов, 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 обжига и формирование омических контактов

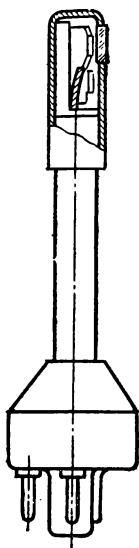


Рис. 8.17. Конструкция полупроводникового болометра

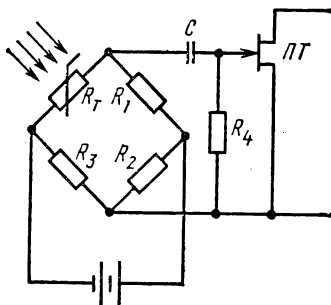


Рис. 8.18. Схема включения болометра

для обеспечения низких переходных сопротивлений и, следовательно, минимального уровня собственных шумов.

Для компенсации изменений температуры окружающей среды полупроводниковый болометр собирают из двух полупроводниковых

элементов. Один элемент 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. 8.17.

Наиболее распространенная схема включения болометра показана на рис. 8.18. Резистор  $R_t$  — 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 его помощью 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.

## ГЛАВА 9

### ЭЛЕМЕНТЫ ОПТОЭЛЕКТРОНИКИ

#### § 9.1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ. ФОТОРЕЗИСТОРЫ

*Фоторезисторы* относятся к полупроводниковым приемникам излучения (фотоприемники), действие которых основано на внутреннем фотоэффекте в полупроводниках, заключающемся в преобразовании энергии оптического излучения в электрическую энергию.

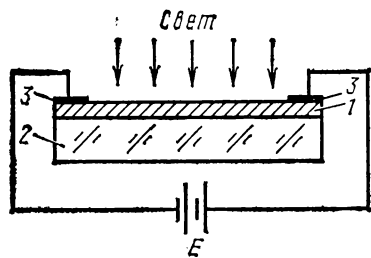


Рис. 9.1. Схема устройства фоторезистора:

1 — светочувствительный полупроводник; 2 — подложка; 3 — токоведущие электроды

**Принцип действия.** Фоторезистором называют полупроводниковый фотоприемник, в котором используется зависимость электрического сопротивления полупроводника от светового излучения.

Основной частью фоторезистора является полупроводниковый слой, снабженный выводами и расположенный так, что на него может падать свет (рис. 9.1).

В результате поглощения полупроводником лучистой энергии образуется дополнительное количество подвижных носителей заряда, вследствие чего уменьшается его сопротивление, т. е. возникает дополнительная проводимость, называемая фотопроводимостью полупроводника.

Если освещать поверхность полупроводника непрерывно, то число неравновесных носителей заряда будет возрастать до наступ-

ления динамического равновесия, когда число вновь появившихся носителей заряда будет равно числу рекомбинировавших. После прекращения освещения избыточные носители рекомбинируют и восстанавливается прежняя проводимость, характерная для необлучаемого элемента и называемая «темновой проводимостью».

Концентрация носителей заряда, возбужденных светом:

$$n_{\phi} = \beta_1 \sqrt{\Phi}, \quad (9.1)$$

где  $\beta_1$  — коэффициент пропорциональности, зависящий от частоты падающего света и скорости рекомбинации носителей заряда;  $\Phi$  — интенсивность облучения.

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.

Энергия фотонов  $h\nu$  должна быть больше энергии запрещенной зоны  $\Delta W$ . Валентные электроны, переходя в свободную зону, генерируют одновременно дырки проводимости. Часть фотонов, поглощенных поверхностью полупроводника, рассеивается в кристаллической решетке, не создавая пары электрон — дырка. Их энергия повышает интенсивность теплового движения атомов полупроводника.

Для получения фототока необходимо в цепь последовательно с фоторезистором включить источник э. д. с.

Выражение для фототока запишем в виде

$$I_{\phi} = \sigma_{\phi} E S, \quad (9.4)$$

где  $E$  — напряженность электрического поля;  $S$  — площадь сечения полупроводника, по которому проходит фототок.

Фототок представляет собой разность между световым  $I_{\text{св}}$  и темновым  $I_{\text{т}}$  токами:

$$I_{\phi} = I_{\text{св}} - I_{\text{т}}. \quad (9.5)$$

*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 темновое сопротивление находится в пределах от десятков килоом до нескольких мегаом.

Так как для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости необходимо сообщить ему определенную энергию, то фотоны, обладающие длинами волн, большими пороговой, не могут сообщить электронам энергию, достаточную для преодоления за-

прещенной зоны. Пороговая длина волны различна для различных материалов. Например, ширина запрещенной зоны германия 0,72 эВ, а кремния 1,12 эВ. Соответственно пороговая длина волны для германия 1,8 мкм, а для кремния 1,2 мкм. Для перевода электрона с примесного уровня в зону проводимости требуется значительно меньшая энергия (менее 0,1 эВ), что обеспечивается воздействием света значительно большей длины волны инфракрасного диапазона. Для примесного полупроводника обычно наблюдаются несколько максимумов фотопроводимости при воздействии на него оптического излучения: основной коротковолновый, связанный с переходами электронов из валентной зоны в зону проводимости, и более слабые

длинноволновые, обусловленные ионизацией примесных центров.

**Характеристики и параметры.** На рис. 9.2 приведены вольт-амперные и световая характеристики фоторезистора.

Вольт-амперные характеристики фоторезисторов линейны в пределах максималь-

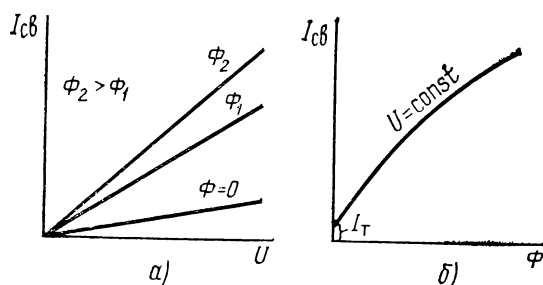


Рис. 9.2. Вольт-амперные (а) и световая (б) характеристики фоторезисторов

но допустимой мощности рассеяния на них. При большем напряжении на фоторезисторе вследствие чрезмерного нагрева происходит разрушение светочувствительного слоя.

Световые характеристики фоторезисторов обычно нелинейны. Особенностью световых характеристик является наличие темнового тока, т. е. тока, проходящего через фоторезистор при отсутствии освещенности (в темноте).

Основными характеристиками фоторезисторов являются интегральная и спектральная чувствительности. *Интегральную чувствительность* фоторезисторов определяют как отношение разности токов при освещении и темнового к световому потоку, падающему на резистор при номинальном значении напряжения:

$$K_{\Phi} = \frac{I_{\Phi}}{\Phi} = \frac{I_{\text{св}} - I_{\tau}}{\Phi} \quad \text{при } U_{\text{ном}}, \quad (9.6)$$

где  $\Phi$  — световой поток, лм;

$$\Phi = 10^{-4} S \varepsilon \quad (9.7)$$

( $S$  — освещаемая поверхность фоторезистора, см<sup>2</sup>;  $\varepsilon$  — освещенность, лк).

Интегральная чувствительность фоторезистора зависит от температуры. С увеличением температуры интегральная чувствительность резко снижается, так как увеличивается равновесная концентрация носителей заряда и вероятность рекомбинации избыточных

носителей заряда, возникающих при освещении, что приводит к уменьшению фототока.

Увеличение концентрации носителей заряда с ростом температуры приводит к возрастанию темнового тока.

Интегральная чувствительность фоторезистора достигает 4 А/лм.

Ввиду того что зависимость между током и напряжением линейна (рис. 9.2, а), вводят параметр *удельной чувствительности* фоторезистора. Она равна отношению фототока к произведению светового потока и приложенного к фоторезистору напряжения:

$$K_0 = K_{\Phi}/U = I_{\Phi}/(\Phi U). \quad (9.8)$$

Используя формулы (9.1) — (9.4), можно показать, что удельная чувствительность падает с увеличением светового потока, если концентрация возбужденных неравновесных носителей заряда больше равновесных. При малых уровнях возбуждения  $K_0$  не зависит от  $\Phi$ .

Иногда для характеристики чувствительности фоторезистора удобно пользоваться относительным изменением сопротивлений:

$$\Delta R/R_T = (R_T - R_{св})/R_T \quad (9.9)$$

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  $\epsilon$ .

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 сернисто-свинцовых фоторезисторов составляет единицы, а для сернисто-кадмиевых достигает  $10^5$ .

*Спектральная чувствительность* фоторезистора определяется значением фототока при освещении его единицей светового потока определенной длины волны.

На рис. 9.3 приведены спектральные характеристики некоторых фоторезисторов, нормированные относительно максимального фототока. Максимум приходится на длину волны соответствующей энергии, необходимой для перехода электронов в зону проводимости. Если полупроводник легирован примесями, то каждой примеси на графике спектральной характеристики соответствует свой максимум. Селенисто-кадмиевые фоторезисторы имеют максимумы чувствительности в красной и инфракрасной частях спектра, сернисто-свинцовые — в инфракрасной, а сернисто-кадмиевые — в видимой

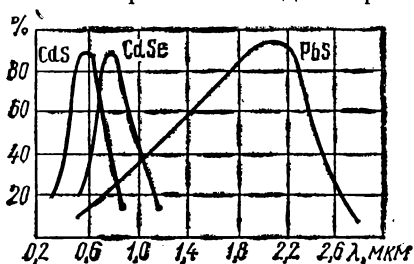


Рис. 9.3. Спектральные характеристики некоторых фоторезисторов

области спектра. Все они имеют достаточно широкий максимум, и чувствительность большинства фоторезисторов достаточно высокая в широком диапазоне длин волн — практически от инфракрасной области спектра до рентгеновских лучей.

При увеличении температуры вид спектральной характеристики существенно изменяется. Характеристика может смещаться как в длинноволновую, так и в коротковолновую область спектра. Это объясняется тем, что ширина запрещенной зоны у различных веществ с увеличением температуры может как уменьшаться, так и увеличиваться.

*Пороговая чувствительность* характеризует минимальный световой поток, создающий в цепи фоторезистора электрический сигнал, 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.

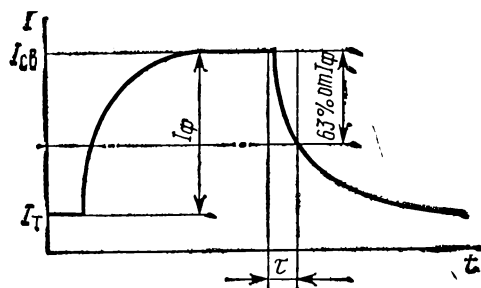


Рис. 9.4. Инерционность фоторезистора при мгновенном включении и выключении светового потока

Фототок 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 неравновесных носителей заряда, которое определяется временем жизни неосновных носителей в данном полупроводниковом материале. В свою очередь время жизни неосновных носителей заряда связано с наличием большого количества ловушек в поликристаллическом полупроводнике. Ловушки захватывают носители заряда при включении света и освобождают их после выключения.

Инерционность фоторезисторов характеризует постоянная времени  $\tau$ , за которое фототок уменьшается в  $e$  раз после мгновенного затемнения фотосопротивления.

Инерционность фоторезистора сказывается, когда на него падает модулированный световой поток. При этом с увеличением частоты модуляции сила фототока снижается до некоторого определенного для данных условий значения.

Постоянная времени фоторезистора достигает  $10^{-7}$  с (для сернисто-свинцовых фоторезисторов). Наиболее инерционны сернисто-

кадмиевые фоторезисторы. С увеличением температуры и освещенности постоянная времени уменьшается.

Тепловые свойства фоторезистора определяются *температурным коэффициентом фототока* (ТКФ). Значение ТКФ находят 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 службы. 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.

**Технология и конструкция.** Рассмотрим устройство фоторезистора (рис. 9.5). На диэлектрическую подложку из стекла, слюды или керамики 1 наносят слой металла — золота, серебра или платины. В металлическом слое прорезают щель для разделения на два электрически изолированных электрода 3. Затем на поверхность металлов наносят слой полупроводника 2. От внешних воздействий фоторезистор защищает слой лака или эпоксидной смолы, пропускающей свет лишь нужной области спектра, а также металлический или пластмассовый корпус, который имеет штырьки или гибкие выводы для включения в схему. Свет проникает через окошечко в корпусе, расположенное над полупроводниковым слоем.

В микросхемах применяются фоторезисторы в бескорпусном исполнении.

На рис. 9.6 приведены конструкции наиболее распространенных фоторезисторов. Конструкции фоторезисторов обеспечивают включение в цепь с помощью прижимных контактов при включении в панель (ФСА-1), посредством пайки (ФСК-17), например для включения в мостовую схему.

Фоторезисторы, предназначенные для работы в условиях повышенной влажности, имеют герметичный корпус.

Полупроводниковыми материалами для фоторезисторов служат сульфид свинца, соединения сернистого кадмия или висмута.

Слой полупроводника должен быть тонким, чтобы изменение проводимости было возможно большим. Это связано с тем, что увеличение проводимости происходит лишь в приповерхностных слоях, где происходит поглощение света, и на расстоянии не более диффузионной длины носителей, куда диффундируют освобожденные носители заряда.

Полупроводниковый слой фоторезисторов получают методом

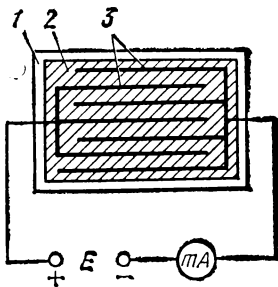


Рис. 9.5. Резистивный элемент фоторезистора



испарения в вакууме, прессования и спекания из полупроводникового порошка тонких пластинок, химическим осаждением, изготовлением пластин из монокристалла.

После осаждения полупроводника пластина отжигается на воздухе или в какой-либо атмосфере, содержащей кислород. Эта обра-

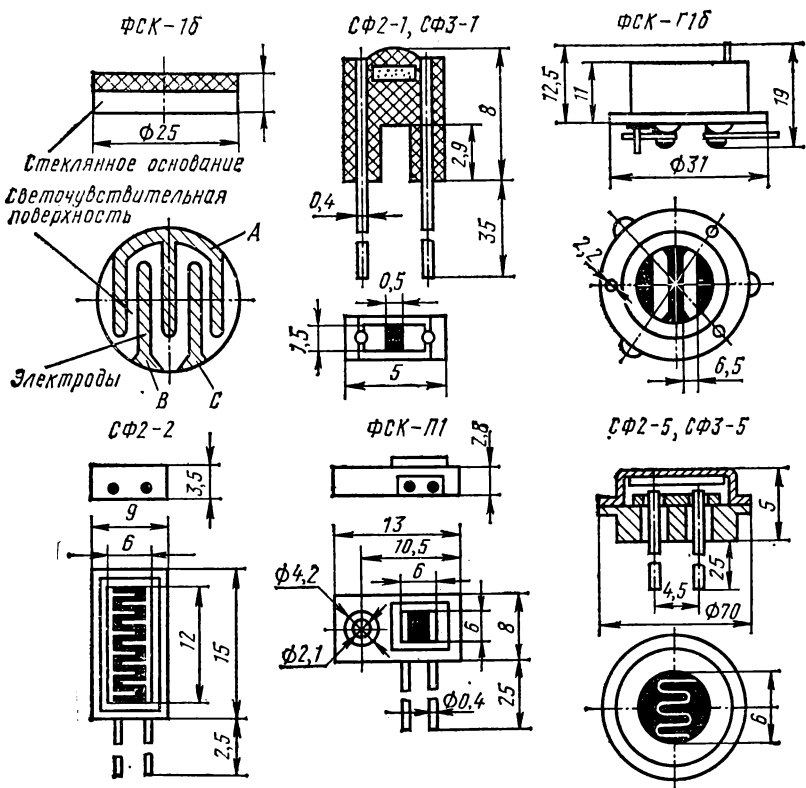


Рис. 9.6. Конструкции фоторезисторов

ботка оказывает большое влияние на характеристики фоторезисторов. От природы и характера термообработки зависит спектральная чувствительность фоторезисторов.

Для работы в ИК-области спектра предназначены фоторезисторы типа ФСА и ФСД, а для работы в области видимого света — типа ФСК.

Если фоторезисторы необходимо установить вблизи от источника света, то используют резисторы, на полупроводниковый слой которых падает лишь отраженный свет.

**Применение.** Фоторезисторы нашли широкое применение в различных областях техники. В первую очередь в устройствах регулирования, 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.

Фоторезисторы используют для сортировки изделий по их окраске или размерам. Определяющим является количество света, падающего на фоторезистор, 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.

Фоторезисторы широко применяются в различных фотоэлектрических автоматических устройствах, в кино- и фотоаппаратуре.

Фоторезисторы СФ4-1, изготовленные из селенида свинца, применяют для дистанционного измерения температуры. Они предназначены для работы в цепях постоянного, переменного и импульсного токов.

Обозначают фоторезисторы буквами  $\Phi C$  (фотосопротивление), за которыми следуют буква и цифра, характеризующие состав материала полупроводника и конструктивное оформление ( $A - PbS$ ,  $K - CdS$ ,  $G$  — герметизированная конструкция).

## § 9.2. ФОТОГАЛЬВАНИЧЕСКИЕ ПРИЕМНИКИ ИЗЛУЧЕНИЯ

**Принцип действия.** *Фотогальваническим называют фотоприемник, принцип действия которого основан на фотогальваническом эффекте.* Фотогальванические приемники излучения являются прямыми преобразователями световой энергии в электрическую. Иногда фотогальванические приемники излучения называют фотоэлементами, а приемники, предназначенные для преобразования солнечной энергии, — солнечными фотоэлементами или солнечными батареями. Более строго понятие «фотоэлемент» следует относить не ко всему прибору, а только к его фоточувствительной части, обладающей свойством внутреннего фотоэффекта. Фотогальванический внутренний эффект заключается в следующем.

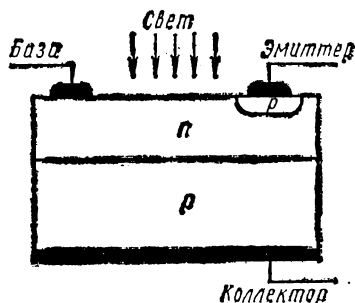


Рис. 9.7. Структура фотоэлемента

При освещении фотоприемника поглощенные фотоны возбуждают атомы полупроводника и генерируют пары электрон — дырка. Возбужденные носители заряда диффундируют к  $p$ - $n$ -переходу и разделяются его электрическим полем в зависимости от знака заряда. В  $n$ -области накапливаются избыточные электроны, а в  $p$ -области — избыточные дырки. В результате обе области заряжаются:  $n$ -область становится отрицательной, а  $p$ -область — положительной. Это приводит к снижению контактной разности потенциалов и появлению на контактах  $p$ - и  $n$ -областей фото-э.д.с.

На рис. 9.7 приведена структура фотогальванического приемника. Если к выводам фотоэлемента не подключена внешняя нагрузка, то напряжение на выводах будет соответствовать максимальной фото-э.д.с.  $U_x$  (напряжение холостого хода). При замкнутом накоротко фотоэлементе через  $p$ - $n$ -переход в запирающем направлении пойдет максимальный фототок  $I_k$  (ток короткого замыкания), а фото-э.д.с. будет равна нулю. Когда к фотоэлементу подключена внешняя нагрузка, отличная от нуля, то через нее пойдет ток, меньший  $I_k$ , напряжение на нагрузке будет меньше  $U_x$ .

Эффективность генерации 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 заряда успеет продиффундировать от места генерации к переходу и лишь незначительное количество носителей по пути рекомбинирует. Предположим, что  $p$ - $n$ -переход расположен на расстоянии  $d$  от поверхности полупроводника, много меньшем диффузионной длины  $L$ .

Если пренебречь поверхностной и объемной рекомбинациями, то фототок, проходящий через  $p$ - $n$ -переход в запирающем направлении:

$$I_\Phi = eg, \quad (9.10)$$

где  $e$  — заряд электрона;  $g$  — число электронов, создаваемых светом в 1 с.

С учетом поверхностной и объемной рекомбинации выражение для фототока примет вид

$$I_\Phi = eg(1 - \beta), \quad (9.11)$$

где  $\beta$  — коэффициент, учитывающий рекомбинацию.

Такой ток создает на  $p$ - $n$ -переходе в прямом направлении потенциал, понижающий контактную разность потенциалов, и через переход пойдет ток утечки:

$$I_y = I_0(e^{eU/(kT)} - 1), \quad (9.12)$$

где  $I_0$  — тепловой ток.

При разомкнутых выводах фотоэлемента ток утечки равен фототок:

$$I_\Phi = I_y = I_0(e^{eU_x/(kT)} - 1). \quad (9.13)$$

Из уравнения (9.13) определим напряжение холостого хода:

$$U_x = \frac{kT}{e} \ln \left( \frac{I_\Phi}{I_0} + 1 \right). \quad (9.14)$$

При подключении к фотоэлементу внешней нагрузки  $R_n$  ток через сопротивление нагрузки

$$I = I_\Phi - I_y = I_\Phi - I_0(e^{eU/(kT)} - 1). \quad (9.15)$$

**Эквивалентная схема.** Рассмотрим эквивалентную схему фотогальванического приемника с подключенным внешним сопротив-

лением нагрузки (рис. 9.8). Эквивалентную схему можно представить как параллельное соединение генератора тока  $\Gamma_n$  и диода, а также сопротивления  $r_n$ , последовательно соединенного с сопротивлением нагрузки  $R_n$ . Генератор тока вырабатывает фототок  $I_\phi$ , пропорциональный световому потоку. Через диод проходит ток утечки  $I_y$ . Последовательное сопротивление состоит из сопротивлений омических контактов 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:

$$I(r_n + R_n) = I_y r_0; \quad I_\phi = I_y + I,$$

где  $r_0$  — сопротивление  $p$ - $n$ -перехода.

Выражение для тока, проходящего через нагрузку, примет вид

$$I = I_\phi \frac{r_0}{R_n + r_n + r_0}. \quad (9.16)$$

В некоторых границах фототок пропорционален световому потоку:

$$I_\phi = K\Phi, \quad (9.17)$$

где  $K$  — постоянная, характеризующая интегральную чувствительность фотоэлемента.

Тогда ток короткого замыкания

$$I_k = \frac{K\Phi}{(R_n/r_0) + 1}.$$

Если  $r_0 \gg R_n$ , что соответствует малым освещенностям, то

$$I_k = K\Phi. \quad (9.18)$$

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:

$$\begin{aligned} I_{k. \text{нар}} &= I_\phi (1 - e^{-t/(r_\phi C_\phi)}); \\ I_{k. \text{сп}} &= I_\phi e^{-t/(r_\phi C_\phi)}. \end{aligned} \quad (9.19)$$

Спад тока происходит медленнее, чем нарастание. Максимальная частота модуляции света ограничивается емкостью  $p$ - $n$ -перехода.

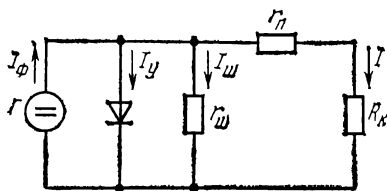


Рис. 9.8. Эквивалентная схема фотоэлемента

**Основные характеристики.** К основным характеристикам фотоэлемента относятся: вольт-амперная, световая и спектральная.

Семейство вольт-амперных характеристик можно получить из уравнения (9.15). На рис. 9.9 представлены вольт-амперные характеристики кремниевого фотоэлемента при различных плотностях

мощности излучения. С увеличением плотности 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. Для кремниевых фотоэлементов плотность тока короткого замыкания достигает  $200\text{--}250\text{ А/м}^2$ , а при оптимальной нагрузке —  $150\text{--}200\text{ А/м}^2$ . Напряжение на оптимальной нагрузке значительно ниже напряжения хо-

лостного хода. Для кремниевых фотоэлементов  $U_n$  составляет  $0,35\text{--}0,45\text{ В}$  при  $U_x = 0,5\text{--}0,55\text{ В}$ .

Световые характеристики показывают зависимость основных параметров фотоприемника — напряжения холостого хода  $U_x$  и тока короткого замыкания  $I_k$  — от светового потока (рис. 9.10).

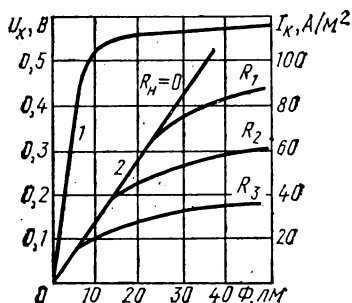


Рис. 9.10. Световые характеристики кремниевых фотоэлементов при различных значениях сопротивления нагрузки:

1 — кривая напряжения холостого хода; 2 — кривые тока ( $R_3 > R_2 > R_1$ )

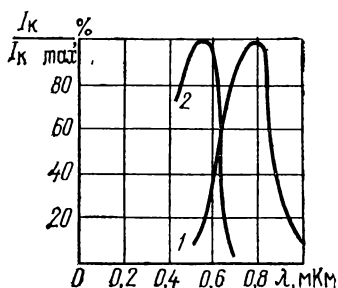


Рис. 9.11. Спектральные характеристики кремниевых (1) и селеновых (2) фотоэлементов

При малой освещенности ток и напряжение фотоэлемента линейно зависят от потока. С увеличением светового потока линейность нарушается и кривые стремятся к насыщению. При этом существенное влияние оказывает сопротивление нагрузки. При больших значениях  $R_n$  выходные напряжение и ток фотоэлемента уменьшаются.

Наклон линейного участка световой характеристики при коротком замыкании ( $R_n=0$ ) определяет интегральную чувствительность фотоэлементов:

$$K = I_k / \Phi.$$

*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—0,8 мкм. Спектральная характеристика селенового элемента имеет максимум в области 0,5—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 большое значение имеют частотные характеристики (рис. 9.12).

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 емкости  $p$ - $n$ -перехода. С увеличением сопротивления нагрузки амплитуда тока уменьшается.

**Факторы, влияющие на к. п. д. фотогальванического приемника.** 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, падающего на рабочую поверхность фотоэлемента.

Наибольший к. п. д. имеют кремниевые фотоэлементы (10—12%). Теоретические расчеты показывают, что к.п.д. может быть увеличен до 25—30%. Однако факторы, снижающие эту цифру, довольно многочисленны. Их можно подразделить на две группы. К первой группе относятся факторы, обуславливающие потерю энергии в самом фотоэлементе — световые и электрические потери. Вторая группа факторов зависит от выбора условий работы фотоэлемента — нагрузки, освещенности, температуры.

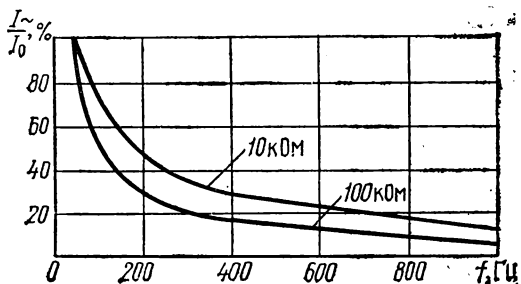


Рис. 9.12. Частотные характеристики фотоэлементов при различных значениях сопротивления нагрузки

Световые потери прежде всего связаны с отражением излучения от поверхности полупроводника. Коэффициент отражения для полупроводников, применяемых при изготовлении 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, проникающего в глубь полупроводника, поглощается без образования пары электрон—дырка и тратится на возбуждение основных носителей заряда, образование экситонов и нагрев кристаллической решетки.

Небольшая доля излучения в длинноволновой части спектра проходит через кристалл полупроводника и поглощается в непрозрачном для нее металлическом контакте.

Часть электрических потерь обусловлена рекомбинационными процессами, т. е. некоторое количество генерированных носителей

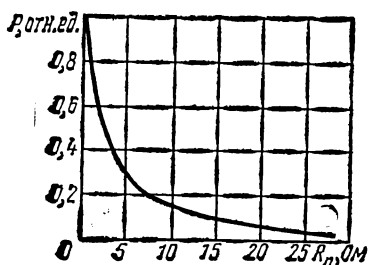


Рис. 9.13. Зависимость выходной мощности фотоэлемента от значения последовательного сопротивления

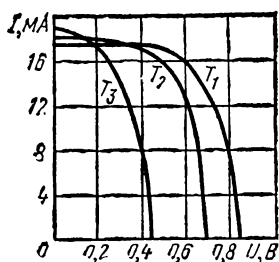


Рис. 9.14. Вольт-амперные характеристики арсенид-галлиевых фотоэлементов при различных температурах

заряда рекомбинирует, а энергия передается решетке полупроводника. Рекомбинационные потери в значительной степени зависят от глубины залегания  $p$ - $n$ -перехода и состояния поверхности полупроводника. Если пара электрон—дырка образуется от воздействия 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 1 с носители тока претерпевают не менее  $10^{12}$  соударений. Эта потеря энергии приводит к уменьшению выходного напряжения фотоэлемента.

Потери из-за утечки тока через запирающий слой незначительны. Шунтирующее сопротивление запирающего слоя  $r_0$  составляет обычно несколько килоом. При снабжении  $r_0$  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  $r_{\text{п}}$ . Сопротивление  $r_{\text{п}}$  определяется в основном удельным сопротивлением слоев полупроводника, качеством и геометрией контактов.

На рис. 9.13 приведена зависимость выходной мощности от последовательного сопротивления фотоэлемента.

Уже при сопротивлении, равном 2 Ом, мощность снижается на 40%. Удельное сопротивление исходного материала полупроводника составляет сотые доли ома и основная доля сопротивления  $r_n$  приходится на тонкий поверхностный слой, вдоль которого электрический ток идет к контакту. Поэтому конструкция и расположение контакта должны обеспечить минимальный путь носителям заряда в тонком слое. У современных фотоэлементов сопротивление  $r_n$  составляет 1—2 Ом на 1 см<sup>2</sup> освещаемой рабочей поверхности.

Температура существенно влияет на параметры фотоэлемента. Семейство вольт-амперных характеристик приведено на рис. 9.14. Из рисунка видно, что с увеличением температуры ( $T_1 < T_2 < T_3$ )

значительно изменяется напряжение. Температурный коэффициент напряжения ТК<sub>У</sub> фотоэлементов из арсенида галлия составляет  $0,03 \cdot 10^{-2}$  град<sup>-1</sup>, у кремниевых —  $0,5 \cdot 10^{-2}$  град<sup>-1</sup>. У селеновых фотоэлементов напряжение изменяется слабо и ТК<sub>У</sub> не превышает  $0,03 \cdot 10^{-2}$  град<sup>-1</sup>. К.п.д. фотоэлементов изменяется практически пропорционально изменению напряжения. При больших температурах к.п.д. фотоэлементов из GaAs выше, чем кремниевых.

Для получения максимально-го к.п.д. фотоэлемента необходимо

для каждой области спектра подбирать свой полупроводник с определенной шириной запрещенной зоны (рис. 9.15). Наиболее подходящим оказались полупроводники с шириной запрещенной зоны  $1,1 < \Delta W < 1,6$  эВ (кремний — 1,12 эВ). Наряду с кремнием перспективны арсенид галлия GaAs, теллурид кадмия CdTe, сульфид кадмия CdS. Фотоэлементы, изготовленные из этих материалов, имеют лучшие параметры по сравнению с кремниевыми, малую инерционность и высокую температурную и временную стабильность.

**Технология и конструкция.** В производстве фотоэлементов используют диффузионный метод получения *p-n*-переходов.

В кремний *p*-типа проводят диффузию фосфора или сурьмы, а в кремний *n*-типа — бора.

Контакты на светочувствительной поверхности фотоэлементов обычно имеют форму полосок, располагающихся по окружности в виде сетки или гребешка. С целью уменьшения последовательного сопротивления увеличивают количество контактных полос. Однако при этом уменьшается полезная поверхность фотоэлемента. Поэтому выбирают оптимальные размеры сетки. Выводы от этих контактов выполняют в виде кольца, полукольца или прямоугольной рамки. Возможны и другие варианты выводов.

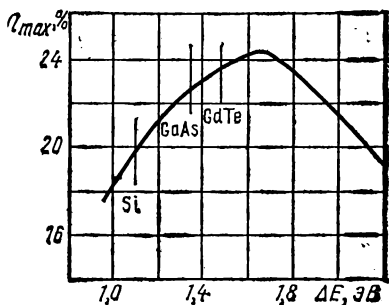


Рис. 9.15. Зависимость максимальной теоретической к. п. д. фотоэлемента от ширины запрещенной зоны полупроводника



Для защиты от механических повреждений, влаги и загрязнений фотоэлементы помещают в корпус. Конструкции корпусов имеют разнообразную форму: в виде круглых и прямоугольных таблеток, прямоугольников, колец и полуколец.

Рабочую поверхность фотоэлементов покрывают специальным веществом (лак, пластмасса и др.), прозрачным для заданной области спектра, и выполняют 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. В космических аппаратах фотоэлементы выходят из строя из-за радиационного разрушения и микротеоритной бомбардировки. Длительность работы солнечных батарей в космических аппаратах составляет от нескольких

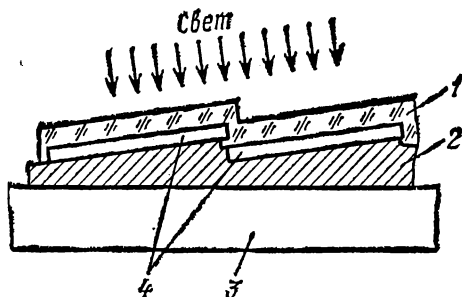


Рис. 9.16. Схема монтажа солнечных фотоэлементов на панели космического корабля:

1 — стекло; 2 — клей; 3 — алюминиевая панель; 4 — фотоэлемент

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 из полупроводников с разной шириной запрещенной зоны. Часть энергии, прошедшая через первый слой полупроводника, 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%.

**Применение фотоэлементов.** Фотогальванические приемники излучения используют в различных отраслях науки и техники, там, где необходима регистрация световых потоков, контроль различных параметров с помощью света, а также в качестве источников питания.

Фотоэлементы применяют в различных приборах для измерения параметров световых потоков — в люксметрах, люменометрах, экспонометрах. Особенно широко применяют в устройствах кинофотоаппаратуры, сигнализации и управления автоматическими процессами в производстве, для ввода информации в ЭВМ, в кодирующих и декодирующих устройствах фототелеграфии. Так как фотоэлемент обладает малым уровнем собственных шумов, то его применяют в схемах для регистрации световых сигналов слабых освещенностей.

Наиболее распространенным является применение фотоэлементов как источников питания от солнечного света. Фотоэлементы собирают в батареи и ставят в аппаратуру (рис. 9.16). Солнечные бата-

реи успешно работают в переносных радиоприемниках, телевизорах, в выносных телеметрических и метеорологических устройствах, в промежуточных усилителях телефонных и телеграфных линий, где затруднен подвод электропитания. В стационарных условиях солнечные батареи чаще всего используют с аккумуляторами, которые заряжаются в солнечное время и питают аппаратуру ночью или в облачные дни.

Солнечные батареи с успехом используют в искусственных спутниках Земли, космических кораблях и орбитальных станциях. Обладая небольшой массой, солнечные фотоэлементы отдают большую мощность. Это существенно для космических аппаратов, где уменьшение массы имеет большое значение. 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 частиц на параметры и характеристики. Для защиты от повреждения микрометеоритами солнечные батареи покрывают 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. Преобразуя солнечную энергию, они питали не только аппаратуру вездехода, но и заряжали аккумуляторы.

Кремниевые фотоэлементы могут быть использованы в устройствах измерения температуры в диапазоне от 350 до 2000°C, так как они чувствительны в красной и инфракрасной областях спектра.

### § 9.3. ФОТОДИОДЫ

*Фотодиодом называют фотогальванический приемник излучения без внутреннего усиления, фоточувствительный элемент которого содержит структуру полупроводникового диода.*

На рис. 9.17 показана структура фотодиода. Фотодиоды отличаются от фотоэлементов тем, что могут работать как в фотогальваническом рабочем режиме фотоэлементов, так и в *фотодиодном* с внешним источником напряжения, приложенного в запирающем направлении.

В фотогальваническом режиме, называемом еще *вентильным*, внешнее напряжение в цепи фотодиода отсутствует (рис. 9.18, а). При освещении фотодиода на его выводах появляется напряжение  $U$  и через нагрузку  $R_n$  проходит ток

$$I = U/R_n = I_{\phi} - I_0 \left( e^{eU/(kT)} - 1 \right). \quad (9.20)$$

Если последовательно с нагрузкой включить источник напряжения  $E$  (рис. 9.18, б), то в цепи появится ток, равный разности встречных токов, идущих через  $p$ - $n$ -переход:

$$I = \frac{U + E}{R_H} = I_\Phi - I_0 \left( e^{(U + E)/(kT)} - 1 \right). \quad (9.21)$$

Это основное уравнение, определяющее работу фотодиода при внешнем напряжении. Когда напряжение приложено к  $p$ - $n$ -переходу

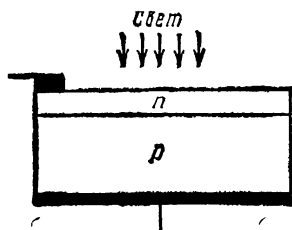


Рис. 9.17. Структура фотодиода

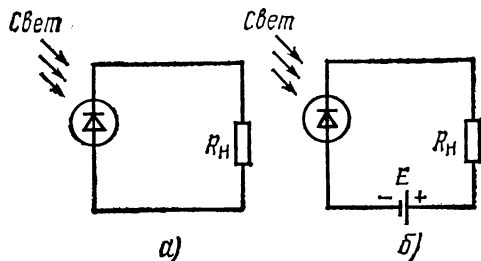


Рис. 9.18. Схема включения фотодиода в вентильном (а) и фотодиодном (б) режимах

в обратном направлении, высота потенциального барьера возрастает, и через переход пойдет ток неосновных носителей.

При отсутствии освещения через фотодиод проходит темновой ток.

**Характеристики и параметры.** На рис. 9.19 представлено семейство вольт-амперных характеристик фотодиодов.

Характеристики в квадранте I соответствуют подключению фотодиода к источнику напряжения в прямом направлении. В квадранте

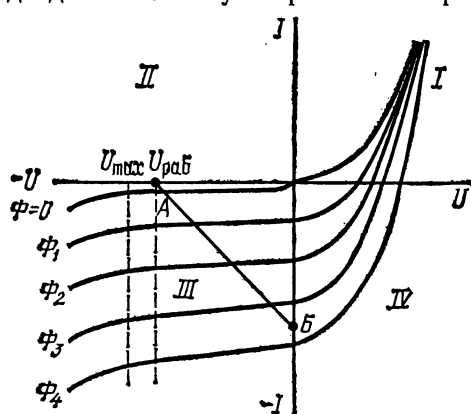


Рис. 9.19. Вольт-амперные характеристики фотодиода при различных значениях светового потока

IV изображены характеристики работы фотодиода в фотогальваническом режиме. Пересечение кривых с осью токов соответствует режиму короткого замыкания  $I_k$ , т. е. выводы фотодиода замкнуты накоротко, а пересечение кривых с осью напряжений — режиму холостого хода при разомкнутых выводах  $U_x$ . 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 вольт.

При малых напряжениях на переходе ток во внешней цепи приблизительно равен току короткого замыкания  $I \approx I_k$ . Ток фото-

диода при больших отрицательных напряжениях определяется суммой тока короткого замыкания и темнового тока в соответствии с (9.21):

$$I = I_{\kappa} + I_0.$$

Максимально допустимое рабочее напряжение на 30—40% ниже пробивного напряжения  $U_{\text{пр}}$ .

Кривая, проходящая через начало координат, соответствует вольт-амперной характеристике фотодиода при отсутствии освещения и ничем не отличается от характеристики обычного полупроводникового диода. Эту характеристику называют темновой вольт-амперной характеристикой.

При освещении ток, идущий через фотодиод, увеличивается и характеристика смещается по оси токов. Наклон характеристик к оси напряжений несколько изменяется. С увеличением светового потока ток пропорционально растет.

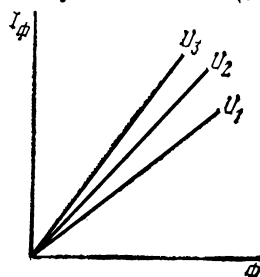


Рис. 9.20. Световые характеристики фотодиодов

На семействе характеристик проведена нагрузочная прямая. Она пересекает ось напряжений в точке  $A$ . Через затемненный фотодиод проходит небольшой темновой ток. Для германиевых фотодиодов темновой ток 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 световом потоке  $\Phi_4$  практически достигает напряжения источника питания. А напряжение на фотодиоде близко к нулю. Большая чувствительность по напряжению — одно из преимуществ фотодиодного режима.

Так как ток, идущий через нагрузку, достигает значения тока короткого замыкания, то напряжение сигнала на нагрузке почти равно напряжению источника питания. Такой сигнал во много раз превышает сигнал, получаемый в фотогальваническом режиме.

Световые характеристики фотодиода представляют собой зависимость фототока от светового потока, падающего на фотодиод (рис. 9.20). Они линейны при изменении светового потока в широких пределах. Так, у германиевых фотодиодов в фотодиодном режиме насыщение световых характеристик происходит при интенсивности от тысячи до десятков тысяч люксов, а у кремниевых — свыше сотен тысяч люксов. В вентильном режиме насыщение световых характеристик наступает при значительно меньших уровнях освещенности.

По световой характеристике определяется *интегральная чувствительность фотодиода*:

$$K = I_{\Phi} / \Phi.$$

Выражают чувствительность в миллиамперах на люмен (мА/лм).

У некоторых образцов германиевых фотодиодов интегральная чувствительность достигает 30 мА/лм. Чувствительность фотодиода

различна для разных длин волн спектра светового излучения. Зависимость чувствительности фотодиода от длины волны спектра называют спектральной характеристикой. Чувствительность фотодиода в основном зависит от полупроводникового материала.

Для каждого полупроводника существует некоторая область спектра излучения, энергия фотонов которой достаточна для создания электронно-дырочных пар в материале. Энергия фотонов  $\hbar\nu$  должна превышать ширину запрещенной зоны  $\Delta\omega$ :

$$\hbar\nu \geq \Delta\omega,$$

где  $\hbar$  — постоянная Планка;  $\nu$  — частота светового излучения.

Для кремниевых и германиевых фотодиодов спектральные характеристики совпадают со спектральными характеристиками фотоэлементов. Спектральная характеристика кремниевых фотодиодов охватывает участок спектра с максимумом около 0,9 мкм. Спектральная характеристика германиевых фотодиодов также имеет максимум

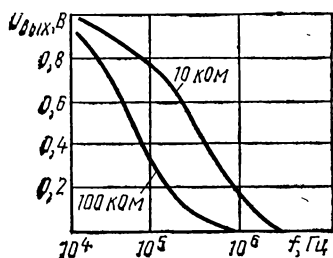


Рис. 9.21. Частотные характеристики фотодиодов

в инфракрасной области спектра при длине волны около 1,5 мкм. В сторону больших длин волн наблюдается сильный спад чувствительности с границей около 2 мкм для германиевых и 1,1 мкм для кремниевых фотодиодов.

Частотная характеристика показывает зависимость амплитуды выходного сигнала фотодиода от частоты модуляции светового потока, падающего на фотодиоды. На рис. 9.21 показаны частотные характеристики кремниевых фотодиодов при двух сопротивлениях нагрузки.

Инерционность фотодиодов зависит от времени нарастания фототока.

Так как фототок в каждый момент времени пропорционален количеству неосновных носителей заряда, то скорость нарастания фототока зависит от времени жизни неосновных носителей и времени диффузии (пролета)  $t_{\text{прол}}$  неосновных носителей от места генерации до  $p$ — $n$ -перехода. В фотодиодах  $t_{\text{прол}}$  значительно меньше времени жизни. Поэтому постоянную времени фотодиода можно определить из выражения

$$\tau_{\phi} \approx t_{\text{прол}} = d_0^2/(2D),$$

где  $d_0$  — толщина базовой области;  $D$  — коэффициент диффузии носителей заряда.

Толщина базы у сплавных фотодиодов составляет десятки микрометров, а у диффузионных — 3—5 мкм. Коэффициент диффузии дырок (электроны имеют большую скорость) составляет для кремния  $10 \text{ см}^2/\text{с}$ . Тогда для  $d_0 = 10 \text{ мкм}$  имеем постоянную времени порядка  $10^{-7} \text{ с}$ . В реальных фотодиодах это значение выше и доходит до  $10^{-5} \text{ с}$ . Полоса пропускания для сплавных фотодиодов около 100 кГц, а у диффузионных она достигает нескольких мегагерц.

При воздействии на фотодиод световых прямоугольных импульсов закон нарастания выходного электрического импульса определяется выражением

$$I_{\phi} = I_{\phi, \text{уст}} (1 - e^{-t/t_{\text{прол}}}),$$

а спада — выражением

$$I_{\phi} = I_{\phi, \text{уст}} e^{-t/t_{\text{прол}}},$$

где  $I_{\phi, \text{уст}}$  — установившееся значение фототока при данном световом потоке.

Собственные шумы фотодиодов играют существенную роль при малых световых потоках. Шумовой спектр фотодиода можно разде-

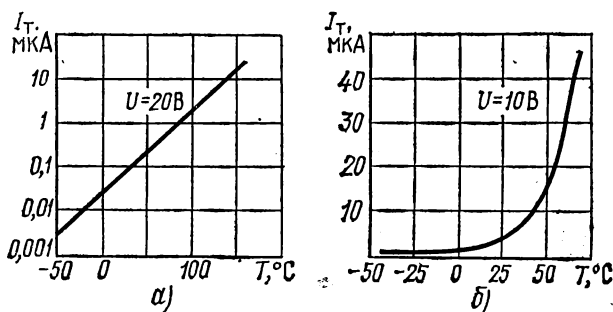


Рис. 9.22. Типовые зависимости темнового тока кремниевых (а) и германиевых (б) фотодиодов от температуры окружающей среды

лить на две области: низкочастотного шума и белого шума. На низких частотах преобладают избыточные (поверхностные) шумы, а область белого шума обусловлена дробовым и тепловым шумами 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:

$$F_n = \frac{I_{\text{ш}}}{\sqrt{\Delta f K}},$$

где  $I_{\text{ш}}$  — шумовой ток, измеренный в полосе частот 1 Гц;  $K$  — интегральная чувствительность.

Шумовой ток 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 значении темнового тока. Особенно существенно это для германиевых приборов. На рис. 9.22 представлены зависимости темнового тока германиевых (при обратном смещении 10 В) и кремниевых (при обратном смещении 20 В) приборов: кривые начинают возрастать уже при темпера-

туре порядка 30—40° С. Темновой ток кремниевых фотодиодов изменяется более резко. Однако значения его становятся соизмеримы с темновым током германиевых приборов при температурах, больших +80°С.

С увеличением темнового тока уменьшается сопротивление фотодиода. В то же время фототок с изменением температуры изменяется мало. Интегральная чувствительность фотодиодов возрастает на 0,3—1% с увеличением температуры на каждый градус. Инерцион-

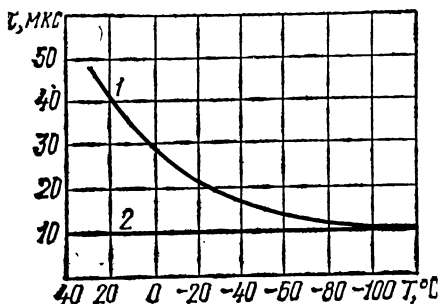


Рис. 9.23. Инерционность фотодиодов в вентильном (1) и фотодиодном (2) режимах в диапазоне температур

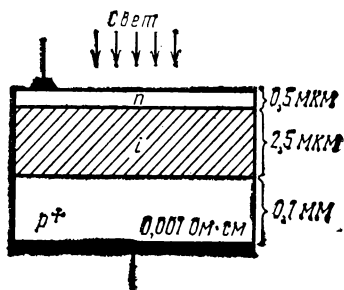


Рис. 9.24. Структура фотодиода типа  $p-i-n$

ность фотодиодов в вентильном режиме при падении температуры ниже 0° С уменьшается и сравнивается с инерционностью в фотодиодном режиме. Это можно объяснить увеличением времени жизни носителей заряда.

Для сравнения на рис. 9.23 представлены зависимости инерционности фотодиодов в вентильном и фотодиодном режимах в диапазоне рабочих температур.

Разработаны новые фотодиоды на основе арсенида галлия, антимониды индия и других полупроводниковых материалов. Они имеют более широкие спектральные характеристики с границей около 4,5—5,5 мкм. Постоянные времени таких фотодиодов менее  $10^{-6}$  с. Однако при работе чувствительные элементы необходимо охлаждать до 77 К.

К быстродействующим фотодиодам относятся фотодиоды с  $p-i-n$ -структурой. Принцип действия их (рис. 9.24) основан на создании электронно-дырочных пар непосредственно в области собственной электропроводности  $i$ . Сильное электрическое поле ( $10^4$ — $10^5$  В/см) в  $i$ -области разделяет носители заряда за время приблизительно  $10^{-9}$  с. Большая скорость пролета носителей и малая толщина базы  $d_0$  определяют постоянную времени порядка  $10^{-9}$ — $10^{-10}$  с, что соответствует частотному диапазону до 10 ГГц.

**Технология и конструкция фотодиодов.** При производстве фотодиодов используют слывную и диффузионную технологии изготовления  $p-n$ -переходов. Полученный диффузионным способом кристалл германия припаивают на коваровую или никелевую пластинку (рис. 9.25, а). При большой площади перехода контакты к диффу-

зионному слою  $p$ -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  $p$ -типа.

В последнее время стали применять планарную технологию (рис. 9.25, б), широко используемую при изготовлении других полу-

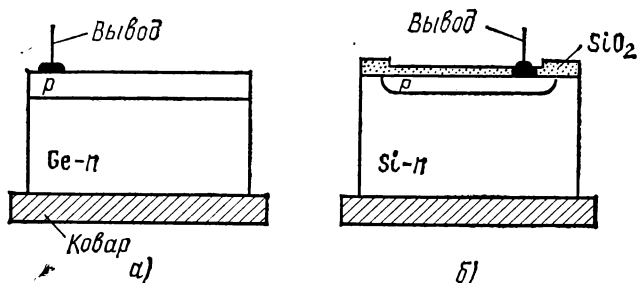


Рис. 9.25. Структура диффузного и планарного кремниевых фотодиодов

проводниковых приборов. Поверхность фотодиода защищена окисью кремния, являющейся также просветляющим слоем, повышающим чувствительность фотодиода.

В настоящее время фотодиоды имеют разнообразное конструктивное оформление: плоскостные торцовые фотодиоды, плоскостные лицевые и др. На рис. 9.26 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. Поверхность корпуса покрывают светонепроницаемым лаком, оставляя окно напротив светочувствительной поверхности кристалла.

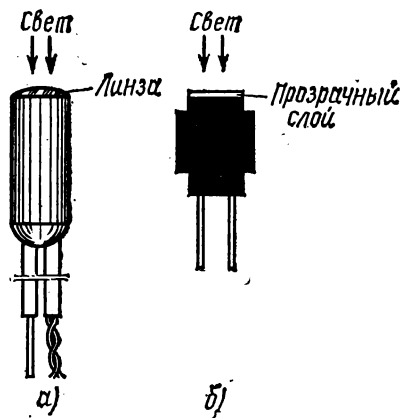


Рис. 9.26. Конструкции фотодиодов:  
а — ФД-2; б — ФД-3

**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, продолжительным сроком службы.



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 киноаппаратуре 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. Например, при регистрации малых световых потоков, когда сигнал сравним с уровнем шумов и изменения темнового тока сравнимы с изменениями фототока.

#### § 9.4. ФОТОТРАНЗИСТОРЫ

*Фототранзистором называют фотогальванический приемник излучения, фоточувствительный элемент которого содержит структуру транзистора, обеспечивающую внутреннее усиление.*

Фототранзистор, 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. 9.27 приведена структура фототранзистора типа  $p$ - $n$ - $p$  с освещением базовой области. Практически может освещаться

любая область: базовая, эмиттерная, коллекторная или даже все области. При этом световой поток может падать на кристалл параллельно  $p$ - $n$ -переходам или перпендикулярно. Наибольшая эффективность достигается при перпендикулярном направлении светового пучка плоскости перехода коллектор — база и при освещении базовой области.

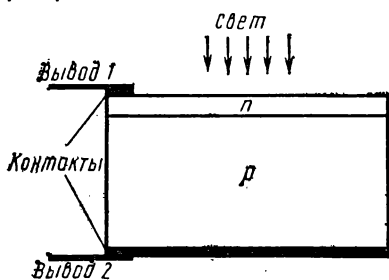


Рис. 9.27. Структура фототранзистора

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. 9.28). При включении фототранзистора как двухполюсника последние две схемы (рис. 9.28, а, б) не отличаются от схемы включения фотодиода в фотодиодном режиме. Наиболее широкое распространение получила схема включения фототранзистора с общим эмиттером и отключенной или подключенной базой. Рассмотрим работу  $p$ - $n$ - $p$ -фототранзистора при отключенной базе (рис. 9.28, в). К коллекторному переходу приложено обратное напряжение, а к эмиттерному — прямое. В области базы при освещении возникают электронно-дырочные пары. Дырки диффундируют

к коллекторному переходу и под действием электрического поля переносятся в коллекторную область. Электроны движутся к эмиттерному переходу, но наличие потенциального барьера не дает возможности всем электронам его преодолеть, поэтому в базовой области происходит накопление электронов, при этом изменяется ее заряд, а следовательно, и потенциал между базовой и эмиттерной

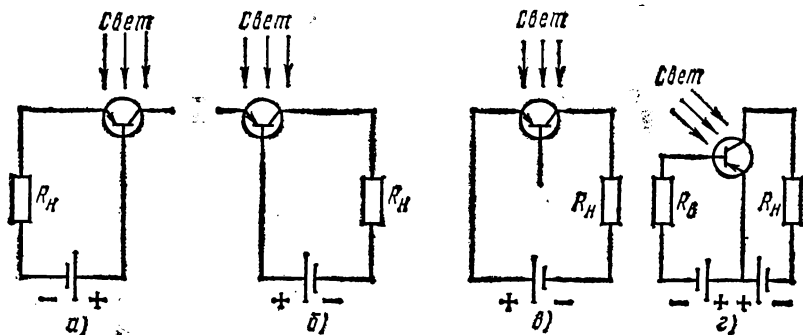


Рис. 9.28. Схемы включения фототранзистора:

*а* — с изолированным коллектором; *б* — с изолированным эмиттером; *в* — с изолированной базой; *г* — с общим эмиттером

областями. Потенциальный барьер понижается, это приводит к увеличению потока носителей заряда, переходящих в базу из эмиттера.

Часть носителей рекомбинирует в базе. Коллекторный ток равен току эмиттера и определяется из выражения

$$I_K = \beta I_\Phi + I_T, \quad (9.22)$$

где  $\beta = \alpha / (1 - \alpha)$  — коэффициент передачи тока базы;  $I_T$  — неуправляемый (темновой) ток коллектора в схеме с ОЭ;  $I_\Phi$  — фототок.

Коэффициент  $\beta \gg 1$ , поэтому первичный фототок, возникающий в базе, оказывается усиленным в  $\beta$  раз. Если фототранзистор затемнен ( $I_\Phi = 0$ ), то через него проходит темновой ток:

$$I_T = \frac{1}{1 - \alpha} I_{K6.0} \approx \beta I_{K6.0},$$

где  $I_{K6.0}$  — обратный ток коллекторного перехода в схеме с общей базой, т. е. темновой ток фототранзистора значительно больше темнового тока фотодиода (переход коллектор — база принимаем за фотодиод).

Уравнение (9.22) описывает статические выходные вольт-амперные характеристики фототранзистора. Выходные вольт-амперные характеристики фототранзистора при разных значениях светового потока приведены на рис. 9.29. Сравнивая эти характеристики с вы-

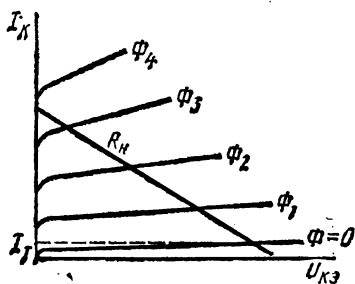


Рис. 9.29. Выходные вольт-амперные характеристики фототранзистора

ходными 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 так:

$$I_k = K\Phi, \quad (9.23)$$

где  $K$  — интегральная чувствительность фототранзистора.

Сравнивая (9.23) с выражением  $I_k = \beta I_6$  для тока коллектора при электрическом входном сигнале, получим

$$K\Phi = \beta I_6.$$

Это равенство показывает, что фототранзисторы обладают двумя входами: оптическим и электрическим. Использование оптического и электрического сигналов значительно расширяет возможности

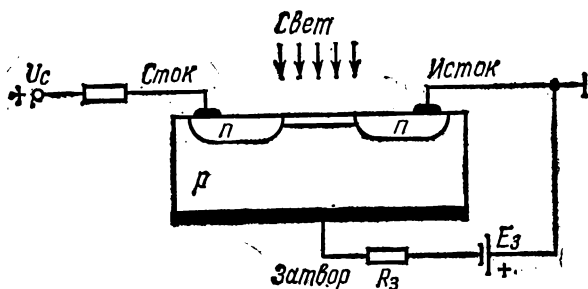


Рис. 9.30. Структура полевого фототранзистора и схема его включения

фототранзистора. Обычно электрический вход используют для стабилизации рабочей точки на линейном участке характеристики и компенсации различных внешних воздействий.

В последнее время в качестве фотоприемников стали использовать полевые фототранзисторы. 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. 9.30 представлена структура полевого транзистора и схема его включения.

Между областями  $n$ -типа стока и истока в объеме полупроводника  $p$ -типа образуется проводящий канал  $n$ -типа электропроводности, по которому проходит ток основных носителей. Сечение канала определяет значение тока стока. При освещении вблизи перехода, образованного между каналом и  $p$ -областью, создаются электронно-дырочные пары. Под действием электрического поля перехода происходит разлет электронно-дырочных пар. Фототок, проходящий через цепь затвора, вызывает на внешнем сопротивлении  $R_z$  падение напряжения и изменяет потенциал затвора.

Изменение тока стока определяется, как и в обычном полевом транзисторе:

$$I_c = S U_{зи} = S R_3 I_{фз},$$

где  $S$  — крутизна характеристики транзистора.

Чувствительность полевого фототранзистора

$$K = I_c / \Phi.$$

**Параметры и характеристики.** Выходные характеристики фототранзистора представлены на рис. 9.29. Характеристики имеют наклон, увеличивающийся с повышением освещенности. Это можно объяснить модуляцией толщины базы при изменении  $U_{кз}$  и утечкой тока по поверхности коллекторного перехода. Важным параметром является темновой ток. Он, как правило, не превышает десятков микроампер для германиевых фототранзисторов и единиц микроампер для кремниевых.

Чувствительность фототранзисторов [см. формулу (9.23)] зависит от тока коллектора, как и коэффициент передачи тока базы  $\beta$  (рис. 9.31). При работе в микрорежиме чувствительность резко падает. Интегральная чувствительность биполярных фототранзисто-

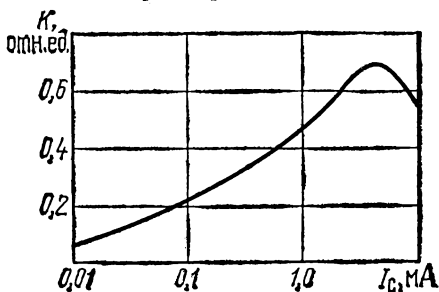


Рис. 9.31. Зависимость интегральной чувствительности фототранзисторов от коллекторного тока

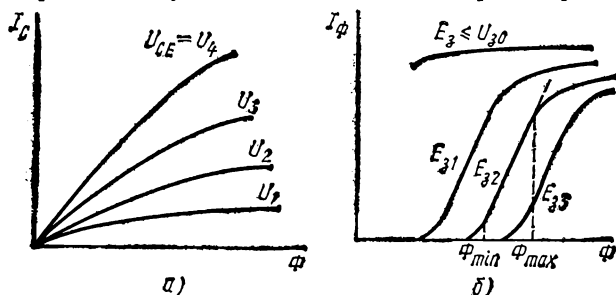


Рис. 9.32. Световые характеристики фототранзистора:  
а — биполярного; б — полевого (канального)

ров достигает 2—10 А/лм, а у полевых фототранзисторов составляет от десятков до сотен ампер на люмен.

Входные характеристики фототранзисторов такие же, как и у обычных транзисторов.

Специальные характеристики фототранзисторов практически не отличаются от спектральных характеристик фотоэлементов.

Одной из важнейших характеристик фототранзисторов является *световая характеристика*. На рис. 9.32 приведены семейства световых характеристик биполярного и полевого фототранзисторов.

Видно, что выходные токи  $I_k$  и  $I_\phi$  возрастают с увеличением светового потока. Причем ток  $I_k$  растет быстрее при больших напряжениях коллектор — эмиттер. Для полевых фототранзисторов, обычно включаемых по схеме с автоматическим смещением на затворе, наблюдается линейный участок характеристики, ограниченный минимальным и максимальным потоками. При малых уровнях светового потока ток стока близок к 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 фототранзисторов зависит от скорости изменения напряжения  $U_{\text{эб}}$  и времени пролета неосновных носителей через базу. Если пренебречь влиянием емкости эмиттера, то ток эмиттера будет изменяться безынерционно, а ток коллектора изменится через время  $t_{\text{прол}}$ .

Постоянная времени в схеме с общим эмиттером в  $(\beta+1)$  раз больше, чем у фотодиодов, и составляет  $10^{-5}$  с. Полоса пропускания составляет до  $10^{-5}$  Гц.

Определим для полевого фототранзистора инерционность, связанную с временем пролета основных носителей заряда через канал:

$$t_{\text{прол}} = l_k / v_0,$$

где  $l_k$  — длина канала;  $v_0$  — скорость пролета основных носителей заряда.

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  $10^{-5}$ — $10^{-6}$  с и полюсу пропускания до  $10^7$ — $10^8$  Гц. Входная емкость достигает 5—15 пФ.

В фототранзисторах основными шумами являются тепловой и дробовой. Здесь шумовой ток в  $(\beta+1)$  раз больше, чем у фотодиодов. Однако так как интегральная чувствительность фототранзисторов в  $(\beta+1)$  раз больше интегральной чувствительности фотодиодов, то порог чувствительности фототранзистора, определяемый световым эквивалентом шума, не зависит от значения  $\beta$ :

$$F_n = U_{\text{ш}} / (K R_n), \quad (9.24)$$

где  $U_{\text{ш}}$  — 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 значении темнового тока и чувствительности фототранзисторов. С ростом температуры чувствительность фототранзисторов увеличивается. С повышением температуры у германиевых фототранзисторов скорость роста темнового тока составляет  $10\%/K$ . Выходной ток фототранзисторов в меньшей мере зависит от температуры. Так, для кремниевых фототранзисторов изменение тока коллектора в диапазоне температур от  $-50$  до  $+125^\circ\text{C}$  составляет при малых токах (около миллиампера) примерно  $0,02$  мА/К,

при токе в десятки миллиампер  $-0,17 \text{ мА/К}$ . Германиевые фототранзисторы работают в диапазоне температур от  $-50$  до  $+75^\circ\text{C}$ .

**Технология и конструкция.** Первые фототранзисторы изготавливали по сплавной технологии. Однако сплавные фототранзисторы обладают существенным недостатком: значительная часть освещенной поверхности затемнена эмиттером. Поэтому добиться высокой

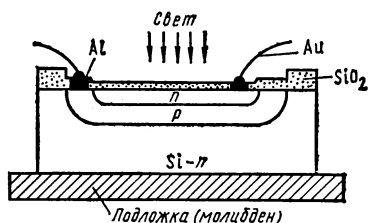


Рис. 9.33. Структура кремниевого планарного фототранзистора

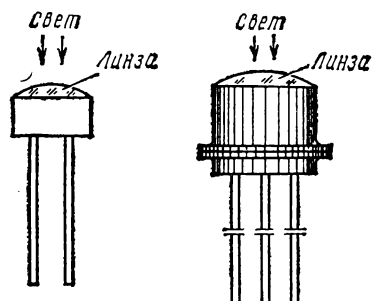


Рис. 9.34. Конструкции фототранзисторов

чувствительности таких фототранзисторов невозможно. В дальнейшем стали использовать сплавно-диффузионную и диффузионную технологию. В последние годы при производстве фототранзисторов широко используют планарную технологию. На рис. 9.33 представлена структура кремниевого планарного фототранзистора. Так как толщина базы мала, то обеспечивается не только большое значение коэффициента передачи тока  $\beta$ , но и высокая граничная частота. По планарной технологии изготавливают и полевые фототранзисторы.

При конструировании фототранзисторов очень важным является выбор оптимальной конструкции для получения высокой чувствительности и широкой полосы пропускания. Конструктивно фототранзисторы могут быть выполнены как в корпусах, аналогичных корпусам транзисторов, так и в специфических корпусах. Перед фоточувствительной поверхностью кристалла в корпусе фототранзистора имеется отверстие, закрытое фокусирующей линзой, прозрачной для данной области спектра. На рис. 9.34 представлены типичные конструкции фототранзисторов. В некоторых схемах применения фототранзисторы включены с изолированной базой. Поэтому отдельные типы фототранзисторов выпускают с двумя выходами.

**Применение фототранзисторов.** Области применения фототранзисторов многочисленны. Среди них можно отметить основные: фототелеграфия, фотометрия и фототелефония, ввод и вывод информации в вычислительной технике, в кинофотоаппаратуре, для регистрации видимого, ультрафиолетового и инфракрасного излучений.

## § 9.5. ФОТОТИРИСТОРЫ

Повышение быстродействия и чувствительности фотоприемников стало возможным с появлением нового типа фотоэлектрического прибора — фототиристора (рис. 9.35).

Фототиристором называют фотогальванический приемник излучения с тремя или более  $p$ - $n$ -переходами, в вольт-амперной характеристике которого имеется участок отрицательного дифференциального сопротивления.

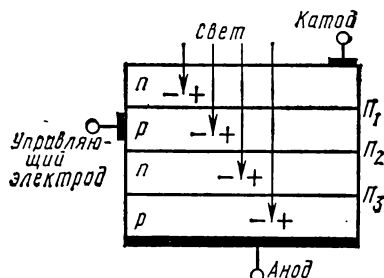


Рис. 9.35. Структура фототиристора

Для рассмотрения принципа действия фототиристора необходимо представить его в виде двух транзисторов, как это было сделано при рассмотрении обычного тиристора (см. § 5.1 и рис. 5.1, б).

При отсутствии светового сигнала и управляющего тока фототиристор находится в запертом состоянии и через него проходит темновой ток:

$$I_T = \frac{I_K}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}; \quad (9.25)$$

здесь  $I_K$  — 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 заряда, генерируемые на расстоянии диффузионной длины от  $p$ - $n$ -переходов, разделяются электрическим полем и создают первичные фототоки  $I_{\Phi 1}$ ,  $I_{\Phi 2}$ ,  $I_{\Phi 3}$ .

Остальные носители, в особенности у поверхности, рекомбинируют. Фототок, проходящий 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 значение 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, проходящий в освещенном фоторезисторе, равен сумме темнового тока и фототока:

$$I = \frac{I_K + I_{\Phi 2} + \alpha_1 I_{\Phi 3} + \alpha_2 I_{\Phi 1}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (9.27)$$

Процесс переключения фототиристора с помощью управляющего тока такой же, как и у обычных тиристоры. Возможность управления фототиристором световым и электрическим сигналами позволяет создать принципиально новые схемы.

**Характеристики и параметры.** *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, проходящего через прибор, от светового потока:  $I_{\Phi} = F(\Phi)$ . При некотором значении фототока происходит переключение фототиристора из закрытого состояния в открытое. Этому значению фототока соответствует световой поток  $\Phi_{\text{вкл}}$  (рис. 9.36). Начальный участок световой характеристики можно записать в виде

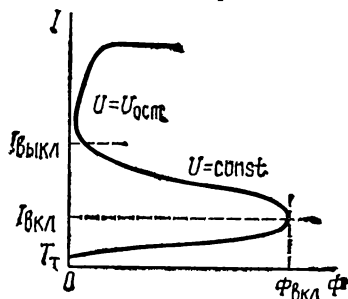


Рис. 9.36. Световая характеристика фототиристора

где  $K_{\Phi\tau}$  — интегральная чувствительность фототиристора.

В момент включения ток фототиристора

$$I = I_{\tau} + K_{\Phi\tau} \Phi_{\text{вкл}}. \quad (9.29)$$

Фототиристор обладает высокой *фоточувствительностью*. Интегральная чувствительность фототиристора в  $1/[\alpha_1 + \alpha_2]$  раз больше интегральной чувствительности фотодиода:

$$K_{\Phi\tau} = \frac{1}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} K_{\Phi\text{д}}. \quad (9.30)$$

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 запишем в виде

$$U = U_{\text{м}} \sqrt[n]{1 - \frac{(\alpha I + I_{\kappa} + \alpha_2 I_{\gamma} + I_{\Phi 2} + \alpha_2 I_{\Phi 1} + \alpha_1 I_{\Phi 3})}{I}}, \quad (9.31)$$

где  $U_{\text{м}}$  — напряжение лавинного пробоя;  $n$  — коэффициент, зависящий от материала и типа электропроводности базовых областей фототиристора;  $I_{\gamma}$  — управляющий ток.

С увеличением светового потока и управляющего тока переключение фототиристора проходит при меньших напряжениях. На



рис. 9.37 приведены вольт-амперные характеристики фототиристора при различных значениях светового потока.

Зависимость напряжения включения  $U_{\text{вкл}}$  от светового потока называют характеристикой управления  $U_{\text{вкл}} = f(\Phi)$  (рис. 9.38). 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 фоторезистор.

Максимальный световой поток  $\Phi_{\text{спр}}$  характеризует спрямление характеристики фототиристора к характеристике диода. Зависимость

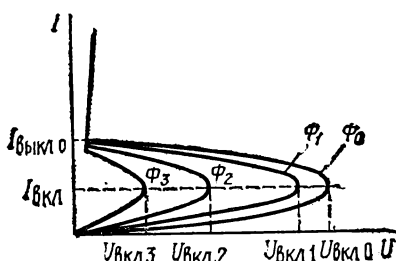


Рис. 9.37. Семейство вольт-амперных характеристик фототиристора ( $\Phi_3 > \Phi_2 > \Phi_1$ )

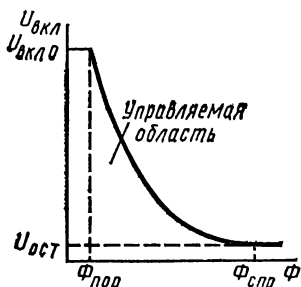


Рис. 9.38. Характеристика управления

$U_{\text{вкл}} = f(\Phi)$  можно приближенно представить выражением

$$U_{\text{вкл}}(\Phi) = U_{\text{вкл}}(\Phi = 0) e^{-B(\Phi - \Phi_{\text{пор}})/\Phi_{\text{спр}}},$$

где  $B$  — постоянный коэффициент.

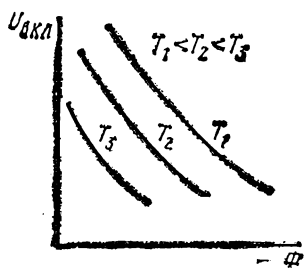


Рис. 9.39. Семейство характеристик управления при различных значениях температуры ( $T_3 > T_2 > T_1$ )

Крутизна характеристики управления представляет собой дифференциальную чувствительность фототиристора по напряжению:

$$T_{\text{д. фт}} = \Delta U_{\text{вкл}} / \Delta \Phi.$$

Существенное влияние на вольт-амперные характеристики и параметры фототиристора оказывает температура окружающей среды. Как и у обычного тиристора, температурно зависимы обратный ток перехода  $\Pi_2$  (см. рис. 9.35) 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. Основная особенность фототиристора: напряжение включения с увеличением температуры падает, а с понижением растет. На рис. 9.39 представлена зависимость

напряжения включения от светового потока при различных значениях температуры.

Быстродействие фототиристора зависит от времени переходных процессов при включении и 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.

Инерционность различных типов фототиристоров находится в пределах  $10^{-5}$ — $10^{-8}$  с. Времена  $10^{-7}$ — $10^{-8}$  с достигаются на приборах, изготовленных по эпитаксиально-планарной технологии с напряжением переключения 100—200 В и прямых токах 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 пускового светового потока введен световой эквивалент шума:

$$\Phi_{ш} = \frac{I_{ш}}{\sqrt{\Delta f K_{фг}}},$$

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-диффузионными и диффузионными методами используют эпитаксиально-планарную технологию. Это возможно, если световой поток направлен перпендикулярно поверхности пластины полупроводника.

Корпуса фототиристоров такие же, как и 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 ставят фокусирующую линзу.

По сравнению с другими фотоприемниками фототиристоры имеют ряд преимуществ. Так, рабочее напряжение и ток фототиристоров в несколько раз больше, чем у фотодиодов и фототранзисторов. Вследствие внутренней положительной обратной связи чувствительность фототиристоров 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.

Фототиристоры можно условно разделить на три группы по предельным эксплуатационным режимам (табл. 9.1).

Таблица 9.1

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	0,6—10	0,6—10	15—50

Низковольтные фототиристоры (группа I) имеют напряжение переключения 20—200 В, а рабочие токи — десятки миллиампер. В основном приборы I группы применяют в слаботочных цепях. В цепях с большими токами используют приборы II и III групп.

Области применения фототириستоров 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 быть использованы в любых электрических схемах (мультивибраторы, генераторы, усилители, реле, схемы задержки, кольцевые счетчики и др.).

### § 9.6. СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИЕ ДИОДЫ

*Светоизлучающим диодом (СИД) называют полупроводниковый прибор с одним переходом, в котором осуществляется непосредственное преобразование электрической энергии в энергию светового излучения за счет рекомбинации электронов и дырок, предназначенный для использования в устройствах визуального представления информации.*

Действие светодиодов основано на инжекции неосновных носителей заряда  $p$ - $n$ -переходом и последующей излучательной рекомбинации избыточных электронов и дырок в  $p$ - и  $n$ -областях, поэтому их рабочее смещение — прямое. 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 передается кристаллической решетке.

Свет в  $p$ - и  $n$ -областях возникает во всех участках, отстоящих от перехода на расстояние не более нескольких диффузионных длин, а его направление будет самым разнообразным. Используют обычно свет, выходящий перпендикулярно переходу из более тонкой  $p$ -области.

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 заряда с излучением света в обычных условиях маловероятен.

Одним из основных параметров светодиодов является *длина волны излучаемого света*  $\lambda$ , определяющая *цвет свечения*. Длина волны излучаемого света определяется разностью энергий уровней, между которыми происходит излучательный переход электронов; в случае рекомбинации в результате перехода носителей заряда из зоны проводимости в валентную зону она определяется шириной запрещенной зоны полупроводника.

Такие источники света изготовляют из арсенида галлия и фосфида индия. В фосфиде галлия или карбиде кремния основную роль играют оптические переходы между примесными уровнями. Длина волны излучаемого света связана с разностью энергий уровней электронов  $\Delta\omega$  соотношением  $\lambda = \hbar c / \Delta\omega$ , где  $\hbar$  — постоянная Планка;  $c$  — скорость света.

Если  $\Delta\omega$  подставлять в электронвольтах, то  $\lambda$  в микрометрах определяется простым соотношением:  $\lambda = 1,234 / \Delta\omega$ .

В арсениде галлия, у которого  $\Delta\omega$  примерно равна ширине запрещенной зоны (1,38 эВ), длина волны излучаемого света составляет 0,9 мкм, поэтому из арсенида галлия делают эффективные СИД ИК-диапазона.

Чтобы получить излучение в более коротковолновой области спектра, приходится использовать материал с большей шириной запрещенной зоны. На основе карбида кремния и фосфида галлия получены источники света с излучением в зеленой (SiC, GaP), желтой (SiC, GaP) и красной (GaP) областях видимого света.

В реальных приборах излучательный 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. 9.40 приведено спектральное распределение интенсивности излучения светодиода из фосфида галлия.

При прямом смещении спектр излучения содержит два максимума — коротковолновый  $\lambda_1 = 0,57$  мкм (зеленая полоса) и длинноволновый с  $\lambda_2 = 0,66$  мкм (красная полоса). Так как чувствительность глаза к зеленому цвету выше, чем к красному, то при показанном соотношении интенсивностей излучения глаз воспринимает этот спектр как желтый цвет.

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.  $\eta$ .

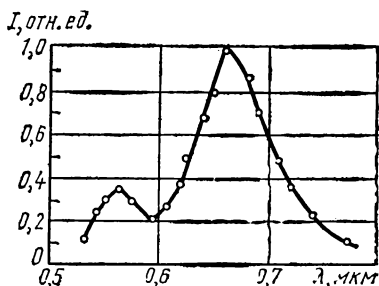


Рис. 9.40. Спектральное распределение интенсивности излучения светодиода из фосфида галлия при подаче прямого смещения

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. не превышает 1%. Это объясняется прежде всего тем, что в реальных приборах имеют место безызлучательные механизмы рекомбинации носителей заряда. Увеличение доли излучательной рекомбинации в общем рекомбинационном процессе достаточно сложно и связано с совершенством 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 оптических элементах конструкции. Для количественной оценки и сравнения электромагнитного излучения применяют энергетические и фотометрические величины.

Энергетической величиной является *поток* или *мощность излучения* — полная энергия, излучаемая источником во всех направлениях в единицу времени (измеряется в ваттах). СИД ИК-диапазона характеризуют этой величиной. Для СИД видимого диапазона аналогичным примером является фотометрическая величина — *световой поток* — поток лучистой энергии, оцениваемый по зрительному ощущению (выражают в люменах).

Основным параметром СИД является *яркость* — световой поток, испускаемый с единицы поверхности внутри единичного телесного угла. Яркость измеряют в  $\text{кд}/\text{м}^2$  [ $\text{кд}/\text{м}^2 = \text{лм}/(\text{м}^2 \cdot \text{ср})$ ]. Для наглядности укажем, что световой поток в 680 лм на длине волны 0,55 мкм (зеленый цвет) эквивалентен мощности излучения в 1 Вт.

Световой поток и мощность излучения определяются конструкцией прибора. Чем больший ток можно пропускать через прибор без существенного его нагрева, тем соответственно больше яркость или мощность излучения.

Работа светодиодов возможна в импульсном режиме. При этом через прибор можно пропускать значительно большие токи и, следовательно, получать в импульсе большую мощность излучения.

Отличительным свойством фотодиодов является их малая инерционность. Она составляет  $10^{-8}$ — $10^{-9}$  с. Благодаря малым временам жизни неосновных носителей заряда возможна работа светодиодов на частотах до 100 МГц. Так, на основе карбидкремниевого перехода создан излучатель наносекундных импульсов света с собственными фронтами нарастания и спада светового импульса порядка 3 нс и нестабильностью 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 интенсивность излучения при прямом включении светодиода превышает интенсивность при обратном включении.

Выпускают несколько типов светодиодов: *индикаторные*, *импульсные* и *инфракрасные излучатели*. Основными материалами для изготовления источников света являются фосфид и тройные

соединения элементов групп III и V таблицы Менделеева, в том числе арсенид-фосфид галлия и арсенид галлия-алюминия. Кроме того, светоизлучающие диоды изготавливают из GaAs, покрываемого тонким слоем люминофоров, преобразующих инфракрасное излучение в видимое.

Наиболее распространенным методом изготовления светодиодов является диффузионный. В качестве исходного материала для получения красного излучения берут монокристалл фосфида галлия, полученный методом выращивания из расплава, легированного теллуром и кислородом; *p-n*-переход создается диффузией цинка. При отсутствии комплексов цинк — кислород обеспечивает излучательную рекомбинацию с длиной волны 660 нм.

Другим, распространенным способом изготовления светодиодов из фосфида галлия является метод жидкофазной эпитаксии. Подложкой служит монокристалл фосфида галлия *n*-типа, выращенный из расплава и легированный теллуром. На него методом жидкофазной эпитаксии наращивают слой фосфида галлия *n*-типа, легированный теллуром и азотом. Переход образуется при последующем наращивании эпитаксиального слоя *p*-типа, легированного цинком. Наличие азота обеспечивает излучение зеленого цвета с длиной волны 570 нм.

Одна из конструкций светодиода показана на рис. 9.41. Кристалл присоединяется к ножке с выводами, которая монтируется в коваровый или керамический баллон, обладающий очень малой емкостью, иногда коаксиальной конструкции. Верхняя часть корпуса содержит стеклянную (или из эпоксидной смолы) линзу, которая служит выходным окном для излучения и концентрирует его в узком конусе.

Широко применяют для изготовления светоизлучающих диодов пластмассовые корпуса.

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 индифицировать одновременно 200 знаков.

Светодиоды широко применяются в качестве цифро-знаковых индикаторов и индикаторных панелей. Преимущество таких индикаторов по сравнению с ламповыми — малые габаритные размеры и масса, высокое быстродействие и продолжительный срок службы.

Применяют такие индикаторы и в приборах с цифровым отсчетом. Светодиоды с зеленым, желтым и красным свечением используют в микрокалькуляторах и часах, в установках аварийной сигнализации, в системах ночного видения, связи, в контрольно-измерительной аппаратуре.

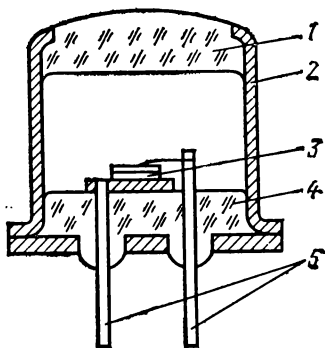


Рис. 9.41. Устройство светодиода:

1 — линза; 2 — металлический баллон; 3 — полупроводниковый кристалл с *p-n*-переходом; 4 — изолирующее основание; 5 — выводы

## § 9.7. ОПТРОНЫ

**Принцип действия и устройство.** К оптронам относят устройства, состоящие из фотоприемника и источника света, которые могут быть связаны между собой оптически, электрически или обоими видами связи. Таким образом, основными элементами оптрона являются управляемые источники света и фотоприемники, а также оптическая среда, связывающая фотоприемник с источником света по оптическому каналу.

Характеристики оптрона определяются как параметрами его элементов, так и его конструкцией.

По типу оптической связи можно выделить четыре типа оптронов: с прямой внутренней оптической связью, обратной положительной оптической и прямой электрической связями, обратной отри-

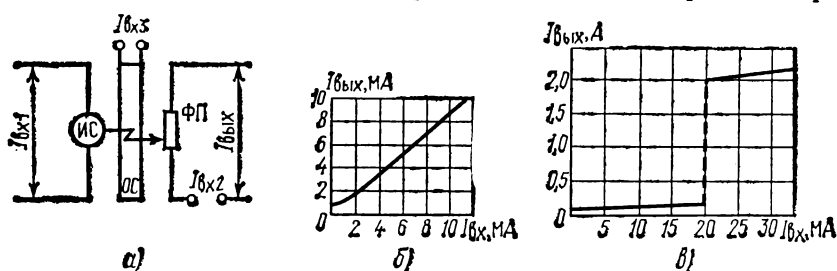


Рис. 9.42. Оptron с прямой внутренней оптической связью:

а — принципиальная схема; б — передаточная характеристика для линейного режима; в — передаточная характеристика для ключевого режима

цательной оптической и прямой электрической связями, внешней прямой оптической и прямой внутренней электрической связями.

Эти четыре основных типа оптронов являются элементами большинства оптоэлектронных устройств (усилителей света и изображения, устройств обработки и отображения информации).

Наиболее широкое применение нашли оптроны с прямой внутренней оптической связью (рис. 9.42, а). Такой опtron осуществляет преобразование: электрический сигнал — оптический сигнал — электрический сигнал. Его основное уравнение имеет вид

$$I_{\text{вых}} = f(I_{\text{вх1}}; I_{\text{вх2}}; I_{\text{вх3}}),$$

где  $I_{\text{вых}}$  — ток на выходе оптрона;  $f$  — передаточная функция;  $I_{\text{вх1}}$ ,  $I_{\text{вх2}}$ ,  $I_{\text{вх3}}$  — некоторые значения токов на соответствующих входах оптрона (рис. 9.42, а). Оptron является типичным аналоговым элементом и имеет линейные передаточные характеристики по току и напряжению при условии линейности соответствующих характеристик его элементов (источников света, фотоприемников, согласующей оптической среды). Он может иметь значительный коэффициент усиления по току и напряжению в линейном режиме. Однако учитывая большое разнообразие источников света и фотоприемников, на оптронах с прямой оптической связью также легко реализуются и типичные ключевые и релейные характеристики. В качестве эле-

ментов последних используются инжекционные светодиоды с S-образными характеристиками, лавинные фотодиоды и пр. Типичные характеристики для линейного и ключевого режимов показаны на рис. 9.42, б, в.

Основными областями применения оптронов с прямой оптической связью являются аналоговая и дискретная вычислительная и измерительная техника. Оптроны используются для усиления и преобразования электрических сигналов, моделирования математических операций, гальванической развязки и узлов в сложных системах вычислительной техники и авторегулирования, согласования низковольтных электронных цепей с высоковольтными, низкоомных с высокоомными, импульсных трансформаторов, переменных бесконтактных сопротивлений, элементов АРУ и др.

Оптрон с обратной положительной оптической связью (рис. 9.43, а, б). Его основными преимуществами являются возможность управления как с помощью оптических, так и с помощью электрических сигналов, а также наличие двух выходов — оптического и электрического, что позволяет осуществлять развязку как по цепи управления, так и на его выходе.

Режим рассматриваемого оптрона описывается системой из двух уравнений:

$$I = U (\sigma_t + \Delta\sigma_\phi),$$

$$\sigma_\phi = \sigma(I),$$

где  $I$  — ток в контуре оптрона;  $U$  — напряжение на фотоприемнике;  $\sigma_t$ ,  $\Delta\sigma_\phi$  — темновая проводимость и приращение проводимости фотоприемника в результате освещения источником света соответственно.

Появление участка отрицательного сопротивления на вольт-амперной характеристике оптрона соответствует условию

$$K_{\beta\lambda} = \frac{K_\beta}{1 - \beta_\kappa K_\beta},$$

для выполнения которого необходимо, чтобы  $\beta_\kappa K_\beta \gg 1$ , где  $K_{\beta\lambda}$  — коэффициент усиления оптрона по оптической цепи;  $\beta_\kappa$  — коэффициент передачи цепи обратной связи;  $K_\beta$  — коэффициент передачи оптрона при разомкнутой обратной связи.

Типичными областями применения оптронов с оптической положительной обратной связью являются: дискретная вычислительная техника, устройства отображения информации и усилители света.

Наименее распространенным и изученным является оптрон с внутренней обратной отрицательной оптической и прямой внут-

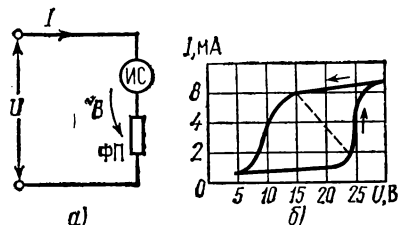


Рис. 9.43. Оптрон с обратной положительной оптической связью: а — принципиальная схема; б — вольт-амперные характеристики



ренной электрической связями. Он является типично нелинейным элементом электрической цепи с характеристиками, напоминающими характеристики приборов тлеющего разряда, что позволяет использовать его для стабилизации светового потока в оптоэлектронных устройствах. Его принципиальная схема и характеристики показаны на рис. 9.44, а, б.

На рис. 9.45 представлены принципиальная схема и типичные характеристики оптрона с внешней прямой оптической и внутренней прямой электрической связями. Он выполняет преобразования: опти-

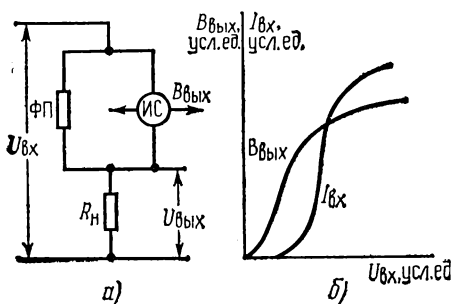


Рис. 9.44. Оптрон с внутренней отрицательной оптической связью: а — принципиальная схема; б — вольт-амперная и яркостная характеристики

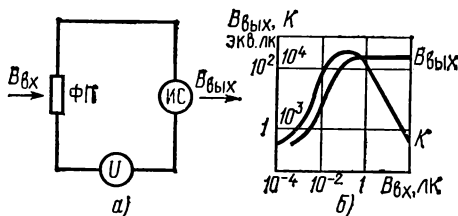


Рис. 9.45. Оптрон с внешней прямой оптической связью: а — принципиальная схема; б — характеристики

тический сигнал — электрический сигнал — оптический сигнал и представляет собой основной элемент твердотельных усилителей и преобразователей изображения.

Основное уравнение оптрона при разомкнутой обратной оптической связи для коэффициента передачи имеет вид

$$K_v = (B_{\text{вых}} - B_{\text{ф}}) / B_{\text{вх}}, \quad (9.32)$$

где  $B_{\text{вх}}$ ,  $B_{\text{вых}}$  — яркость на входе и выходе оптрона соответственно;  $B_{\text{ф}}$  — яркость на выходе оптрона при  $R_{\text{вх}} = 0$  (фон).

Из уравнения (9.32) следуют все основные характеристики этого типа оптронов.

Характеристики оптронов как электрооптических преобразователей определяются характеристиками и параметрами входящих в них элементов: фотоприемников, источников света, согласующих и

преобразующих оптических сред. Основными параметрами, характеризующими источник света как элемент оптрона, являются: *спектральные характеристики, эффективность преобразования электрической энергии в световую, частотные и переходные характеристики, диаграммы направленности, вольт-амперные характеристики*. Наиболее близко по этим характеристикам к оптронам подходят инжекционные светодиоды и люминесцентные слои. Эти источники позволяют реализовать оптроны с большим функциональным многообразием как по входным, так и по передаточным характеристикам оптрона в целом. Как вольт-амперные, так и спектральные характеристики источников света, используемых в оптронах, весьма разнообразны: первые позволяют получать входную характеристику

оптрона релейной, экспоненциальной, стабилизирующей по току и напряжению, а вторые охватывают практически всю видимую и ближнюю инфракрасную области спектра.

Одной из основных характеристик источников света в оптронах являются их *яркостные характеристики*. Для инжекционных светодиодов в широком диапазоне яркостей характерна линейная зависимость или близкая к ней зависимость яркости от тока.

Несмотря на большое разнообразие источников света, все они в настоящее время обладают одним общим недостатком — низким коэффициентом преобразования электрической энергии в световую. В связи с этим оптрон должен иметь фотоприемник с большим коэффициентом усиления и быстродействием, сравнимым с быстродействием источника света. Это позволит получить коэффициент передачи оптрона по току или напряжению большим единицы. Добротность  $Q$ , коэффициент усиления  $G$  и полосу пропускания фотоприемника по оптическому входу  $\Delta f$  определяем из выражений:

$$Q = G\Delta f; \quad \Delta f \approx 1/\tau; \quad G \approx \mu\tau,$$

где  $\mu$  и  $\tau$  — подвижность и время жизни носителей заряда в полупроводнике.

Таким образом, при линейном механизме усиления фототока выигрыш в усилении фотоприемника сопровождается пропорциональным снижением его полосы пропускания. Известные в настоящее время линейные фотоприемники обладают низкой добротностью, лежащей в пределах  $10^6$ — $10^4$ . Это при коэффициенте усиления  $10^2$ — $10^3$  определяет полосу пропускания 100 Гц. Разработка фотоприемников с большой добротностью для целей оптоэлектроники требует изыскания новых материалов, обеспечивающих большую подвижность носителей тока в них либо использования нелинейных механизмов внутреннего усиления фототока в них. Примерами фотоприемника с нелинейным механизмом усиления фототока являются лавинные фотодиоды и фототиристоры, добротность которых составляет  $10^8$ — $10^{12}$ . Это позволяет в ключевых режимах оптронов реализовать быстродействие  $10^{-7}$ — $10^{-8}$  при коэффициентах усиления, больших  $10^2$ .

Применение фотоприемника в оптроне требует его согласования со спектральными характеристиками источников света. Остальные характеристики и параметры фотоприемников определяются назначением оптрона.

Оптронная пара — источник света и фотоприемник — связана посредством оптической среды. Оптические среды в оптронах кроме функций оптической связи могут выполнять функции согласования и управления по световому потоку. Согласование по оптической среде применяется главным образом для повышения эффективности оптической связи при сильно отличающихся коэффициентах преломления материалов источника света и фотоприемника. В отличие от этого управляющие оптические среды являются функциональными элементами оптронов. В качестве оптических сред в оптронах находят применение волокнистые световоды, различные клеи, смолы,

полупроводниковые и изолирующие материалы, в которых проявляются электрооптические эффекты.

Конструкцию оптрона определяют в основном два фактора: необходимость обеспечения максимального коэффициента передачи по световому потоку и минимальному значению паразитных связей и конкретное целевое назначение оптрона.

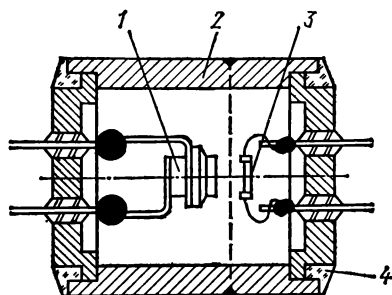


Рис. 9.46. Конструкция составного оптрона:

1 — ИС; 2 — корпус; 3 — фотоприемник; 4 — экранирующая сетка

В настоящее время наиболее распространены два типа конструкции оптрона: составная (выполненная из отдельных элементов) в металлическом или пластмассовом корпусе и пленочная. Типичная конструкция составного оптрона показана на рис. 9.46. В простейшем случае составной оптрон выполняют в виде четырехполюсника с автономными выводами от источника света и фотоприемника. Основные преимущества такой конструкции заключаются в возможности получения хороших развязывающих свойств оптрона и малых значений паразитной емкости связи. Для уменьшения последней конструкция позволяет ввести между источником света и фотоприемником металлическую сетку, стекло с проводящим покрытием ( $\text{SnO}_2$ ,  $\text{InO}_3$ ) либо световод. При этом значение паразитной емкости связи уменьшается до  $(10^{-3}—10^{-4})$  пФ, а сопротивление утечки (обратное сопротивление) равно сопротивлению изоляции ( $10^{14}—10^{16}$ ) Ом. В таком виде выполняют развязывающие и коммутирующие оптроны с прямой оптической связью. Имеются конструкции оптронов с выводами на одну сторону.

Оптроны, предназначенные для отображения данных, усилители и преобразователи изображения, оптоэлектронные регистры и другие оптроны, где не требуется высокая степень развязки, обычно выполняют в виде пленочной многослойной конструкции, показанной на рис. 9.47. Основным преимуществом такой конструкции является возможность получения большого числа оптронов в процессе единого технологического цикла. Однако при этом требуется технологическая совместимость материалов источника света и фотоприемника, что накладывает существенные ограничения на их выбор и технологию.

По областям применения оптронов можно выделить три основных

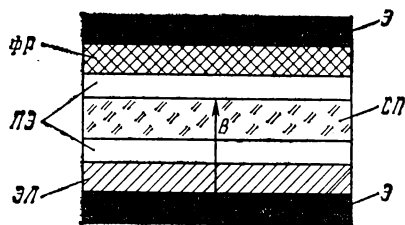


Рис. 9.47. Структура пленочного оптрона:

ФР — фоторезистор; ЭЛ — электролюминофор; ПЭ — прозрачный электрод; Э — непрозрачный электрод; СП — стеклянная подложка

направления, в каждом из которых предъявляют определенные требования к характеристикам и параметрам оптронов: дискретная техника, аналоговая техника, преобразование и отображение информации.

Использование оптронов в дискретной технике представляет интерес прежде всего с точки зрения получения ключевых и развязывающих элементов, элементов памяти, ключей с двумя и более устойчивыми состояниями, слаботочных и мощных твердотельных реле, согласующих элементов трансформаторов и т. п. Привлекательны для дискретной техники также и два других свойства: бесконтактность оптической связи (в смысле отсутствия жестких электрических контактов) и отсутствие взаимодействия между носителями информации в канале связи.

Имеющиеся в настоящее время оптоэлектронные компоненты (источники света и фотоприемники) позволяют создавать ключевые элементы для дискретной техники как чисто логические, так и специально коммутирующие, например для преобразования малых постоянных напряжений в переменное для измерительных и решающих усилителей постоянного тока с порогом чувствительности 1 мкВ и ниже. При этом имеются широкие возможности для получения триггерных элементов различными способами: путем использования источника света с отрицательным сопротивлением, путем использования фотоприемника с отрицательным сопротивлением, за счет положительной оптической обратной связи.

В качестве оптронов для дискретной техники используются: инжекционные светодиоды на основе GaAs, GaP и светодиоды с отрицательным сопротивлением, фоторезисторы, фотодиоды с *p-n*-переходом; *p-i-n*-фотодиоды, лавинные фотодиоды, фототранзисторы, фототристоры.

При необходимости могут быть получены оптронные пары с бездействием до  $10^{-9}$  с.

Основные характеристики оптронов, используемых в дискретной технике, приведены в табл. 9.2.

В основе применения оптронов для решения задач аналоговой техники лежат два фактора: возможность использовать для решения задач электронной техники и микроэлектроники ряда новых физических явлений (фотопроводимости, электролюминесценции, электрооптических явлений и др.); значительно большее число независимых степеней свободы оптрона как многополюсника по сравнению с обычными электрическими их аналогами.

Первый фактор представляет собой принципиальные основы аналоговой техники и функционального направления микроэлектроники.

На рис. 9.48 представлена полная функциональная схема оптрона с прямой оптической связью, состоящая из управляемого источника света *ИС*, преобразующего заданную в виде электрического сигнала функцию входного параметра  $\varphi_1$  в световой сигнал  $B=B(\varphi_1; \gamma)$ , канала оптической связи *ОС* с функцией передачи  $\gamma$  и фотоприемника *ФП*, преобразующего оптический сигнал на его входе  $B=B(\varphi; \gamma)$  в электрический сигнал на его выходе  $\varphi_2=\psi(\varphi; \gamma; \varphi_2)$ ;

Таблица 9.2

Тип и материал источника света	Тип и материал фотоприемника	Коэффициент передачи		Быстродействие, с	Характерные режимы работы	Основное назначение
		тока	напряжения			
GaAs-светодиод	Si-фотодиод	$10^{-2}$	—	$10^{-6}$	Аналоговый, ключевой	Развязывающий ключ
То же	Si-фототранзистор	10	1	$10^{-5}$	То же	То же
»	Si-полевой фототранзистор	1	—	$10^{-3}$	Аналоговый	»
»	Si-лавинный фотодиод	$10^{-3}$	—	$10^{-9}$	Ключевой	Быстродействующий логический элемент
»	Si-фототиристор	$10^3$	$10^2$	$10^{-7}$	»	Быстродействующий ключевой элемент, усилитель мощности
GaP-светодиод	CdS, CdSe-фотореистор	1	$10^3$	$10^{-3}$	Аналоговый, ключевой	Низкочастотный ключ, коммутатор и преобразователь малых сигналов

где  $\varphi_2$  — функция входного параметра по второму независимому входу оптрона.

Учитывая последовательное преобразование сигнала в оптроне, запишем:

$$\varphi_B = \psi [K_{ис}(\varphi_1) K_{ос}(\varphi_3) K_{фп}(\varphi_2)],$$

где  $K_{ис}$ ,  $K_{ос}$ ,  $K_{фп}$  — коэффициенты передачи источника света, оптической среды и фотоприемника соответственно.

Выражение характеризует большие возможности оптрона как функционального преобразователя, основанного, с одной стороны, на возможности утилизации для целей электроники ряда физических явлений: электролюминесценции  $K_{ис}(\varphi_1)$ , электрооптических эффектов  $K_{ос}(\varphi_3)$ , фотопроводимости  $K_{фп}(\varphi_2)$ , а с другой — на эффектах взаимодействия этих явлений в оптроне. В простейшем случае, когда в оптроне в качестве ИС используется инжекционный светодиод, в качестве ФП-фоторезистор, а управление по ИС отсутствует, удастся осуществить моделирование ряда математических операций, таких, как сложение, вычитание, умножение и др.

Отображение и индикация информации является сутью оптоэлектроники, ее характерной чертой и задачей, которую она призвана решать в современной микроэлектронике. Одна из основных задач этого направления — объединение логических и индикационных функций в одном приборе — оптроне. Это значительно упрощает создание методами и средствами микроэлектроники измерительных приборов, устройств преобразования и вывода информации, поскольку резко сокращает диапазон используемых материалов и технологических операций.

В настоящее время в этом направлении наиболее перспективны пленочные оптроны на основе электролюминофоров и фоторезисторов с обратной положительной оптической связью и оптическим и электрическим выходами. Их использование позволяет в едином технологическом цикле создавать твердотельные приборы — аналоги обычных измерительных приборов. Один из таких приборов показан на рис. 9.49. Он представляет собой оптоэлектронный сдвигающий регистр, конструкция которого состоит из изолирующей подложки 1, электролюминесцентного слоя 2, фоторезисторного слоя 3, изолирующего слоя 4.

Рис. 9.49. Конструкция оптрона с обратной положительной оптической связью

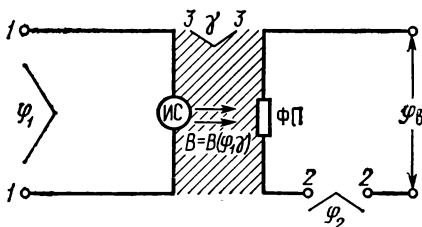


Рис. 9.48. Функциональная схема оптрона с прямой оптической связью

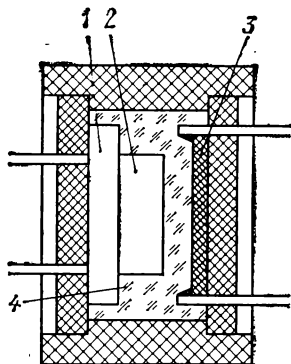


Рис. 9.49. Конструкция оптрона с обратной положительной оптической связью

Оптроны представляют собой элементарные структурные звенья оптоэлектроники и являются весьма гибкими схмотехническими элементами многофункционального назначения. Им присущи полная гальваническая развязка, большое число независимых степеней свободы, разнообразие входных и передаточных характеристик. Эти свойства оптронов являются следствием физической сущности явлений, лежащих в основе их работы.

## ГЛАВА 10

# МАГНИТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ

## § 10.1. ДАТЧИКИ ХОЛЛА

**Эффект Холла.** В основе датчиков э. д. с. Холла лежит явление искривления пути носителей заряда в полупроводниках, находящихся в магнитном поле. Это явление впервые было открыто американским физиком Эдвином Холлом в 1879 г.

Рассмотрим прямоугольную пластину полупроводника с электропроводностью  $n$ -типа, расположенную, как показано на рис. 10.1, а.

В направлении оси  $x$  проходит ток  $I_x$  от внешнего источника. Пластина помещена в магнитное поле  $H_y$ , перпендикулярное направлению тока.

В отсутствие магнитного поля электроны двигаются в пластине в направлении электрического поля  $E_x$ . В магнитном

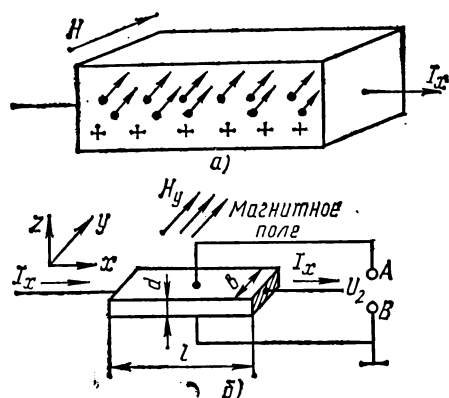


Рис. 10.1. Схема образования э. д. с. Холла

ном поле электроны отклоняются под действием силы Лоренца:

$$F = -e(v_x B_y), \quad (10.1)$$

где  $e$  — заряд электрона;  $v_x = -\mu_n E_x$  — скорость электрона в направлении тока ( $\mu$  — подвижность электронов);  $B_y$  — индукция магнитного поля, направленного вдоль оси  $y$ .

Эта сила направлена перпендикулярно направлениям магнитного поля и тока (вдоль оси  $z$  на рис. 10.1). Поэтому электроны смещаются перпендикулярно направлению их первоначального движения. При условиях, показанных на рис. 10.1, на зажиме А должен быть отрицательный потенциал относительно зажима Б, так как верхняя поверхность полупроводника, к которой отклоняются электроны, заряжается отрицательно, а противоположная поверх-

ность — положительно. Заряды создают в пластине поперечное электрическое поле, 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 равенства сил, действующих на электрон со стороны электрических и магнитных полей, может быть записано в виде

$$-e(v_x B_y) = eE_z, \quad (10.2)$$

откуда может быть определено поле Холла

$$E_z = -(v_x B_y) = -\mu_n B_y E_x \quad (10.3)$$

или э.д.с. Холла

$$U_z = -\frac{\mu_n B_y}{d} E_x, \quad (10.4)$$

где  $d$  — толщина пластины (рис. 10.1, б).

*Возникновение э.д.с. Холла называют эффектом Холла.*

Проходящий через образец с шириной  $b$  и сечением  $S$  ток плотностью  $j_x$ , обусловленный действием электрического поля, связан с концентрацией и скоростью электронов соотношением

$$I_x = j_x S = en v_x S = en v_x a d. \quad (10.5)$$

Решая совместно уравнения (10.4) и (10.5), получим

$$U_z = -\frac{1}{en} \frac{B_y I_x}{d} = R_x \frac{B_y I_x}{d}, \quad (10.6)$$

где  $R_x = -1/(en)$  — коэффициент Холла, связывающий поперечную разность потенциалов с индукцией магнитного поля; его значение зависит от материала пластины, содержания примесей и температуры.

Из выражения (10.6) следует, что значение э.д.с. Холла зависит от физических свойств материала пластины, от ее размеров, а также от значения проходящего через нее тока и от воздействующего на этот ток магнитного поля.

Если пластина имеет электропроводность  $p$ -типа, то основная часть тока создается дырками, движущимися слева направо, тогда в левой части уравнения (10.2) следует поставить знак плюс. Траектории дырок в этом случае смещаются вверх, верхняя поверхность накапливает положительный заряд и э.д.с. Холла положительна.

Вывод выражения для э.д.с. Холла сделан без учета хаотического теплового движения электронов и их распределения по скоростям. Более строгий расчет дает формула для коэффициента Холла в полупроводнике с электропроводностью  $n$ -типа

$$R_x = -3\pi/(3ne)$$

и в полупроводнике с электропроводностью  $p$ -типа

$$R_x = 3\pi/(8pe).$$



Для полупроводников, имеющих собственную электропроводность или содержащих носители заряда обоих типов в сравнимых концентрациях, коэффициент Холла описывается выражением

$$R_x = \pm \frac{3\pi}{8e} \frac{n\mu_n^2 - p\mu_p^2}{(n\mu_n + p\mu_p)^2}. \quad (10.7)$$

Если концентрации электронов и дырок в образце равны и равны их подвижности, то э.д.с. Холла равна нулю, так как направление движения дырок противоположно направлению движения электронов и электроны и дырки смещаются магнитным полем в одну и ту же сторону. В действительности в полупроводниках подвижность электронов больше подвижности дырок, поэтому в собственном полупроводнике э.д.с. Холла соответствует по знаку электронному образцу. При переходе от собственной электропроводности к дырочной э.д.с. Холла проходит через нуль и изменяет знак.

**Параметры характеристики.** Датчик Холла представляет собой магнитоэлектрический полупроводниковый прибор, основанный на использовании эффекта Холла. На рис. 10.2 показаны схемы включения датчика Холла.

Рис. 10.2. Схемы включения датчика Холла

Напряжение, подаваемое на управляющие электроды  $U_1$ , называют напряжением датчика Холла, а сопротивление  $R_1$  между этими электродами — входным сопротивлением.

При отсутствии магнитного поля это сопротивление

$$R_1 = \rho l / (bd), \quad (10.8)$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление полупроводника.

С ростом напряженности магнитного поля входное сопротивление увеличивается.

Напряжение между двумя другими (холловскими) контактами называют выходными и обозначают  $U_2$  (рис. 10.2). Сопротивления между холловскими контактами называют выходными и обозначают  $R_2$ . При отсутствии магнитного поля

$$R_2 = \rho b / (ld). \quad (10.9)$$

Здесь не учтена неравномерность распределения тока по сечению датчика. Выходное сопротивление, так же как и входное, с увеличением магнитного поля растёт.

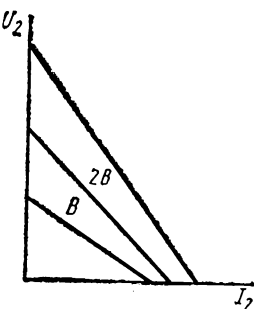
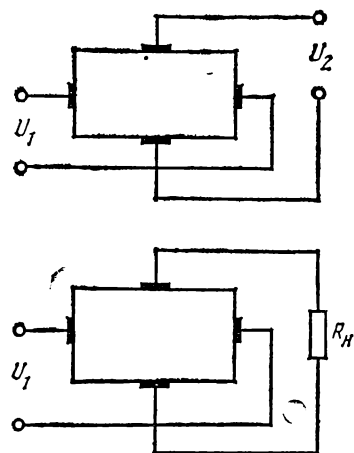


Рис. 10.3. Семейство вольт-амперных характеристик датчика Холла

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.

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:

$$K = U_2 / U_1. \quad (10.10)$$

Учитывая выражения (10.8), (10.6) и что  $I_1 = U_1 / R_1$ , можно найти коэффициент передачи

$$K = R_x B_b / (\rho l). \quad (10.11)$$

Коэффициент передачи с увеличением индукции 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

$$P_1 = I_1^2 \rho b / (ld). \quad (10.12)$$

Ток, проходящий в выходной цепи датчика Холла:

$$I = U_2 / (R_2 + R_H), \quad (10.13)$$

где  $R_H$  — сопротивление нагрузки.

Мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_H = I^2 R_H = \frac{U_2^2 R_H}{(R_2 + R_H)^2}. \quad (10.14)$$

При согласовании выходного сопротивления и нагрузки достигается максимальная мощность, отдаваемая в нагрузку:

$$P_H = \frac{U_2^2}{4R_2} = \frac{U_2^2 ld}{4\rho b}. \quad (10.15)$$

Учитывая (10.6), получим

$$P_H = \frac{R_x^2 I_1^2 B^2 l}{4\rho b d}. \quad (10.16)$$

Максимальная отдаваемая мощность ограничивается предельно допустимой мощностью рассеяния на датчике. *Коэффициент полезного действия датчика Холла* определяется как отношение мощности, отдаваемой в нагрузку, к мощности на его входе:

$$\eta = P_H / P_1.$$

При согласованной нагрузке с учетом (10.12) и (10.16) запишем для 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%. Его значение не зависит от входного тока.

Для увеличения э.д.с. Холла и выходной мощности необходимо увеличивать входную мощность.

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:

$$\gamma = U_z / (BI_1) = R_x / d. \quad (10.18)$$

Выражение (10.6) с учетом (10.18) примет вид

$$U_z = \gamma I_1 B. \quad (10.19)$$

Важным параметром датчика Холла является отношение, характеризующее э.д.с. Холла, приходящееся на единицу магнитной индукции. Этот параметр называют *магнитной чувствительностью*:

$$\gamma_n = U_z / B = P_x I_1 / d. \quad (10.20)$$

Изготовление и применение датчиков Холла. Материал, из которого изготавливают датчик Холла, должен иметь максимальную подвижность носителей заряда с минимальными температурными зависимостями их подвижности и концентрации.

Из формулы (10.6) видно, что для получения наибольшего значения э. д. с. Холла необходимо выбрать материал с небольшой электропроводностью.

Для этой цели используют пленки селенида и теллурида ртути, антимолида индия и твердые растворы этих соединений. Они обладают высокой подвижностью носителей заряда даже в тонких монокристаллических пленках. Тонкопленочные датчики, полученные методом испарения из этих материалов, обладают слабой зависимостью коэффициента Холла и сопротивления от температуры и напряженности магнитного поля, что определило их широкое применение, несмотря на сравнительно низкую э. д. с. Холла.

Для изготовления датчиков Холла применяют также монокристаллический германий и кремний, легированные мышьяком, фосфором и сурьмой. Датчики, изготовленные из этих материалов, имеют высокий коэффициент Холла и низкий температурный коэффициент (особенно кремниевые). Максимальная э. д. с. Холла достигает 1В.

Для изготовления датчиков Холла применяют антимолид индия, арсенид индия, а также сплав антимолида индия и антимолида галлия. Датчики, изготовленные из этих материалов, имеют сильную зависимость сопротивления и коэффициента Холла от температуры и магнитного поля. Это ограничивает их применение.

Из формулы (10.6) видно, что э. д. с. Холла тем выше, чем тоньше образец полупроводника. Поэтому датчики э. д. с. Холла изготавливают в виде пластинок или тонких пленок, тем более что с их помощью производят измерение магнитных полей в малых зазорах.

Для получения высокого коэффициента передачи геометрические размеры необходимо выбирать в соотношении  $l/b = 2 \div 3$ .

Полупроводниковый слиток разрезают на пластины, которые посредством шлифовки доводят до требуемой толщины. Далее пластины разрезают на прямоугольники нужных размеров, которые снабжают четырьмя контактами. Два из них предназначены для подведения к датчику напряжения от внешнего источника. Их выполняют по всей ширине пластины, чтобы получить равномерное распределение входного тока по сечению пластины на всей ее длине. Два других электрода предназначены для регистрации э. д. с. Холла.

Эти контакты должны быть расположены строго в одной эквивалентной плоскости сечения кристалла, в противном случае между ними возникает разность потенциалов и при отсутствии магнитного поля за счет прохождения тока.

Датчики Холла из теллурида и селенида ртути могут быть изготовлены также прессованием порошков при температуре около 500 К.

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 наносят испарением в вакууме.

Для стабилизации параметров готовую пленку в течение нескольких часов подвергают термостарению при температуре 100°C. Толщина пленочных датчиков определяется в основном подложкой. Преимуществом их является высокое сопротивление, что удобно при согласовании с нагрузкой.

Получили развитие два метода изготовления датчиков Холла: метод диффузии примеси и метод эпитаксиального выращивания.

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).

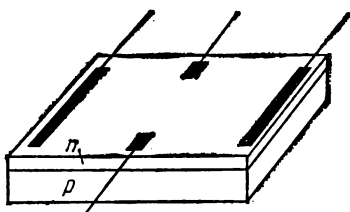


Рис. 10.4. Диффузионный датчик Холла

При эпитаксиальном выращивании подложкой может быть как монокристаллическая пластина того же материала, так и изоляционные материалы.

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 синтетической смолой и приклеивают к изоляционной подложке или помещают в корпус из бронзы или другого немагнитного материала. Последний способствует отводу от датчика теплоты.

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 воз-

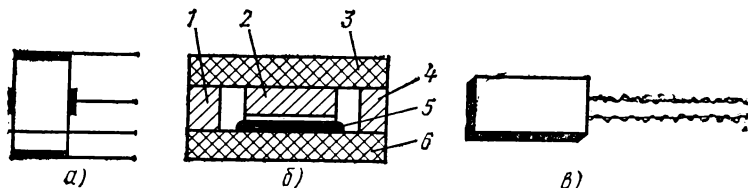


Рис. 10.5. Конструктивные исполнения датчиков Холла:

а — бескорпусный; б — в ферритовой оболочке; в — залитый в компаунд

душный 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.

Ферритовое основание 6 и крышка 3 имеют одинаковые размеры. Полупроводниковая пластина 5 наклеена прямо на ферритовое основание. Ферритовый стержень 2 концентрирует магнитный поток на поверхность датчика. Стенки 1 и 4 выполнены из немагнит-

ного материала и обеспечивают 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  $I$  и индукции магнитного поля, то при постоянном токе э.д.с. будет пропорциональна только индукции магнитного поля. Это позволяет использовать датчики Холла для измерения индукции магнитных полей.

Одним из приборов, в которых используется это свойство, является магнитометр, измеряющий как малые, так и большие магнитные поля ( $10^{-5}$ — $10^5$  А/м).

Кроме того, датчики э.д.с. Холла применяют для измерения токов и мощностей. Если поддерживать постоянной напряженность магнитного поля, то э.д.с. Холла будет изменяться пропорционально величине тока, проходящего через датчик. Если датчик Холла поместить в магнитное поле, пропорциональное проходящему 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 применяют для измерения силы, давления, 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 измерения подвижности и концентрации носителей заряда полупроводникового материала. Для этой цели на специально подготовленном образце измеряют э.д.с. Холла и по ее значению судят о подвижности и концентрации носителей заряда материала, используемого для изготовления полупроводниковых приборов.

## § 10.2. МАГНИТОРЕЗИСТОРЫ

*Магниторезистор представляет собой полупроводниковый резистор, основное свойство которого заключается в способности изменять свое электрическое сопротивление под действием магнитного поля.*

*Магниторезистивный эффект, или эффект Гаусса, заключается в изменении удельной проводимости полупроводника при изменении воздействующего на него магнитного поля.*

Пластину полупроводника помещают во внешнее поперечное магнитное поле, и вдоль нее пропускают ток. Действие силы Лоренца вызывает искривление траектории носителей заряда и приводит к удлинению пути, проходимого носителями между электродами, к которым приложено внешнее электрическое поле, что эквивалентно возрастанию удельного сопротивления полупроводника.

Увеличение сопротивления полупроводника происходит, и когда магнитное поле направлено перпендикулярно направлению прохождения электрического тока, и когда направление магнитного поля параллельно направлению тока. В первом случае мы имеем дело с поперечным эффектом магнитосопротивления, получившим практическое применение. Второй случай носит название продольный эффект магнитосопротивления. Практического применения он не нашел из-за слабого изменения сопротивления в магнитном поле.

*Магнитосопротивление* можно определить как разность между сопротивлением магниторезистора в магнитном поле  $R_B$  и без магнитного поля (начальное сопротивление). Начальное сопротивление  $R_0$  определяется материалом и используемой конструкцией.

К факторам, влияющим на магнитосопротивление, относятся геометрия полупроводниковой пластины, концентрация и подвижность носителей заряда. Приращение удельного сопротивления полупроводника в области слабых магнитных полей пропорционально квадратам подвижности и магнитной индукции:

$$\Delta\rho/\rho_0 = A(\mu B)^2,$$

где  $A$  — постоянная, зависящая от материала полупроводника;  $\rho_0$  — удельное сопротивление полупроводника при отсутствии магнитного поля.

В более сильных полях показатель степени в выражении лежит в пределах 1—2. Магнитосопротивление зависит также от формы образца.

Установлено, что магнитосопротивление увеличивается при уменьшении отношения длины пластины к ее ширине. Чем длиннее путь носителя заряда в полупроводнике без соударений с другими частицами, тем больший поток носителей заряда отклоняется. Это означает, что подвижность электронов в полупроводнике играет важную роль для повышения сопротивления. Поэтому при использовании магниторезистивного эффекта чаще всего применяют антимонид индия  $\text{InSb}$  и арсенид индия  $\text{InAs}$ , характеризующиеся высокой подвижностью электронов. Причем второй имеет прирост сопротивления примерно на порядок меньший.

Магнитосопротивление наибольшее у образцов, имеющих конфигурацию диска (диск Корбино). Дело в том, что относительный рост сопротивления в магнитном поле тем больше, чем выше отношение длины пластины к ее ширине. В диске Корбино ток подводится к центру, а отводится с помощью электрода, опоясывающего диск по окружности. Линии тока будут иметь вид радиальных лучей, расходящихся от центра диска (рис. 10.6, а). При помещении диска в магнитное поле электрическое поле Холла не возникает, и под действием силы Лоренца линии тока образуют не кратчайший путь от электрода к электроду, а имеют форму кривых (рис. 10.6, б).

В плоской полупроводниковой пластине при воздействии магнитного поля в направлении, перпендикулярном плоскости пластины, поле Холла оказывается ослабленным за счет шунтирующего действия токовых электродов. В результате сила Лоренца, воздей-

ствующая на электроны, оказывается скомпенсированной не полностью, и траектории их движения искривляются.

Однако магниторезисторы в форме диска и прямоугольника имеют низкое начальное сопротивление. Этого недостатка лишены конструкции составных магниторезисторов, являющихся последовательным соединением многих прямоугольных магниторезисторов с малым отношением длины пластины к ее ширине.

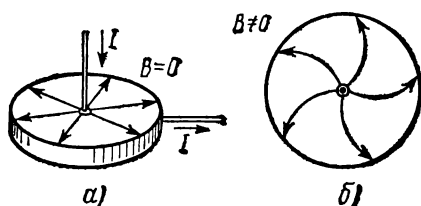


Рис. 10.6. Диск Корбино

Одной из основных характеристик магниторезистора является зависимость  $R_B = f(B)$  (рис. 10.7), которая при малой маг-

нитной индукции квадратична относительно  $B$ , а при больших — линейна.

На рис. 10.8 представлена зависимость относительного изменения сопротивления  $R_B/R_0$  от удельной проводимости в InSb. Наи-

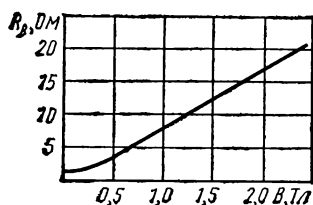


Рис. 10.7. Зависимость сопротивления магниторезистора от магнитной индукции

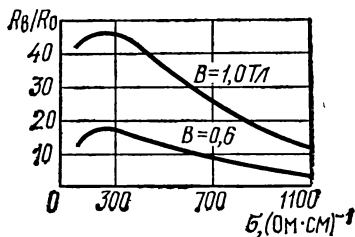


Рис. 10.8. Зависимость магниторезистивного отношения от удельной проводимости полупроводника

большее значение достигается при использовании материала с удельной проводимостью  $\sigma = 250 (\text{Ом}\cdot\text{см})^{-1}$ .

Характеристики магниторезистора сильно зависят от температуры.

Зависимость сопротивления магниторезисторов от индукции внешнего магнитного поля при различных температурах окружающей среды приведена на рис. 10.9. Как видно из рисунка, при увеличении индукции от 0 до 1 Тл сопротивление при нормальной температуре изменяется приблизительно в 6—12 раз. Поэтому при использовании магниторезисторов в широком интервале температур необходимо предусматривать компенсацию их характеристик.

На рис. 10.10 показаны магниторезисторы, изготовленные из InSb: дисковый в корпусе из эпоксидной смолы и прямоугольные на стекляннно-керамических подложках. Изготавливают их следующим образом. На изоляционную подложку толщиной 0,5 мм наклеивают пластинку толщиной 20 мкм из полупроводникового материала. На поверхность пластинки наносят проводящие электроды.

Если требуется высокое начальное сопротивление магниторезистора, то методом фотолитографии пластине придают форму, показанную на рис. 10.10. Благодаря такой форме удельное сопротивление магниторезистора может достигать нескольких сотен ом.

Подобную конструкцию имеют отечественные магниторезисторы СМ1-1, выполненные из сплава InSb—NiSb.

Высокие магниторезистивные свойства сплава InSb—NiSb обусловлены большой подвижностью носителей заряда в фазе InSb и наличием включений хорошо проводящей фазы NiSb.

Вместе с тем сравнительно высокая проводимость сплава [200—250 1/(Ом·см)] вызывает необходимость использования тонких и длинных образцов для получения практически приемлемых значений сопротивления магниторезисторов. Поэтому проводящая дорожка этих приборов выполнена в форме

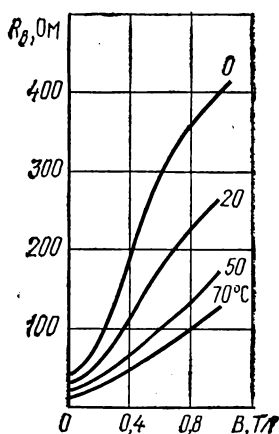


Рис. 10.9. Зависимость сопротивления магниторезистора от магнитной индукции для различных температур

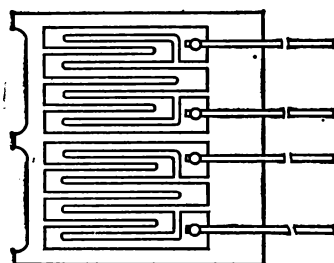
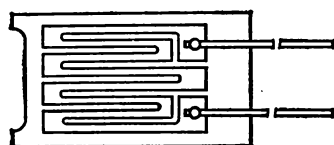
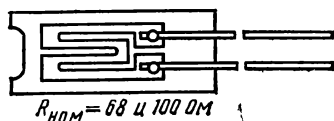


Рис. 10.10. Структура магниторезисторов типа СМ1-1

«меандра» с контактными площадками. Ширина дорожки около 100, толщина 60—100 мкм.

Для реализации сопротивления в диапазоне 22—220 Ом созданы три различных конструктивных варианта. При этом в магниторезисторах с номинальными сопротивлениями 150 и 220 Ом резистивный элемент выполнен в виде двух одинаковых секций с сопротивлением, вдвое меньшим номинального.

Для механической прочности магниторезисторов их резистивные дорожки закреплены на основании из пермаллоя и изолированы от него слоем лака. Гибкие проволочные выводы, припаянные к контактными площадкам резистивных дорожек, и сами дорожки для



защиты от внешних воздействий также покрыты лаком. Использование пермаллоя, обладающего высокими значениями магнитной проницаемости и индукции насыщения, обеспечивает малую эффективную величину зазора магнитной системы, в которой используется магниторезистор.

Максимальная толщина магниторезистора с учетом толщин участков пайки не превышает 0,6 мм.

Уменьшение температурных коэффициентов сопротивления и магниторезистивного отношения может быть достигнуто за счет использования сплавов  $\text{InSb—NiSb}$ , легированных  $\text{Te}$ , правда, за счет существенного уменьшения величины магниторезистивного отношения.

Максимальное изменение сопротивления магниторезисторов  $\text{CM1-1}$  в магнитное поле достигается при направлении магнитного поля перпендикулярно плоскости магниторезистора. Его отклонение от этого направления приводит к уменьшению магниторезистивного отношения от направления магнитного поля. Это его свойство использовано при создании датчиков угла поворота.

Магниторезисторы применяются преимущественно в измерительной технике, для измерения магнитной индукции, мощности, в качестве анализатора гармоник. Магниторезисторы находят применение также в схемах удвоения частоты, преобразователей постоянного тока в переменный, в схемах усилителей и генераторов.

Магниторезисторы применяются также в качестве чувствительных элементов бесконтактных переключателей, датчиков линейных перемещений, бесконтактных потенциометров и во многих других областях электронной техники.

### § 10.3. МАГНИТОДИОДЫ

*Магнитодиод — это полупроводниковый прибор с  $p$ - $n$ -переходом, предназначенный для преобразования магнитных величин в электрические.* Чувствительность магнитодиода в 1000 раз больше, чем у датчиков Холла.

Полупроводниковый магнитодиод (рис. 10.11) имеет структуру, подобную длинному  $p$ - $i$ - $n$ -диоду. Область  $i$  — прямоугольная полоса собственного полупроводника. Полоска имеет зону рекомбинации  $r$ . Две другие области  $p$  и  $n$  имеют соответственно большую концентрацию акцепторов и доноров для получения эффективной двойной инжекции электронов и дырок в  $i$ -область.

Магнитодиоды работают при подаче на них напряжения в прямом направлении при наложении поперечного магнитного поля.

Расстояние между  $p$ - и  $n$ -областями в несколько раз больше, чем длина диффузии носителей. Зона рекомбинации  $r$  создается путем диффузии определенных примесей в  $i$ -область или локальной механической обработкой поверхности. Поэтому рекомбинация неравновесных электронов и дырок происходит здесь с большей скоростью, чем в других частях  $i$ -области.

Принцип действия магнитодиодов сравнительно прост. При подаче напряжения на  $p-i-n$ -структуру в прямом направлении возникает ток, описываемый уравнением

$$I = I_0 \left( e^{\frac{e(U - Ir_i)}{\beta kT}} - 1 \right),$$

где  $U$  — напряжение на структуре;  $r_i$  — сопротивление  $i$ -слоя;  $\beta$  — коэффициент, принимающий значения от 1 (при малом токе) до 2.

Из уравнения следует

$$U = \frac{\beta kT}{e} \ln \left( 1 + \frac{1}{I_0} \right) + Ir_i = U_0 + U_i.$$

Первое слагаемое определяет падение напряжения на  $p-i$ - и  $i-n$ -переходах, второе — падение напряжения на  $i$ -области. Падением напряжения на контактах и низкоомных слоях можно пренебречь. В результате инжекции электронов и дырок через  $n-i$ - и  $p-i$ -переходы сопротивление  $i$ -слоя при прохождении прямого тока значительно меньше его сопротивления в отсутствие тока.

Использование  $p-i-n$ -структур в качестве датчиков магнитного поля основано в первую очередь на изменении значения  $r_i$  при наложении магнитного поля. В отсутствие магнитного поля в результате инжекции электронов и дырок в  $i$ -слой через структуру будет проходить ток, экспоненциально зависящий от напряжения. При наложении магнитного поля значение  $r_i$  меняется под действием магнитного поля двояким образом. Во-первых, происходит возрастание удельного сопротивления исходного материала в результате обычного магниторезистивного эффекта. Во-вторых, поперечное магнитное поле отклоняет электроны и дырки к боковым границам области.

Вольт-амперная характеристика при воздействии на диод магнитного поля показана на рис. 10.12. Когда на диод воздействует магнитное поле  $H_+$ , прямой ток уменьшается (кривая 2) и тот же самый ток будет увеличиваться, когда магнитное поле прикладывается в противоположном направлении  $H_-$  (кривая 3). Магнитное поле мало влияет на обратный ток диода.

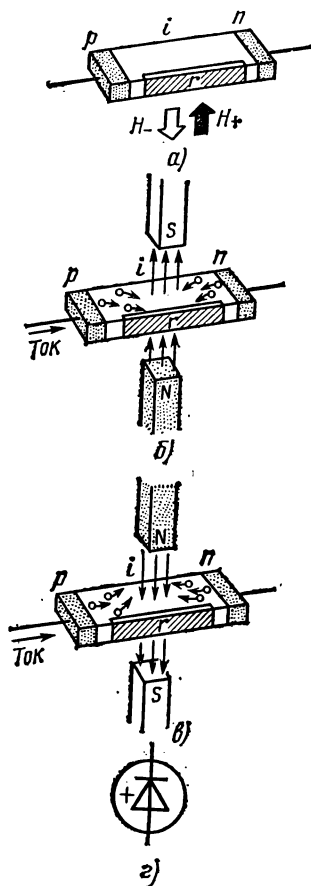


Рис. 10.11. Полупроводниковый магнитодиод:

$a$  — принципиальная схема;  $b$ ,  $c$  — управление током инжекции с помощью магнитного поля;  $z$  — графическое изображение магнитодиода

Ток двойной инжекции, который течет при прямом смещении в  $p-i-n$ -структуре, увеличивается при росте эффективного времени работы (промежутку времени от входа электронов и дырок в  $i$ -область до их рекомбинации) для данного напряжения смещения. Когда

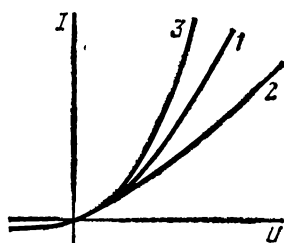


Рис. 10.12. Вольт-амперные характеристики германиевого магнитодиода:

1 — без наложения магнитного поля; 2, 3 — с наложенным магнитным полем

да прикладывается магнитное поле  $H_+$ , пути инжектированных электронов и дырок отклоняются по направлению к зоне  $r$ . Они рекомбинируют здесь значительно быстрее, и среднее время жизни носителей заряда резко уменьшается. Сопротивление диода увеличивается, а следовательно, увеличивается напряжение на  $p-i-n$ -структуре. Когда воздействует магнитное поле  $H_-$ , инжектированные носители заряда отклоняются от зоны  $r$  и среднее время жизни их становится больше, что вызывает уменьшение сопротивления, увеличение тока.

На рис. 10.13 представлены вольт-амперные характеристики кремниевого магнитодиода без поля (кривая 2) и при наложении поперечного магнитного поля с индукцией 4 Тл (кривая 1).

На рис. 10.14 представлена зависимость тока в  $p-i-n$ -диоде от индукции магнитного поля при постоянном напряжении. Изменение

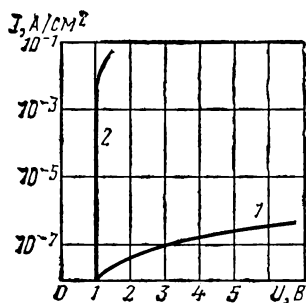


Рис. 10.13. Вольт-амперная характеристика кремниевого магнитодиода:

1 — при наложении поля; 2 — без поля

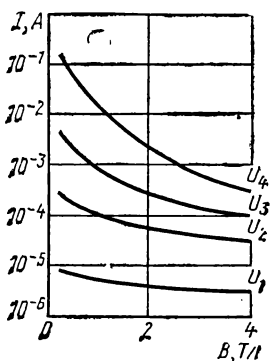


Рис. 10.14. Зависимость тока от индукции магнитного поля при различных значениях прямого напряжения

тока в структуре резче в области низких значений индукции, т. е. токовая чувствительность датчика  $S_i = \partial I / \partial B$  больше в области слабых полей.

Частотные свойства магнитодиода мало отличаются от частотных свойств других полупроводниковых приборов, созданных на основе  $p-i-n$ -структур.

Магнитодиод изготавливают из пластинки германия или кремния размером  $3,0 \times 6,0 \times 0,4$  мм с собственной электропроводностью. В кремниевых магнитодиодах для изготовления  $i$ -слоя используют высокоомный кремний с удельным сопротивлением 600—1500 Ом·см. Для создания  $n$ - и  $p$ -слоев в исходный материал проводят диффузию легирующей примеси. На легированные низкоомные слои наносят электроды из золота.

Для различных назначений приборы имеют следующие конструктивные исполнения: а) герметизированные кремнийорганическими и эпоксидными смолами; б) вдвоенные, смонтированные на керамическом или ферритовом держателях; в) вдвоенные — расположенные между сердечниками из мягкого феррита, герметизированные эпоксидной смолой; г) приборы, собранные по мостовой схеме.

Среди упомянутых видов магнитодиодов чаще всего используют вдвоенные варианты.

Магнитодиод может быть использован в различных схемах электроники для измерения как постоянных, так и переменных магнитных полей.

Сопротивление магнитодиода очень чувствительно к изменению температуры, что используется для обнаружения изменений импульсных магнитных полей в приборах, применяемых в области относительно низких температур.

Пару подобных магнитопроводов включают последовательно для компенсации температурной зависимости. Когда постоянный ток течет через оба образца, то потенциал средней точки  $U_m$  при любой температуре равен  $E/2$  (где  $E$  — напряжение питания) при условии, что никакого магнитного поля не приложено. При наложении магнитного поля сопротивление одного из них будет возрастать, другого — уменьшаться.

Магнитодиоды находят широкое применение в промышленности:

а) для измерения магнитных полей (флюксметры) и для определения их направления (компасы);

б) в приборах, основанных на использовании напряженности магнитного поля (тахометры, генераторы частоты, микрофоны, проигрыватели, измерители шероховатости, микрометры);

в) в приборах, где используется изменение магнитного поля (модуляторы с амплитудой и частотой модуляции, схемы автоматического регулирования усиления, устройства памяти);

г) в датчиках электрических сигналов при измерении неэлектрических величин (линейных и угловых перемещений, скорости и ускорения).

## ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ТЕНЗОМЕТРЫ

*Полупроводниковым тензометром называют полупроводниковый прибор, предназначенный для измерения деформаций.*

Сопротивление полупроводниковых материалов изменяется при их механической деформации. Это явление получило название тензоэффект и положено в основу работы полупроводниковых тензорезисторов, тензотранзисторов, тензотиристоров.

Изменение сопротивления полупроводника при механической деформации связано с деформацией кристаллической решетки, с изменением межатомных расстояний, приводящим к изменению концентрации и подвижности носителей заряда. Тензочувствительность полупроводников зависит от типа электропроводности материала, его удельного сопротивления и направления приложения механической силы.

### § 11.1. ТЕНЗОРЕЗИСТОРЫ

*Полупроводниковым тензорезистором называют преобразователь линейной деформации в изменение активного сопротивления, принцип действия которого основан на тензорезистивном эффекте, а чувствительный элемент его выполнен из полупроводника.*

Устройство и условное графическое изображение тензорезистора показаны на рис. 11.1.

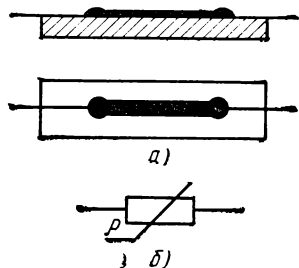


Рис. 11.1. Тензорезистор:  
а — устройство; б — условное графическое изображение

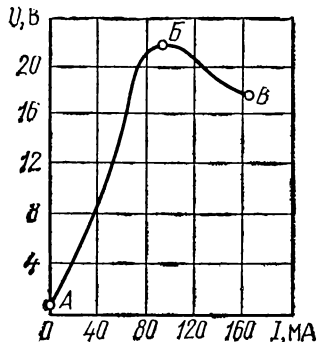


Рис. 11.2. Вольт-амперная характеристика тензорезистора

Тензорезистор представляет собой полупроводниковую тонкую пластинку или пленку, нанесенную на изоляционную подложку, которая имеет два вывода.

На рис. 11.2 приведена вольт-амперная характеристика полупроводникового тензорезистора, вид которой зависит от температурной характеристики его сопротивления, каждая точка характеристики соответствует определенной рассеиваемой мощности, а следовательно, и определенной температуре.

Вольт-амперную характеристику тензорезистора можно разделить на два участка:  $AB$  — восходящая ветвь, от начала координат до точки максимума;  $BB$  — участок с отрицательным наклоном, от точки максимума до точки, соответствующей максимально допустимой температуре.

Основными параметрами тензорезистора являются: *начальное сопротивление*  $R$  — сопротивление между выводами тензорезистора при нормальной температуре и *начальное значение деформации*. Тензорезистор представляет собой однородное по удельному сопротивлению тело постоянного сечения, поэтому

$$R = \rho \frac{l}{ab},$$

где  $\rho$  — удельное сопротивление полупроводника;  $a$ ,  $b$ ,  $l$  — ширина, высота и длина кристалла.

Так как вольт-амперная характеристика тензорезистора нелинейна, начальное сопротивление зависит от значения установившегося тока:

$$R = U/I.$$

Дифференциальное сопротивление

$$r = dU/dI.$$

Дифференциальное сопротивление на участке  $AB$  характеристики положительно, в точке  $B$  равно нулю и на участке  $BB$  отрицательно.

Чувствительность тензорезистора  $S$  — это отношение приращения выходного сигнала тензорезистора к вызвавшей его деформации, направленной вдоль его главной оси:

$$S = \frac{\Delta R/R}{\Delta l/l},$$

где  $\Delta l/l$  — относительное изменение длины чувствительного элемента (деформация).

Чувствительность зависит от типа электропроводности, удельного сопротивления материала, уровня деформации. На рис. 11.3 показана зависимость относительного изменения сопротивления кремниевого тензорезистора от относительной деформации для материалов с электропроводностью  $n$ - и  $p$ -типов.

Температурный коэффициент сопротивления  $\beta$  — это относительное изменение сопротивления при изменении температуры на 1 К:

$$\beta = \frac{\Delta R/R}{\Delta T} 100\%.$$

В зависимости от значения удельного сопротивления  $\beta$  может быть как положительным, так и отрицательным.

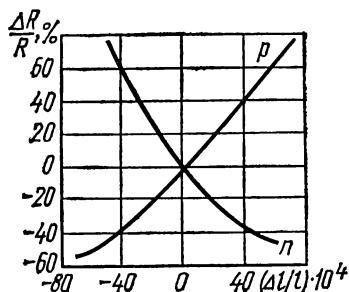


Рис. 11.3. Зависимость относительной деформации кремниевого тензорезистора для материала  $p$ - и  $n$ -типа

К предельным режимам тензорезистора относятся: максимально допустимая мощность  $P_{\max}$  — максимальная мощность рассеяния на тензорезисторе, при которой сохраняется заданная надежность; максимально допустимая мощность в свою очередь определяется максимально допустимой температурой  $T_{\max}$  и, следовательно, зависит от материала, теплоотвода, способа крепления и других факторов.

Под предельной деформацией  $\epsilon_{\text{пред}}$  понимают деформацию, превышение которой вызывает выход из строя тензорезистора. Значение предельной деформации в основном определяется материалом, площадью поперечного сечения и качеством обработки поверхности.

Для изготовления тензорезисторов применяют германий, кремний, арсенид и антимонид галлия. Чаще всего используют кремний вследствие лучшей теплоустойчивости. Одним из основных требований к материалу является возможно более высокая тензочувствительность. Тензорезисторы изготавливают как из монокристаллического, так и из поликристаллического материала. Монокристаллы получают методами выращивания и эпитаксии.

Тензорезисторы изготавливают в виде бруска, проволоки, пленки. Они могут быть закреплены на подложке и выполнены без подложки.

Омический контакт получают различными способами: напылением, сваркой, пайкой, химическим нанесением металла. Готовый тензорезистор обычно покрывают слоем лака.

Тензорезисторы применяют в датчиках давления, усилий, напряжений, в датчиках малых перемещений, датчиках крутящего момента. Включаются тензорезисторы обычно по мостовой или потенциметрической схеме. Работают они как на постоянном, так и на переменном токе.

### § 11.2. ТЕНЗОДИОДЫ

*Тензодиод — это полупроводниковый прибор с  $p$ - $n$ -переходом, предназначенный для преобразования механических деформаций в электрические величины.*

При механической деформации высота потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода изменяется вследствие изменения ширины запрещенной зоны. Пластическая деформация кристалла ведет к возникновению дислокаций, являющихся центрами генерации — рекомбинации. В качестве тензодиодов можно использовать универсальные диоды. Изменение деформации в определенных пределах вызывает перемещение дислокаций. Их плотность и концентрация центров генерации в окрестности  $p$ - $n$ -перехода изменяется. Для обратных напряжений, больших  $kT/l$ , ток генерации — рекомбинации пропорционален плотности рекомбинационных центров в обедненной области и корню квадратному из приложенного напряжения. Недостатком таких тензодиодов является сильная зависимость тензочувствительности и сопротивления от температуры, а также трудность многократного измерения деформаций вследствие накопления дислокаций.

Этих недостатков нет у туннельных тензодиодов. Крутизна вольт-амперной характеристики туннельного диода на отдельных участках сильно зависит от деформации, что связано с изменением ширины запрещенной зоны.

Значения измеряемых давлений и чувствительность к давлению регулируются путем изменения шунтирующего сопротивления. В результате коэффициент чувствительности может быть повышен на

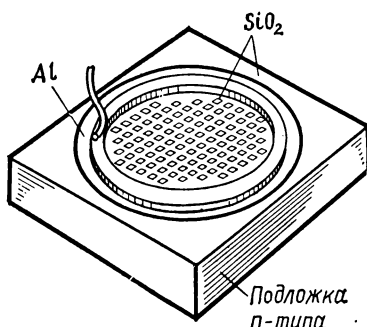


Рис. 11.4. Общий вид тензодиода

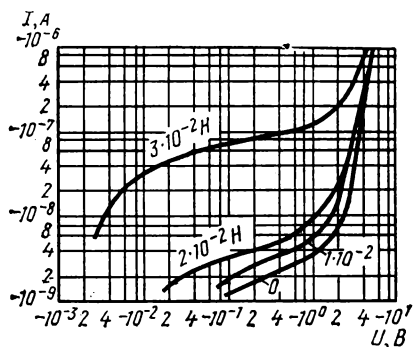


Рис. 11.5. Вольт-амперные характеристики тензодиода

два порядка, но при некотором ухудшении линейности и температурной стабильности.

Тензодиоды используют для измерения малых давлений, в качестве гидрофонов, сейсмографов.

На рис. 11.4 показан общий вид универсального тензодиода. На поверхности подложки  $n$ -типа выращивается окисный слой, часть которого стравливается, и на поверхности пластины остаются многочисленные островки  $\text{SiO}_2$ . Затем проводится глубокая диффузия примесей. Полученная таким образом  $p$ -область состоит из узких пересекающихся каналов, обеспечивающих структуру сетки.

Основное преимущество данной конструкции тензодиода — высокая чувствительность, которая не зависит от положения острия, вызывающего деформацию на поверхности структуры.

На рис. 11.5 приведены вольт-амперные характеристики тензодиода. Параметром является механическая сила, приложенная к диоду.

На рис. 11.6 приведена конструкция, представляющая собой датчик с  $p$ - $n$ -переходом, характеристики которого зависят от механического напряжения, возникающего при приложении сгибающего усилия относительно канавки, вытравленной в кремниевом стержне под  $p$ - $n$ -переходом. Форма канавки определяет чувствительность прибора.

С помощью алмазной иглы создавалась область с нарушенным слоем.

При приложении сгибающего усилия к прибору, закрепленному с одного конца, на переход воздействуют сжимающие или растяги-



вающие силы в зависимости от направления сгибающего момента. Дислокации играют в этом случае основную роль в работе датчика. В нарушенной области имеются связанные с ней винтовые дислокации

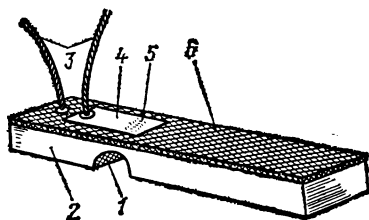


Рис. 11.6. Структура кремниевого тензодиода:

1 — канавка; 2 — низкоомный кремний  $n$ -типа; 3 — выводы; 4 — мелкий диффузионный переход; 5 — наружная область; 6 — оксидный слой

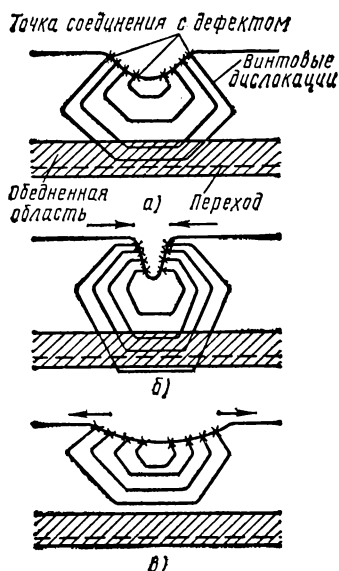


Рис. 11.7. Движение винтовых дислокаций, вызванное пластической дислокацией:

а — без нагрузки; б — сжатие поверхности; в — растяжение поверхности

ции, при этом размер витка уменьшается или увеличивается при сжатии или растяжении материала, как показано на рис. 11.7. Зависимость обратного тока от усилия, приложенного на расстоянии 2 мм от канавки (рис. 11.8), имеет линейный характер. Из рисунка видно, что при воздействии на  $p$ - $n$ -переход сжимающей силы (сгибающее усилие направлено вверх) обратный ток возрастает, при воздействии растягивающей силы (сгибающее усилие направлено вниз) обратный ток уменьшается.

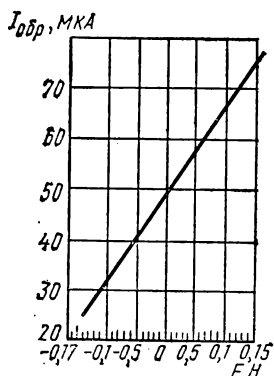


Рис. 11.8. Характеристики датчика при статической нагрузке

### § 11.3. ТЕНЗОТРАНЗИСТОРЫ

Тензотранзистор представляет собой транзистор, чувствительный к изменению деформации. По сравнению с обычными транзисторами тензотранзисторы имеют низкий коэффициент передачи тока ( $\sim 5$ ).

Колпачок корпуса тензотранзистора выполняют в виде чувствительной к давлению диафрагмы, которая передает давление на эмиттерный переход, вызывая деформацию кристалла. На рис. 11.9 приведена зависимость напряжения коллатор — эмиттер от давления.

Прибор можно применять в усилителях переменного тока в схеме с общим эмиттером, при этом коэффициент усиления его будет модулироваться механической нагрузкой.

Конструкция одного из тензотранзисторов приведена на рис. 11.10. В транзисторе предусмотрены три выступа диаметром 10 мкм и высотой 10 мкм, расположенных на вершинах правильного треугольника, вписанного в окружность диаметром 0,6 мм. На выступах помещен диск из жесткого материала. Транзистор чувствителен к механическим колебаниям от 0 до 100 кГц, поэтому он может быть применен в качестве быстродействующего переключателя, микрофона, звукоусилителя и т. д.

При воздействии давления на эмиттер тензотранзисторов происходит уменьшение коэффициента усиления по току и тока эмиттера. Транзистор с переходом Шоттки отличается от обычных тензотранзисторов тем, что давление в нем прокладывается не к области эмиттера, а к области базы, в результате чего он не влияет на коэффициент усиления по току.

Действие прибора основано на эффекте увеличения обратного тока диода с переходом Шоттки при увеличении давления. Переход Шоттки получают путем нанесения молибдена на кремний  $n$ -типа. Изменение выходного тока линейно зависит от давления, приложенного к молибденовому электроду.

В основе конструкции тензотранзистора с переходом Шоттки лежит кремниевый планарный транзистор типа  $n$ - $p$ - $n$  с кольцевым эмиттером (рис. 11.11). Контакты к эмиттеру и коллектору выполняют обычным способом: к эмиттеру — путем напыления алюминия через окно в пассивирующем слое двуокиси кремния, к коллектору — с тыльной стороны пластины. Кроме того, создается контакт к центральной части базы путем нанесения молибдена через окно в двуокиси кремния. К молибденовому контакту прижимается сапфировая игла, которая служит для передачи давления на прибор.

Между выводами эмиттера и базы подается напряжение такой полярности, чтобы эмиттерный переход был смещен в прямом направлении. При этом переход Шоттки между молибденовым контактом и реальной базой транзистора оказывается смещенным в обратном направлении. При подаче давления на иглу обратный ток диода Шоттки, а следовательно, и базовый ток транзистора возрастают,

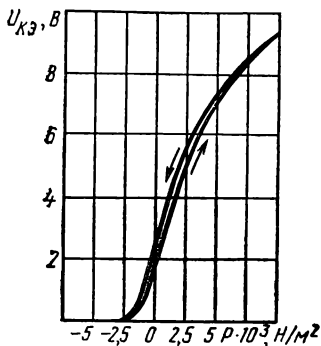


Рис. 11.9. Зависимость напряжения  $U_{кэ}$  тензотранзистора от давления

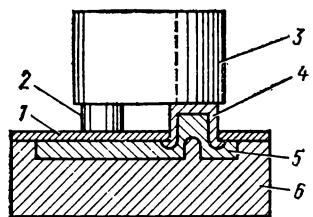


Рис. 11.10. Конструкция тензотранзистора:  
1 —  $\text{SiO}_2$ ; 2 — выступ; 3 — диск;  
4 — эмиттер; 5 — база; 6 — коллектор

ток коллектора при этом пропорционально увеличивается. Вольтамперные характеристики  $I_K = f(U_{KЭ})$  транзистора приведены на рис. 11.12.

Транзистор применяют в устройствах бесконтактного управле-

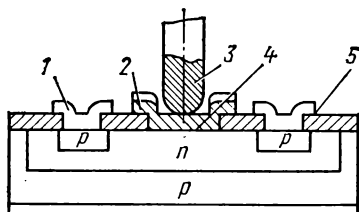


Рис. 11.11. Поперечное сечение чувствительного к давлению транзистора с переходом Шоттки:

1 — пленка алюминия; 2 — пленка молибдена; 3 — наконечник; 4 — переход Шоттки; 5 — пленка  $\text{SiO}_2$

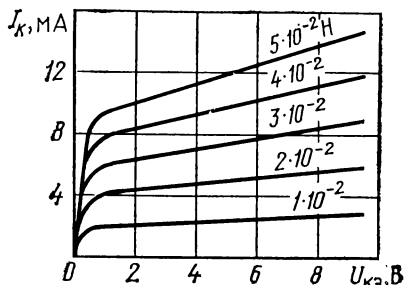


Рис. 11.12. Вольтамперные характеристики тензотранзистора с переходом Шоттки

ния и регулирования, а также в клавишных панелях настольных машин.

#### § 11.4. ТЕНЗОТИРИСТОРЫ

*Тензотиристор — это чувствительный к давлению тиристор с переходом Шоттки.* Действие прибора основано на анизотропном механическом эффекте, наблюдаемом в переходе Шоттки: высота

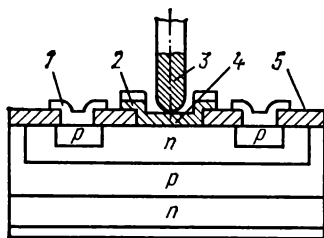


Рис. 11.13. Структура тензотиристора:

1 — эмиттерный электрод; 2 — тонкопленочный молибденовый контакт к базе; 3 — сапфировая игла; 4 — переход Шоттки; 5 — пленка  $\text{SiO}_2$

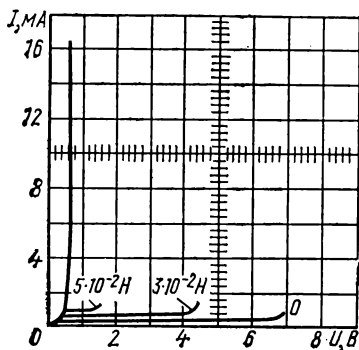


Рис. 11.14. Вольтамперные характеристики тиристора при различных усилиях, прикладываемых к игле

потенциального барьера меняется при изменении ширины запрещенной зоны под влиянием механического напряжения.

Поперечное сечение прибора схематически представлено на рис. 11.13. Тиристор включается при давлении на молибденовый

электрод аналогично тому, как это происходит в обычных кремниевых управляемых вентилях при подаче отпирающего импульса.

Структуру тиристора создают с помощью методов планарной технологии на пластине  $p$ -типа: с одной стороны пластины путем диффузии получают круглую базу  $n$ -типа и кольцевой эмиттер  $p$ -типа, на другой стороне — диффузионный эмиттер  $n$ -типа. Контакт к кольцевому эмиттеру выполняют путем нанесения алюминия через окно в пассивирующем слое двуокиси кремния. Контакт к базе  $n$ -типа служит молибден, нанесенный через другое окно; управляющим электродом — база  $n$ -типа, примыкающая к аноду.

Полярность внешнего напряжения выбирают такой, чтобы смещение на переходе Шоттки между молибденовым контактом и базой было обратным. Давление прикладывается непосредственно к молибденовой пленке, через сапфировую иглу (радиус 75 мкм). С увеличением давления на электрод увеличивается ток эмиттера. При этом, как и в обычных тиристорах, напряжение включения становится ниже приложенного напряжения, прибор включается и остается в этом состоянии до тех пор, пока ток прибора превышает удерживающий ток. Вольт-амперные характеристики тиристора показаны на рис. 11.14.

Наиболее сложной является проблема корпуса. Желательно, чтобы корпус был герметичным и обладал малым механическим сопротивлением, что позволило бы использовать приборы при малых давлениях. В то же время он должен защищать приборы от повреждений, которые могут быть вызваны чрезмерным давлением. Тензотиристоры используют как переключатели в кнопочных панелях настольных ЭВМ.

## Г Л А В А 12

### ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

#### § 12.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Микроэлектроника является логическим продолжением развития элементной базы радиоэлектронной аппаратуры. К первому этапу этого развития относятся электронные лампы и другие электровакуумные приборы, ко второму — полупроводниковые приборы, к третьему — интегральные микросхемы. В настоящее время происходит четвертый этап развития — создание больших интегральных схем; намечились основы развития пятого этапа — функциональной электроники.

Интегральные микросхемы (ИМС) — это новое научно-техническое направление микроэлектроники, которое в результате комплекса физических, химических, схематических, технологических и других методов и приемов решает проблему создания высоконадежных и экономичных микроминиатюрных электронных схем и устройств.

В последнее время наиболее успешно развиваются два основных направления: *полупроводниковая и пленочная технология*.

Полупроводниковые микросхемы в настоящее время являются одним из наиболее перспективных направлений микроэлектроники, они позволяют создавать надежные и достаточно сложные в функциональном отношении схемы малых размеров. Основным преимуществом этого направления является возможность изготовления высококачественных активных элементов и относительно простое осуществление их защиты. Поскольку полупроводниковые микросхемы обычно изготавливают на кремнии планарно-эпитаксиальным методом, поверхность кристалла бывает защищена пленкой окиси кремния.

Пленочная технология предпочтительна в тех случаях, когда необходимо изготовить сравнительно небольшое количество специализированных схем с высокой точностью номиналов пассивных элементов. К большим преимуществам тонкопленочной технологии относятся возможность выбора материалов с оптимальными параметрами и характеристиками и получение любой требуемой конфигурации пассивных элементов.

Наряду с полупроводниковой и пленочной широко применяется *гибридная технология*, в которой сочетаются тонкопленочные или толстопленочные пассивные элементы с полупроводниковыми активными.

Технология изготовления схем на основе толстопленочных элементов отличается простотой, не требует сложного и дорогостоящего оборудования. Толстопленочные элементы и схемы на их основе характеризуются высокой надежностью при небольшой себестоимости изделий по сравнению с существующими технологиями изготовления микросхем.

Интегральные полупроводниковые и тонкопленочные микросхемы нельзя рассматривать как два конкурирующих направления в развитии микроэлектроники.

В связи с непрерывным совершенствованием как полупроводниковой, так и пленочной технологии, а также ввиду усложнения электронных схем происходит процесс слияния полупроводниковых и тонкопленочных микросхем, и сложные электронные схемы изготавливают на основе совмещенной технологии.

Поскольку транзисторы совмещенной интегральной микросхемы находятся внутри подложки, размеры такой ИМС могут быть значительно уменьшены по сравнению с гибридными микросхемами, в которых используются дискретные активные элементы, занимающие сравнительно много места на подложке.

Микросхемы, изготовленные по совмещенной технологии, имеют ряд преимуществ.

Благодаря комбинированию оптимальных активных полупроводниковых элементов с оптимальными пассивными пленочными элементами без каких-либо компромиссов возможны большое разнообразие и большая свобода при конструировании ИМС.

Одно из главных преимуществ интегральных схем заключается

в значительном увеличении эксплуатационной надежности аппаратуры, в которой они используются. Интенсивность отказов полупроводниковых микросхем достигает  $10^{-9}$  ч.<sup>-1</sup>

Значительное повышение надежности аппаратуры при одновременном усложнении ее функций тесно связано с уменьшением размеров, а также с серийностью промышленного производства стандартных микросхем. Высокая надежность микросхем обусловлена также высоким уровнем автоматизации их производства, значительным уменьшением числа соединений и широкими возможностями резервирования как целых узлов, так и отдельных компонентов. Поскольку внутренние паяные соединения в микросхемах отсутствуют, а из внешних необходимы лишь входные и выходные выводы, вероятность выхода из строя микросхемы вследствие нарушения соединений не больше, чем у дискретных полупроводниковых приборов, например транзисторов.

Увеличение функциональной сложности и плотности упаковки элементов обусловило появление больших интегральных микросхем (БИС), в которых вместо отдельных элементов (усилительного каскада, триггера, логической ячейки и т. п.) имеются интегральные узлы и даже целые устройства (регистр, счетчик, усилитель, преобразователь аналог — цифра, блок памяти, арифметическое устройство ЭВМ).

В настоящее время достигнут уровень интеграции более  $10^5$  элементов и на одной кремниевой пластине создаются схемы, которые могут выполнять функции целой ЭВМ.

Считается, что БИС по сложности должна быть эквивалентна как минимум 100 логическим схемам. В настоящее время эта цифра превышает 10 000. Интегральные схемы характеризуются степенью интеграции, которая определяется коэффициентом  $K = \lg N$ , где  $N$  — количество элементов в интегральной схеме. Для схем первой степени интеграции  $1 \leq N \leq 10$  и  $0 \leq K \leq 1$ , для схем второй степени интеграции  $10 \leq N \leq 100$  и  $1 \leq K \leq 2$ , для схем третьей степени интеграции  $100 \leq N \leq 1000$  и  $2 \leq K \leq 3$  и т. д.

Развитие микроэлектроники показало возможность использования таких направлений науки, как оптические и магнитооптические явления, сверхпроводимость, горячие электроны в полупроводниках и металлах, электрохимические явления в жидких и твердых электролитах и т. д. Все более широко используются результаты исследования биологических систем.

В конечном счете цель микроэлектроники состоит не просто в физическом воспроизведении классических схем, а в непосредственном выполнении требуемых функций электронной системы. Как отмечалось, одним из новых направлений микроэлектроники является создание *функциональных* приборов, что позволит значительно сократить число составляющих элементов, так как важную роль играют и связи между ними, а таких связей много даже при малом числе элементов. В соответствии с этим оказывается возможным значительно понизить стоимость и габаритные размеры, а главное резко повысить надежность устройств и системы в целом.

Одним из новых и перспективных направлений функциональной схемотехники в микроэлектронике является нейристорное направление, основанное на использовании некоторых закономерностей биологических систем.

Благодаря своим свойствам *нейристоры* представляют собой логически полную систему элементов. Нейристоры открывают возможность создания устройств большой сложности на основе только одного типа элементов и двух способов их соединения. Такая простота позволяет создать практически все устройство в едином технологическом цикле, реализовать всю сложную схему в объеме одного монокристалла. По-видимому, только на уровне органических молекул может быть построена собственно молекулярная электроника, ибо другие материалы вряд ли смогут обеспечить требуемые для молекулярных элементов функциональные возможности.

## § 12.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

**Принцип изготовления.** На рис. 12.1 приведена полупроводниковая микросхема инвертора и его электрическая схема (элементы для наглядности расположены в одну линию). Все элементы размещают в одной кремниевой пластине  $p$ -типа. Для исключения взаим-

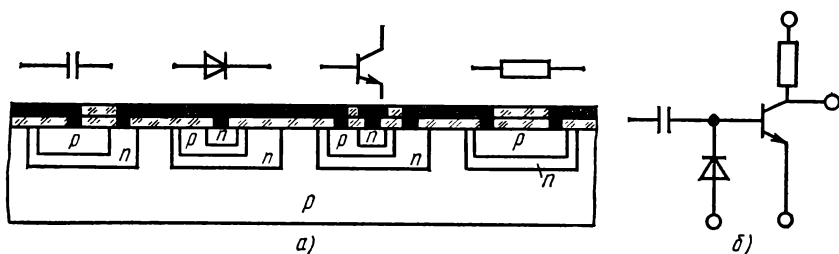


Рис. 12.1. Часть полупроводниковой микросхемы в разрезе (а) и ее электрическая схема (б)

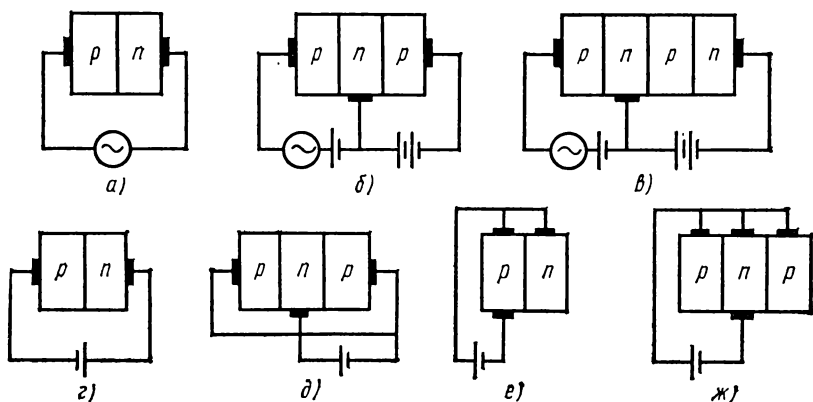


Рис. 12.2. Элементы полупроводниковых микросхем:

а — диод; б — транзистор; в — тиристор; г, д — конденсаторы; е, ж — резисторы

ного влияния активные и пассивные элементы располагают в предварительно создаваемых локальных областях  $n$ -типа, называемых карманами, изолирующих их от подложки. Сверху подложка защищена изоляционным слоем двуокиси кремния, на который нанесены проводящие дорожки, соединяющие элементы между собой.

В качестве активных элементов в полупроводниковых микросхемах используют транзисторы, диоды, тиристоры, оптоэлектронные приборы и термоэлектрические элементы. Все эти приборы состоят из одного или более  $p$ - $n$ -переходов.

В качестве конденсаторов используют обратно смещенные  $p$ - $n$ -переходы (рис. 12.2); в качестве резисторов — участки однородного полупроводника, ограниченные  $p$ - $n$ -переходами.

Таким образом, в полупроводниковом кристалле с  $p$ - $n$ -переходами можно создать набор элементов, достаточный для большинства радиотехнических схем. Наиболее трудноисполнимой частью микросхемы является индуктивность, поэтому разработчики полупроводниковых микросхем стремятся избегать схемных решений, требующих индуктивных элементов.

Для производства микросхемы применяют планарную технологию, которая позволяет в течение единого технологического процесса получать одновременно большое количество микросхем. Для получения законченной микросхемы, включающей активные и пассивные элементы, на одной пластине кремния создают различные структуры. Основные процессы этой технологии те же, что и при изготовлении планарных транзисторов: окисление, фотолитография, локальная диффузия, эпитаксиальное наращивание, напыление металлических пленок.

Основным полупроводниковым материалом при изготовлении полупроводниковых микросхем является кремний; наиболее удобным оказались пленки кремния, получаемые методом эпитаксиального наращивания. В этом случае процесс изготовления микросхем называют планарно-эпитаксиальным.

Рассмотрим в качестве примера технологию изготовления полупроводниковой микросхемы планарно-эпитаксиальным методом.

На отполированной пластине кремния  $p$ -типа с сопротивлением  $5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  наращивается эпитаксиальный слой кремния  $n$ -типа с удельным сопротивлением  $0,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$  толщиной приблизительно  $20 \text{ мкм}$ .

Для осуществления последующих циклов фотолитографии и диффузии на эпитаксиальном слое методом термического окисления наращивается слой двуокиси кремния (рис. 12.3, а).

Через отверстия, протравленные в пленке двуокиси кремния (рис. 12.3, б), осуществляется диффузия бора, в результате область эпитаксиального слоя под отверстиями приобретает электропроводность  $p^+$ -типа. Как показано на рис. 12.3, в, благодаря этой диффузии образуются электрически изолированные области  $n$ -типа для каждого элемента схемы. В каждую область  $n$ -типа проводят диффузию для получения транзисторов, диодов, резисторов и конденсаторов, изолированных друг от друга  $p$ - $n$ -переходами.

После проведения второй фотолитографии осуществляют второй цикл диффузии для образования базовой области  $p$ -типа в эпитаксиальном слое  $n$ -типа (рис. 12.3, г). Следующий цикл заключается в создании области эмиттера  $p^+$ -типа путем диффузии фосфора (рис. 12.3, д). Одновременно с эмиттером создаются слои  $n^+$ -типа под будущими контактами коллектора. Для создания контактов к различным областям транзистора в окисной пленке протравливают «окна». Затем



в вакууме по всей поверхности пластины осаждается алюминий, который потом в ненужных местах стравливают (рис. 12.3, е).

Описанный процесс изготовления позволяет получить сразу несколько сотен микросхем первой степени интеграции или несколько десятков второй, третьей и т. д. степеней интеграции, т. е. столько, сколько может быть размещено на одной пластине кремния диаметром около 120—140 мм.

Характеристики полупроводниковых микросхем зависят не только от структуры, т. е. от распределения по глубине кристалла локальных областей с различ-

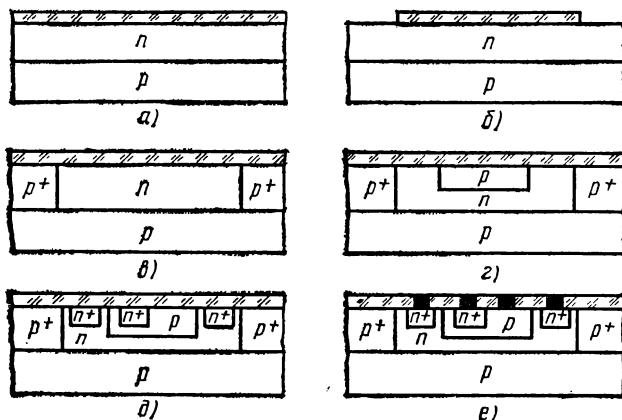


Рис. 12.3. Последовательность изготовления полупроводниковой микросхемы

ной электропроводностью, но и от топологии или конфигурации, размеров элементов, из взаимного расположения и рисунка межсоединений.

**Топология.** Разработка топологии состоит из следующих этапов:

1) изображения электрической схемы с выводами, последовательность расположения которых соответствует расположению как контактных площадок, так и внешних выводов (по возможности устраняются пересечения);

2) определения числа изолированных областей (для сокращения этого числа следует группировать элементы, изоляция которых необязательна);

3) определения геометрии компонентов в зависимости от требуемых характеристик;

4) размещения контактных площадок по периферии подложки. Должно быть обеспечено подсоединение выводов к подложке и исключена возможность перекрещивания присоединяемых к контактным площадкам проводочек, идущих к выводам корпуса.

Рассмотрим интегральный усилитель, показанный на рис. 12.4. Анализ его принципиальной схемы позволяет выбрать следующее конструктивное решение. В данном случае 1, 2, 3, 4 — это контактные площадки, через которые подается питание; 4, 5 — выходные контакты; 1, 6 — входные контакты. Соединение элементов осуществляется в одной плоскости.

Электрическая схема представлена на рис. 12.4, б. Для такой схемы требуется только две изолированные области: область для транзистора  $T_1$  и область, в которой расположены транзисторы  $T_2$  и  $T_3$  и все резисторы. На коллектор транзистора  $T_1$  оказывает влияние входной сигнал, поэтому он должен находиться в изолированной области. Коллекторы транзисторов  $T_2$  и  $T_3$  электрически соединены друг с другом и с положительным полюсом источника питания, поэтому они могут находиться в одной изолированной области. Все резисторы могут быть в одной изолированной области, которая соединена с наиболее положительным потенциалом.

Поверхность кристалла защищена слоем диоксида кремния, поэтому тонкопленочные алюминиевые соединения могут проходить по любому из диффузионных резисторов, не замыкаясь.

**Методы изоляции элементов.** При создании полупроводниковых микросхем необходима изоляция радиоэлементов друг от друга для исключения нежелательных связей между ними. Обычно для каждого компонента или группы компонентов изготавливают отдельный «карман», электрически изолированный от других участков и от подложки. Разработано несколько способов изоляции. Наиболее часто для этой цели применяют обратносмещенные  $p$ - $n$ -переходы, окружающие каждый компонент или группу компонентов (метод тройной диффузии, см. рис. 12.1).

Для изоляции компонентов полупроводниковых микросхем распространен метод разделительной диффузии (рис. 12.3, в). При этом методе изоляции диффузия проводится во все области подложки, кроме областей, предназначенных для компонентов.

При использовании эпитаксиальных пленок разделительную диффузию проводят сквозь весь эпитаксиальный слой. В результате в определенных местах эпитаксиальная пленка  $n$ -типа преобразуется в пленку  $p$ -типа. Таким образом создаются изолированные участки  $n$ -типа, окруженные материалом  $p$ -типа.

Еще один метод изоляции заключается в использовании высокоомной подложки, например с  $\rho \geq 100 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ . Этот метод применяют для высокочастотных микросхем, когда сопротивление самой подложки, включенное последовательно с компонентами, дает достаточную изоляцию. Поверхностное сопротивление изолирующей области обычно достигает  $1000 \text{ Ом}/\square$ . Частотные характеристики интегральной микросхемы с такой изоляцией компонентов улучшаются, так как отсутствует изолирующий переход.

Метод изоляции с помощью пленки  $\text{SiO}_2$  и поликристаллического кремния позволяет существенно уменьшить токи утечки и емкость коллектор — подложка. Метод заключается в следующем. В пластине кремния вытравливают лунки (рис. 12.5, а). Глубина травления должна несколько превышать необходимую толщину изолируемой области. Далее пластину покрывают слоем оксида толщиной  $1\text{—}5 \text{ мкм}$ . Изолирующий оксид покрывают поликристаллическим кремнием (рис. 12.5, б). Последний этап процесса состоит в удалении лишнего слоя монокристаллического кремния посредством шлифовки и травления (рис. 12.5, в). Пластина в таком виде готова для дальнейшей обработки в обычном технологическом процессе изготовления интегральных микросхем.

Наиболее перспективным оказался так называемый изопланарный метод изоляции, в котором используются области с термически выращенным оксидом.

На рис. 12.6 приведена структурная схема с оксидной изоляцией типа «изопланар». Электрический контакт к скрытой области коллектора окружен оксидной областью. Маскирование активной области транзистора (скрытый слой коллектора, база и эмиттер) во время оксидирования осуществляется применением пленок нитрида кремния  $\text{Si}_3\text{N}_4$ , которые являются хорошим маскирующим материалом, так как остаются практически инертными во время окисления. При использовании оксидной изоляции отпадает необходимость в отделении изолирующей области от базы транзистора, чем достигается 40%-ная экономия площади.

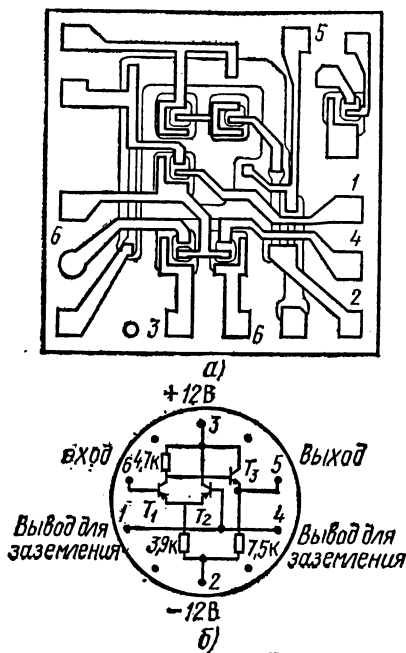


Рис. 12.4. Полупроводниковая микросхема:

а — микрофотография; б — электрическая схема

**Транзисторы.** В полупроводниковых микросхемах наиболее широко применяют диффузионные и эпитаксиально-диффузионные планарные транзисторы.

Транзисторную структуру интегральной микросхемы реализуют посредством тех же операций, которые используют при изготовлении дискретного транзистора.

На рис. 12.7 показаны поперечное сечение и топология биполярного транзистора интегральной микросхемы, где четыре области: диффузионный эмиттер, диффузионная база,

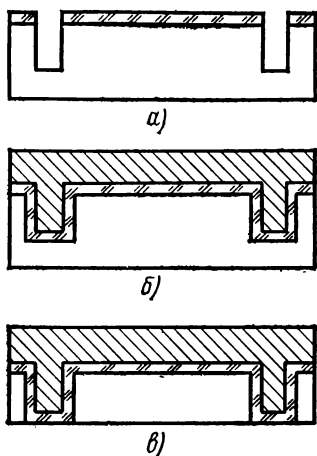


Рис. 12.5. Оксидная изоляция компонентов

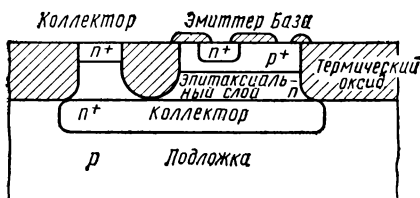


Рис. 12.6. Изоляция компонентов типа «изопланар»

эпитаксиальный коллектор и подложка. Электрический контакт с эмиттерной, базовой и коллекторной областями получен с помощью алюминиевой металлизации.

При разработке микросхем выбор структур ограничен, так как изменение структуры влечет за собой дополнительные технологические операции, поэтому выбирают такую геометрию прибора, которая обеспечивала бы требуемые характеристики.

В одной и той же интегральной микросхеме практически можно проектировать транзистор с любой топологией и размерами. А следовательно, в одной схеме могут быть созданы одновременно и высококачественные и мощные транзисторы.

На приведенной топологии транзистора (рис. 12.7, а) эмиттер и база представляют собой прямоугольники, что обеспечивает рациональное использование площади кристалла. Соединение с базой

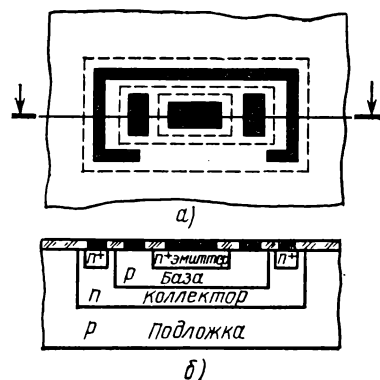


Рис. 12.7. Транзистор в интегральной микросхеме:

а — топология; б — поперечное сечение

осуществляется двумя контактами с одной и с другой стороны эмиттера. Контакт к коллекторной области выполнен в виде прямоугольной рамки с разрывом для прохождения металлизированных

дорожек к выводам эмиттера и базы. Граница  $p$ - $n$ -перехода, образованного между эпитаксиальным коллектором  $n$ -типа и подложкой  $p$ -типа, и граница двух других переходов выходят на поверхность пластины под окисной пленкой, как показано на рис. 12.7, а пунктиром.

Размер эмиттера биполярного транзистора  $20 \times 30$  мкм, это обеспечивает рабочий ток 30 мА. Размер базы  $60 \times 100$  мкм, а изолированной области  $200 \times 180$  мкм. Электрические характеристики такого транзистора аналогичны характеристикам дискретного ВЧ-транзистора:  $f_t \geq 500$  МГц;  $U_{кэ} \geq 30$  В;  $U_{эб} \geq 5$  В;  $h_{21э} \geq 20$ . Обратный ток переходов обычно менее 1 мкА, паразитная емкость с подложкой  $C_{кп} \leq 3$  пФ.

Поскольку все транзисторы изготавливают одновременно в одном и том же кристалле кремния, это обеспечивает хорошее совпадение их электрических характеристик.

Для работы в режимах больших токов и малых напряжений насыщения могут применяться транзисторы, имеющие большую площадь эмиттерного перехода.

Особенность транзисторов в интегральных микросхемах связана с их планарной конструкцией. Все контакты к основным областям транзистора, в том числе и контакт к коллектору, располагают на одной плоскости. Такое размещение коллекторного контакта приводит к увеличению распределенного сопротивления тела коллектора по сравнению с сопротивлением тела коллектора дискретного транзистора, в котором коллекторный контакт расположен снизу. Вследствие образования добавочного последовательного с коллектором сопротивления увеличивается сопротивление насыщения прибора. Это сопротивление составляет 10—100 Ом в зависимости от топологии, тогда как в дискретных транзисторах оно равно 5—10 Ом.

Концентрация примесей в коллекторе вблизи перехода коллектор — база значительно меньше, чем концентрация примесей в базе по другую сторону этого перехода. В этом случае большая часть неосновных носителей заряда при работе транзистора в режиме насыщения накапливается в области коллектора. Поэтому время выхода транзистора из режима насыщения в основном зависит от свойств его коллектора.

Относительно большие значения сопротивления тела коллектора обуславливают высокое значение остаточного напряжения коллектор — эмиттер в режиме насыщения, при больших рабочих токах коллектора.

Для снижения напряжения насыщения применяют специальные меры. Например, в структуре, показанной на рис. 12.8, в коллекторе транзистора на границе с подложкой для уменьшения сопротивления тела коллектора введен высоколегированный слой  $n^+$ -типа. Этот слой, называемый скрытым слоем, получают путем дополнительной диффузии донорной примеси перед наращиванием эпитаксиального слоя.

При наличии скрытого слоя в коллекторе образуется электрическое поле, направленное от подложки в сторону коллектора. В ре-

жиме насыщения это поле тормозит движение дырок, инжектированных из базы в коллектор, и накопление их происходит в относительно высокоомной части, прилегающей к переходу коллектор — база.

Транзистор со скрытым слоем  $n^+$ -типа в коллекторе имеет оптимальное распределение примесей, позволяющее получить минимальное значение произведения  $r_k C_{кб}$  и высокое пробивное напряжение коллекторного перехода. Подложка в этом случае не оказывает влияния на работу транзистора.

Особенность интегральных микросхем состоит в существовании паразитных электрических связей между элементами, обусловленными наличием изолирующего слоя или  $p$ - $n$ -перехода, разделяющих элементы интегральной микросхемы.

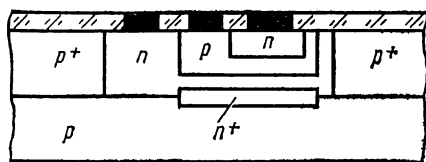


Рис. 12.8. Структура транзистора со скрытым слоем  $n^+$ -типа

Характер этих связей зависит от метода изоляции и технологии изготовления микросхемы. В меньшей степени подложка влияет на параметры транзисторов при использовании диэлектрической изоляции.

Изолирующий  $p$ - $n$ -переход представляет собой диод, который соединен с коллектором и действует как зависимая от напряжения емкость, соединяющая коллектор с землей.

При одинаковых размерах областей и одинаковом распределении примесей транзистор, изолированный диэлектрической пленкой, имеет значительно большее время рассасывания, чем транзистор, изолированный переходом. Для снижения  $\tau_{рас}$  в транзисторах, изолированных диэлектрической пленкой, в пластину кремния вводят атомы золота.

**Диоды.** В полупроводниковых микросхемах широкое применение находят диоды для выполнения логических функций, форсирования включения и выключения, фиксации уровня напряжения, задания смещения и т. д.

При конструировании микросхемы стремятся применять диоды, эквивалентные переходам эмиттер — база, коллектор — база транзисторной структуры. В этом случае диоды изготавливают в едином технологическом цикле с остальными элементами.

Рассмотрим диодное включение транзистора, изолированного  $p$ - $n$ -переходом. Подложку  $p$ -типа подключают к самому низкому потенциалу. Поэтому переход коллектор — подложка всегда будет заперт. В этом случае имеется пять способов диодного включения транзистора (рис. 12.9). Такой диод имеет третий электрод — подложку, в цепи которого могут течь значительные токи.

Пробивное напряжение диэлектрической изоляции составляет 100—200 В, а изолирующего перехода — примерно 70 В. Поэтому предельное напряжение диодов ограничивается пробивным напряжением коллекторного перехода. Предельное напряжение диодов, полученных путем соединений, изображенных на рис. 12.9, а, б, в, ограничивается пробивным напряжением эмиттерного перехода,

а при соединении, указанном на рис. 12.9, б,— пробивным напряжением коллекторного перехода.

В диодах с изолирующим переходом помимо обратных токов эмиттерного и коллекторного переходов при соединениях структуры, в которых используется вывод коллектора, проходит обратный ток изолирующего  $p$ - $n$ -перехода. Поскольку площадь этого перехода максимальна, обратный ток будет наибольшим. Наибольшее значение токов утечки наблюдается в схемах включения, представленных на рис. 12.9, в, г, д. Для схемы включения (рис. 12.9, а) ток подложки значительно меньше тока, втекающего в диод. При включении по схеме рис. 12.9, б значительная часть входного тока ответвляется в подложку.

В диодах с изолирующим переходом помимо проходной емкости, шунтирующей переход диода  $C_d$ , следует учитывать паразитную емкость изолирующего перехода  $C_{дн}$ .

Наибольший заряд неосновных носителей накапливается в диоде у трех последних схем включения, поэтому для этих схем наблюдается наибольшее время восстановления обратного сопротивления. В этих схемах наблюдаются наибольшие утечки токов в подложку, а следовательно, и наибольшие заряды избыточных носителей.

Наименьшее время восстановления обратного сопротивления имеют диоды в схемах соединения (рис. 12.9, а). Время накопления неравновесных носителей заряда в базе диода зависит от времени жизни неосновных носителей. Для снижения времени накопления применяется диффузия золота. При этом время жизни неосновных носителей заряда составляет примерно 10 нс. Однако диффузия золота снижает коэффициент усиления и транзисторы могут иметь большую задержку включения.

В результате поисков путей уменьшения времени рассасывания избыточного заряда в транзисторах для изготовления коллектора и диода, шунтирующего переход коллектор — база, были использованы контакты с переходом Шоттки. Структура интегральных транзисторов, в которых использован контакт с переходом Шоттки в качестве коллектора и диода, шунтирующего переход коллектор — база, показана на рис. 12.10. Биполярный транзистор с коллекторным контактом с переходом Шоттки отличается от транзисторов типа  $p$ - $n$ - $p$  и  $n$ - $p$ - $n$  тем, что при переходе к режиму насыщения в нем

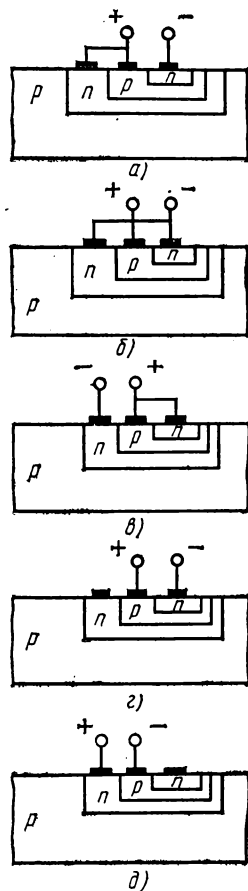


Рис. 12.9. Диодные соединения транзисторной структуры, изолированной  $p$ - $n$ -переходом

отсутствует инжекция неосновных носителей заряда из коллектора в базу, а также нет накопления зарядов в области коллектора.

Биполярный транзистор с переходом Шоттки в качестве коллектора имеет малое время восстановления и может использоваться для усиления импульсного напряжения.

В биполярном транзисторе типа  $n-p-n$  с переходом Шоттки, включенным параллельно переходу коллектор — база, металлический электрод контакта металл — полупроводник  $n$ -типа подсоединяют к металлическому контакту базы, а полупроводник  $n$ -типа является коллекторной областью транзистора. Если контакт с переходом Шоттки выбран так, что падение напряжения на контакте меньше, чем на переходе коллектор — база открытого транзистора, то большая

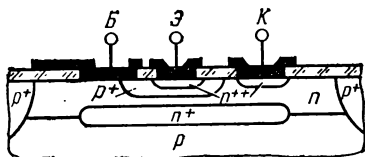


Рис. 12.10. Структура транзистора с переходом Шоттки

часть базового тока будет проходить через контакт. При этом коллекторный переход не смещается в прямом направлении, избыточный заряд очень мал, а время рассасывания заряда значительно уменьшается по сравнению со временем рассасывания заряда в транзисторе без диода с переходом Шоттки.

**Резисторы.** Резисторы полупроводниковых микросхем могут быть получены несколькими способами. В качестве резистора можно использовать отдельные участки объема полупроводника (объемные резисторы),  $p-n$ -переход в прямом или обратном направлении, транзисторные структуры.

В микросхемах чаще всего применяют резисторы, представляющие собой тонкий слой полупроводника, образованный при диффузии и изолированный от остальной части кристалла. Такие резисторы называют *диффузионными*. Диффузионные резисторы являются линейными и хорошо согласуются с законом Ома в рабочем интервале напряжений. Существование градиента концентрации примеси в диффузионных слоях приводит к тому, что более высокую проводимость имеют сильнолегированные слои кремния, прилегающие к поверхности.

Сопротивление диффузионного резистора рассчитывают по формуле

$$R = \rho_s \frac{l}{b},$$

где  $l$  и  $b$  — соответственно длина и ширина диффузионного слоя резистора, см;  $\rho_s$  — удельное поверхностное сопротивление диффузионного слоя.

Основными параметрами диффузионного резистора являются: а) поверхностное сопротивление  $\rho_s$ ; б) номинальное сопротивление резистора  $R$ ; в) температурный коэффициент сопротивления резистора  $TKR$ ; г) максимально допустимая мощность  $P_{\max}$ ; д) макси-

мально допустимый ток  $I_{\max}$ ; е) максимально допустимое напряжение  $U_{\max}$ .

Диффузионные резисторы должны обладать как можно меньшими размерами, поэтому для их изготовления используют слои с большим поверхностным сопротивлением в виде узких зигзагообразных полосок (рис. 12.11). Концы полосок увеличены для обеспечения омического контакта. Омические контакты создают на высоколегированных областях  $n^+$ -типа.

Резисторы, как правило, изготавливают одновременно с одной из областей транзистора. Резисторы с малым сопротивлением создают

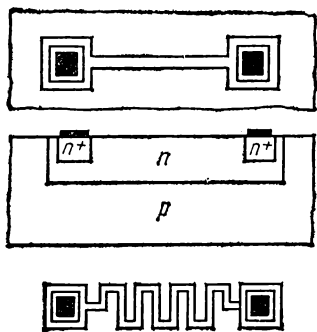


Рис. 12.11. Конфигурация диффузионных резисторов

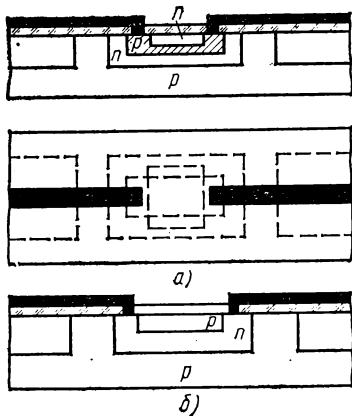


Рис. 12.12. Диффузионный резистор, полученный на основе базовой области (а) и коллекторной области (б)

во время диффузии при получении эмиттера; резисторы со средним сопротивлением — при получении базы. Кроме того, резисторы могут быть изготовлены в области коллектора или в материале подложки, когда требуются высокие номиналы сопротивлений. Если резистор выполняют одновременно с коллектором, то его поверхностное сопротивление будет близко к  $300 \text{ Ом}/\square$ , если одновременно с базой, то около  $100 \text{ Ом}/\square$ , а если с эмиттером, то около  $10 \text{ Ом}/\square$ . Порядок значений приведен для наиболее распространенной транзисторной структуры. Чаще других для изготовления резисторов используется цикл диффузии при создании базы.

На рис. 12.12, а показаны разрез и топология типичного резистора с сопротивлением  $4 \text{ кОм}$ , полученного в процессе диффузионного цикла образования базы. Слой  $n$ -типа используется для изоляции, а слой  $p$ -типа глубиной приблизительно  $3 \text{ мкм}$  определяет значение сопротивления. Удельное сопротивление слоя  $\rho_s = 200 \text{ Ом}/\square$ . Температурный коэффициент  $\text{IKR} = 0,2 \div 0,3 \text{ град}^{-1}$ .

На рис. 12.12, б приведена структура резистора на коллекторном слое транзистора. Регулируя толщину эпитаксиальной пленки, можно получить широкий диапазон поверхностных сопротивлений. По-



верхностное сопротивление может быть значительно увеличено, если ввести базовую область ( $p$ -типа), как это показано на рис. 12.12, б.

Резисторы на основе эмиттерного слоя применяют для получения малых значений номиналов сопротивлений (10 Ом—1 кОм). Таким образом, все диффузионные резисторы изготавливают на диффузионных слоях  $n^+$ -,  $p$ -,  $n$ -,  $p$ -структуры в едином технологическом процессе. Следовательно, регулировать номинал резистора путем изменения электрофизических свойств диффузионных слоев ( $N_s$ ,  $\rho_s$ ,  $d_i$ ) нетехнологично. Такую регулировку производят путем изменения геометрических размеров.

Диффузионные резисторы имеют относительно большой температурный коэффициент сопротивления, обусловленный зависимостью от температуры подвижности дырок и электронов.

Максимальное напряжение резистора ограничено напряжением пробоя  $p$ - $n$ -перехода. Значение этого напряжения зависит от концентрации примесей в материале.

Максимальная мощность рассеяния резисторов, смонтированных в стандартный корпус, составляет около 3 мВт на единицу диффузионной площади, т. е. практически 0,1—0,25 Вт.

Максимальная температура резистора ограничивается требуемой стабильностью номинала, изменением  $TKR$  и максимальной температурой других элементов схемы. В микросхемах наиболее сильно нагреваются резисторы.

Оптимальную площадь резистора рассчитывают с учетом перегрева. Если площадь мала, то увеличивается тепловое сопротивление резистора, что может вызвать тепловой пробой.

Т а б л и ц а 12.1

Слой	$\rho_s$ , Ом/□	Разброс сопротивлений, %	$TKR$ , К <sup>-1</sup>	Распределенная паразитная емкость, пФ/см <sup>2</sup>	Толщина слоя, мкм
Слой базы	200—300	$\pm(10 \div 20)$	$\pm(2 \div 3) 10^{-3}$	150—130	1,5—3,5
Слой базы, ограниченный эмиттерным переходом	400—3000	$\pm 100$	$\pm(3 \div 15) 10^{-3}$	1000—1500	0,5—1,0
Слой коллектора	400— $10^4$	$\pm 15—25$	$\pm(3 \div 5) 10^{-3}$	80—100	10—20
Слой эмиттера	2—3	$\pm 20$	$\pm(1 \div 5) 10^{-4}$	1000—1500	1,5—2,5

В табл. 12.1 даны типовые значения параметров диффузионных резисторов для наиболее распространенной транзисторной структуры.

В качестве резистора можно также использовать  $p$ - $n$ -переход, смещенный в прямом или в обратном направлении. Переход, сме-

щенный в прямом направлении, применяют на малых токах. Сопротивление  $p$ - $n$ -перехода, включенного в обратном направлении, может достигать значения  $10^7$  Ом. Недостаток такого резистора — сильная температурная зависимость.

В качестве переменного резистора может быть использован полевой транзистор. При изменении напряжения на затворе сопротивление канала будет изменяться. Такие резисторы с переменным сопротивлением нашли применение в линейных интегральных микросхемах.

**Конденсаторы.** В качестве конденсатора в интегральной схеме может быть использована зарядная емкость  $p$ - $n$ -перехода, диффузионная емкость и емкость МДП-структуры.

Основными параметрами конденсатора любого типа являются: а) номинальная емкость; б) удельная емкость  $C_{уд}$ ; в) максимально допустимое напряжение  $U_{max}$ ; г) температурный коэффициент емкости ТКС.

Емкость конденсатора, образованного  $p$ - $n$ -переходом, зависит от площади перехода и ширины запирающего слоя, а следовательно, от степени легирования и градиента концентрации примесей. Зарядная емкость  $p$ - $n$ -перехода изменяется с приложенным напряжением. В большинстве случаев для создания конденсаторов не требуется дополнительных технологических операций, поскольку используются те же переходы, что и в транзисторной структуре.

Поэтому диапазон значений удельной емкости ограничен, так как концентрация примесей в материале и градиент концентрации примесей при диффузии определяются требованиями коллекторной, базовой и эмиттерной областей транзисторов, расположенных вместе с конденсатором на общей подложке. В распоряжении разработчика имеются фиксированные значения удельных емкостей для трех переходов: эмиттер — база, база — коллектор, коллектор — подложка (рис. 12.13). Поскольку удельные емкости для транзисторных переходов низки, увеличения емкости добиваются за счет увеличения площади переходов.

Конденсаторы на основе перехода эмиттер — база (рис. 12.13, а) обладают не только наибольшей удельной емкостью, но и наименьшим пробивным напряжением. Недостатком такого конденсатора является также высокое последовательное сопротивление (тонкий слой базы).

Переход коллектор — база имеет низкую удельную емкость, но высокое пробивное напряжение.

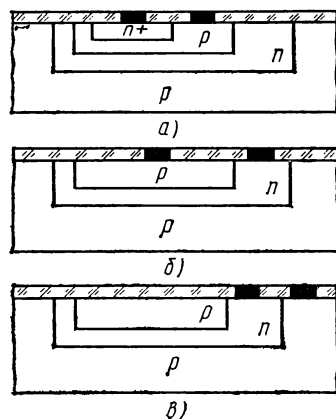


Рис. 12.13. Три способа получения емкости:

а — на основе перехода эмиттер — база; б — на основе перехода база — коллектор; в — на основе перехода коллектор — подложка

На рис. 12.13, б 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 переходы.

В табл. 12.2 приведены значения удельной емкости и пробивного напряжения для трех переходов типовой транзисторной структуры.

При проектировании конденсаторов необходимо обеспечить **возможно** большую удельную емкость. Это позволит создавать

Т а б л и ц а 12.2

Переход	$C_{уд}$ , пФ/мм <sup>2</sup>	$U_{проб}$ , В
ЭБ	1600	7
БК	160	45
КП	60	70

конденсаторы с большими номинальными значениями или при низких номиналах экономить площадь, занимаемую конденсатором.

На рис. 12.14 показан способ, когда коллекторный и эмиттерный переходы включаются параллельно. Это осуществляется посредством соединения металлической дорожкой контактов

эмиттерной и коллекторной областей. В результате область  $p$ -типа (база) представляет собой один электрод, а область эмиттера и коллектора — второй электрод. В такой конфигурации эффективная площадь перехода увеличивается, а следовательно, увеличивается и полная емкость.

Конденсаторы на  $p$ - $n$ -переходе имеют ряд недостатков. Например, с увеличением обратного напряжения емкость уменьшается. Такие конденсаторы могут работать лишь при одном знаке приложенного к ним напряжения.

Подача на него напряжения другой полярности приводит к короткому замыканию двух электродов. Конденсаторы интегральных микросхем имеют сравнительно небольшую удельную емкость и занимают значительно большую площадь, чем транзисторы.

**Индуктивности.** Интегральные микросхемы проектируют так, чтобы исключить индуктивные элементы. Однако в ряде случаев это не удается.

Одним из основных способов создания индуктивности является

напыление на поверхность окисла кремния металлических спиралей. Индуктивная катушка такой формы проста в изготовлении, но обладает малой индуктивностью и низкой добротностью. Например, двадцативитковая плоская спираль с наружным диаметром 0,8 мм,

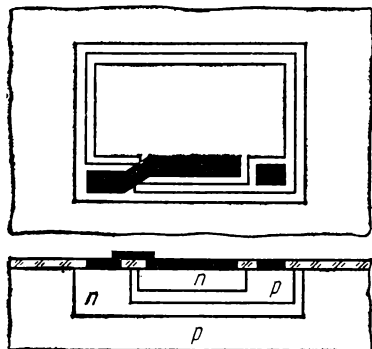


Рис. 12.14. Способ увеличения удельной емкости

осажденная на кремний с поверхностным сопротивлением 50 Ом·см, имеет характеристики, данные в табл. 12.3.

В последнее время в качестве индуктивных элементов в микросхемах используют явления обратной связи в полупроводниковых приборах. Наиболее приемлемыми для этой цели являются такие приборы, как диносторы, лавинный и однопереходный транзисторы.

Индуктивности вплоть до нескольких миллигенри могут быть получены на основе эффекта модуляции проводимости в диодных структурах. Проводимость базовой области таких диодов близка к собственной. Область  $p$ -типа сильно легирована (рис. 12.15, а). Поэтому поле существует только в базовой области.

При инжекции в базу проводимость ее увеличивается, что вызывает увеличение тока, проходящего через диод в прямом направлении, в течение времени, необходимого носителям для прохождения базы до рекомбинации. Так как этот ток отстает от входного напряжения, то создается индуктивный сдвиг фазы. Поэтому при определенной плотности тока сопротивление такого диода носит индуктивный характер. Чем длиннее область базы с высоким сопротивлением, тем больше отставание по фазе тока от напряжения.

Такой прибор можно представить в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 12.15, б.

Недостатком индуктивного диода является наличие паразитного сопротивления, вносящего большие потери. Оно может быть скомпенсировано путем включения последовательно с индуктивным диодом прибора с отрицательным сопротивлением — туннельного диода, диностора или однопереходного транзистора. Изменяя рабочую точку прибора с отрицательным сопротивлением, можно добиться, чтобы дифференциальное отрицательное сопротивление полностью скомпенсировало паразитное.

Индуктивность прибора составляет 0,4 Гн на частоте 3,5 МГц при подключении последовательно с источником отрицательного сопротивления.

**Проводящие соединения и контактные площадки.** Соединения компонентов в полупроводниковой микросхеме осуществляют не-

Таблица 12.3

Частота, МГц	$L$ , мкГн	$Q$
20	2,26	4,9
40	2,57	3,4
60	3,20	1,7
80	4,42	0,87

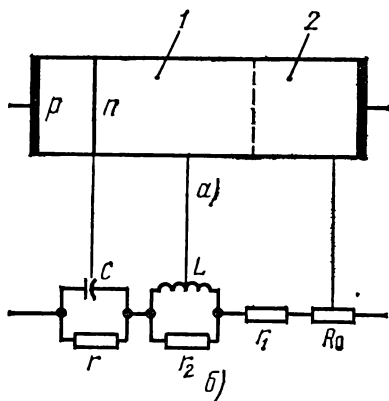


Рис. 12.15. Индуктивный диод:  
1 — модулированная область базы; 2 — немодулированная область базы

сколькими способами: нанесением металлических тонкопленочных проводящих дорожек, изолированных от подложки слоем диэлектрика; с помощью высоколегированных диффузионных каналов в объеме полупроводника; с помощью проволочных соединений. Нанесение тонкопленочных проводников выполняют несколькими способами: химическое и электрохимическое осаждение, вакуумное напыление, катодное распыление и др. Наиболее широко применяют метод вакуумного напыления с последующей фотолитографической обработкой для удаления лишней металлизации.

Для микросхем больших размеров используют напыление контактов через окна в металлических масках.

Наличие металлических межуэлементных соединений на поверхности пластины, покрытой слоем двуокиси кремния, приводит к появлению двух видов паразитных элементов: 1) распределенной емкости между соединениями и пластиной; 2) паразитного последовательного сопротивления соединений между компонентами.

При толщине окисного слоя 1 мкм удельная паразитная емкость равна 32 пФ/мм<sup>2</sup>.

Наименьшим распределенным сопротивлением обладают алюминиевые пленки. Алюминиевая пленка толщиной 1 мкм имеет поверхностное сопротивление порядка 0,03 Ом/□. Сопротивление полосы из такой пленки шириной 25 мкм и длиной 1,25 мм равно 1,5 Ом. Если через такую полосу проходит ток 100 мА, падение напряжения на нем составит 150 мВ.

Чтобы уменьшить падения напряжений, сопротивления междуэлементных соединений необходимо снижать до минимума.

Для улучшения переходных характеристик микросхем кроме последовательного сопротивления следует уменьшать и распределенную емкость. Это достигается за счет уменьшения площади соединений и контактных площадок.

Если в схеме имеется взаимное пересечение проводников, то применяют перемычки, образованные методом диффузии. Примером может служить пересечение металлической пленки и диффузионного проводника  $n^+$ -типа, изолированного от металла слоем двуокиси кремния. Если перемычки короткие, они имеют малое сопротивление и изолированы от подложки с электропроводностью  $p$ -типа  $p$ - $n$ -переходами с обратным смещением.

Другой метод состоит в образовании перемычек в виде многослойных металлических и диэлектрических пленок. Метод более сложен, но позволяет увеличить плотность монтажа микросхем. Кроме того, в этом случае получается более низкое сопротивление соединений. Такие соединения выполняют из алюминия, а в качестве диэлектрика служит структура из слоев двуокиси кремния и нитрида кремния.

**Элементы микросхем на МДП-структурах.** МДП-структуры могут выполнять различные функции: усиление, генерацию, преобразование электрических сигналов, элемента памяти. МДП-транзистор может использоваться в качестве конденсатора и резистора, значения емкости и сопротивления которых можно изменить в опреде-

ленных пределах путем изменения потенциала на управляющем электроде.

Такие функциональные возможности МДП-структур представляют особую ценность для микроэлектроники, так как обеспечивают возможность создания сложных интегральных микросхем и блоков из однородных компонентов, изготовленных по единой технологии. Выпускаемые в настоящее время ИМС на МДП-структурах превосходят ИМС на биполярных транзисторах по таким параметрам, как уровень интеграции, удельная потребляемая мощность и др., но уступают им по быстродействию.

Поскольку механизм работы МДП-транзисторов определяется только основными носителями заряда, у них не наблюдаются такие характерные для биполярных транзисторов эффекты, как накопление и рассасывание неосновных носителей в базе, которые уменьшают скорость переключения. Поэтому собственная инерционность МДП-транзисторов очень мала.



Рис. 12.16. Структуры МДП-транзистора

Однако в реальных МДП-ИМС ограничение по быстродействию обусловлено наличием  $RC$ -цепей, состоящих из сопротивления канала транзистора  $R$  и паразитных емкостей. Значение  $R$  в первую очередь определяется длиной канала  $L_k$  и связано со значением порогового напряжения  $U_{зи, пор}$ . При уменьшении  $U_{зи, пор}$  снижается сопротивление канала, а при создании МДП-транзисторов с короткими каналами сокращается время пролета заряда между истоком и стоком, вследствие чего повышается быстродействие МДП-ИМС.

Емкости, ограничивающие быстродействие МДП-транзистора, — зарядная и паразитная. Первая связана с зарядами, запасаемыми на затворе и в канале. Она шунтирует входной сигнал, снижая входной импеданс прибора с увеличением частоты. Поскольку распределение зарядов на затворе и в канале изменяется с приложенным напряжением, емкость также меняется с напряжением.

Как видно из рис. 12.16, между электродом затвора и диффузионными областями истока — стока имеется существенное (порядка нескольких микрон) перекрытие  $d$  по тонкому оксиду. В приборах с МДП-структурой, изготавливаемых методами планарной технологии, металл затвора перекрывает области истока — стока для компенсации неточностей совмещения при технологических операциях. Для ширины затвора 40 мкм емкость между затвором и каждым электродом составляет 0,04 пФ.

Другим фактором, существенно влияющим на быстродействие МДП-микросхем, является значение порогового напряжения на затворе. Основные работы в области повышения быстродействия МДП-ИМС направлены в первую очередь на снижение паразитных емкостей МДП-структур, а также на уменьшение длины канала и значения порогового напряжения. Последнее позволяет снизить

напряжение питания схемы и тем самым уменьшить потребляемую мощность.

МДП-транзистор может быть использован также в качестве резистора. Когда  $U_{3н}=0$ , сопротивление канала велико. Сопротивления между выводами стока и истока в этом случае обратно пропорционально отношению ширины канала к его длине ( $b/h$ ). Эта зависимость делает простым расчет топологии для получения необходимого сопротивления резисторов. На рис. 12.17, а приведена схема МДП-транзистора, используемого в качестве резистора.

Транзистор может быть использован в качестве нагрузки путем присоединения затвора к истоку. Если напряжение стока подается на резистор, включенный указанным способом, и напряжения затвора и стока равны, то резистор работает в области насыщения.

Работа резистора в линейной области может быть достигнута, если напряжение на затворе будет больше  $E_n$ .

Схема такого резистора в качестве нагрузочного сопротивления показана на рис. 12.17, б. Каждый режим работы резистора имеет свои преимущества и недостатки. Если он используется в качестве нагрузки, то при работе в режиме насыщения максимальное выходное напряжение равно  $U_{3н. пор}$ . Минимальное выходное напряжение будет, однако, близко к нулю. У линейного режима нет этого недостатка, так как затвор смещен при любых возможных значениях напряжения истока даже при  $E_{пл}$ .

По этой причине амплитуда выходного сигнала может быть очень близка к  $E_{пл}$ . Однако в этом случае есть необходимость использования дополнительного источника питания с напряжением  $E_{п2}$ , как показано на рис. 12.17, б. Сопротивление затвора обычно больше  $10^4$  Ом, так что от источника питания затвора ток практически не потребляется.

МДП-транзистор может быть применен в качестве активного резистора, сопротивление которого зависит от приложенного к затвору напряжения.

Структура МДП-конденсатора показана на рис. 12.18. Диэлектриком в таком конденсаторе является термически выращенная пленка диоксида кремния. Одним из электродов является сильнолегированная область пластины, лежащая под оксидом, другим — пленка напыленного металла. Высокоомный  $n$ -слой используют для создания изолирующего  $p$ - $n$ -перехода.

Емкость МДП-конденсатора зависит от площади и толщины оксидной пленки. Основные характеристики МДП-конденсатора при

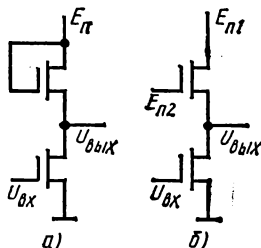


Рис. 12.17. Схема полевого транзистора, используемого в качестве активного резистора

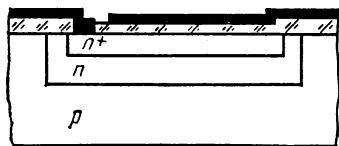


Рис. 12.18. МДП-конденсатор

толщине пленок  $\text{SiO}_2$  около 0,05—0,1 мкм;  $C_{\text{уд}}=700\div 500$  пФ/мм<sup>2</sup>;  $U_{\text{пороб}}=20\div 40$  В;  $\text{ТКС}=1\cdot 10^{-2}$  К<sup>-1</sup>.

Уменьшение толщины оксидной пленки с целью увеличения удельной емкости может привести к замыканию обкладок конденсатора вследствие неоднородности структуры очень тонкой пленки.

МДП-конденсаторы обладают малым последовательным сопротивлением (5—10 Ом) и хорошей температурной стабильностью.

Технология изготовления МДП-ИМС по сравнению с биполярными ИМС проще. Технологический цикл изготовления МДП-ИМС состоит из 22 основных операций, а технологический цикл изготовления биполярных ИМС — из 32. Трудоемкость изготовления МДП-ИМС на 30% ниже, чем биполярных ИМС.

Основным недостатком обычных МДП-микросхем с проводящим каналом *p*-типа является малое быстродействие.

Совершенствование технологии привело к созданию МДП-приборов с каналом *n*-типа. Более высокая подвижность электронов по сравнению с подвижностью дырок позволяет МДП-приборам с каналами *n*-типа иметь скорость переключения в 2,4 раза выше, чем для приборов с каналами *p*-типа. Более низкий порог отпирания приборов с каналами *n*-типа позволяет использовать источник питающего напряжения 5В.

Использование технологии ионного легирования для изготовления МДП-ИМС обусловило значительное уменьшение паразитных емкостей. Благодаря уменьшению перекрытия затвором областей стока и истока емкость отрицательной обратной связи становится на порядок меньше, чем в диффузионных МДП-ИМС, и составляет 0,04 пФ. Возможность введения в кремний легирующих примесей в широком диапазоне концентраций и с более точной дозировкой, чем в процессе диффузии, позволяет регулировать значение порогового напряжения в пределах от —1 до —4В, получать оптимальное с точки зрения быстродействия и потребляемой мощности сопротивление канала, а также создавать на одном кристалле МДП-транзисторы со встроенным и индуцированным каналами.

В настоящее время используются три метода изготовления МДП-ИМС с низким пороговым напряжением: метод, основанный на использовании кремния, ориентированного в плоскости (100), а не в плоскости (111), как обычно; метод, при котором в качестве диэлектрика вместо двуокиси кремния используется нитрид кремния; метод, предполагающий применение затвора из поликристаллического кремния вместо алюминия. Каждый из этих методов обладает своими преимуществами и недостатками.

Уменьшение порогового напряжения при использовании пластин кремния, ориентированных в плоскости (100), связано с тем, что заряд поверхностных состояний при такой ориентации меньше по сравнению с ориентацией в плоскости (111). Заряд поверхностных состояний обусловлен, в частности, наличием ненасыщенных связей между атомами на поверхности кристалла. А в плоскости (111) таких ненасыщенных связей больше, чем в плоскости (100).

Пороговое напряжение обратно пропорционально емкости затвора, поэтому использование нитрида кремния в качестве изолирующего слоя между затвором и каналом увеличивает емкость, ибо диэлектрическая проницаемость нитрида кремния вдвое больше, чем у диоксида кремния.

Для создания кремниевых затворов применяют поликристаллический кремний *p*-типа, у которого работа выхода меньше, чем у алюминия, используемого в обычных МДП-ИМС. Это приводит к уменьшению разности работ выхода материала затвора и полупроводниковой подложки и, кроме того, к уменьшению заряда поверхностных состояний. Оба эти обстоятельства снижают пороговое напряжение.

Повышенное быстродействие интегральной микросхемы достигается при создании структур с дополнительной симметрией, т. е. структур, содержащих МДП-приборы с *n*- и *p*-каналами на одной подложке, причем возбуждающий сигнал подается на затворы обоих приборов, соединенных вместе (рис. 12.19). Иногда их



называют комплементарными (дополняющими) (КМДП) структурами. Логический элемент на КМДП-транзисторах в статическом состоянии практически не потребляет мощности. Поэтому целесообразно применение таких элементов в малоомощных схемах, в частности, в активных запоминающих устройствах большой емкости. Скорость переключения в этом случае значительно выше, чем при использовании приборов с каналами одного типа электропроводности.

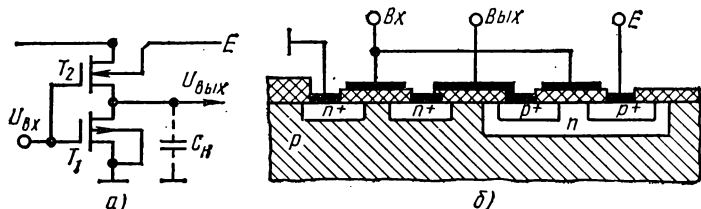


Рис. 12.19. Комплементарная МДП-структура:  
а — схема инвертора; б — структура

В открытом состоянии через каждый прибор проходит ток, равный току утечки другого прибора. При прохождении входного сигнала емкостные нагрузки заряжаются и разряжаются через низкий входной импеданс одного из приборов, что обуславливает снижение постоянной времени прибора и повышение его быстродействия.

**Микросхемы на приборах с зарядовой связью.** Одним из наиболее перспективных направлений следует считать создание приборов со связанными зарядами. Механизм действия приборов заключается в генерации и накоплении неосновных носителей заряда в потенциальных ямах, перемещении зарядов вместе с потенциальными ямами вдоль границы раздела диэлектрик — полупроводник с последующим детектированием.

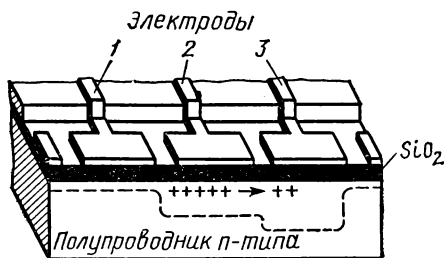


Рис. 12.20. Прибор с зарядовой связью

Конструкция прибора с зарядовой связью (ПЗС) основана на трехслойной структуре, созданной с использованием обычной МДП-технологии, и отличается простотой. При окислении поверхности полупроводниковой пластины создается тонкий изолирующий слой, на который наносятся металлические электроды. По сравнению с этапами, необходимыми для создания биполярных и обычных МДП-приборов, структура с зарядовой связью позволяет уменьшить число технологических операций соответственно в четыре и два раза.

На ПЗС можно создавать устройства памяти, задержки, логики и передачи изображения.

Работу прибора можно рассмотреть с помощью рис. 12.20. Отрицательное смещение, подаваемое на подложку *n*-типа, должно быть больше того порога, который требуется для образования однород-

ного обедненного слоя на границе раздела между подложкой и диэлектрической пленкой. Прикладывая более отрицательное напряжение (напряжение хранения) к электроду 1, можно получить непосредственно под этим электродом более глубокий обедненный слой (потенциальную яму). Прибор может работать в режиме хранения; он может при этом получать и хранить заряды (неосновные носители), созданные в полупроводнике с помощью какого-либо источника. Так как неосновными носителями в кремнии *n*-типа являются дырки, а электрод отрицателен по отношению к подложке, дырки притягиваются к электроду и задерживаются в потенциальной яме.

В режиме передачи информации создаются условия, при которых заряд переносится по второму, соседнему электроду. Это движение осуществляется путем прикладывания еще более отрицательного потенциала (напряжения переноса) к электроду 2, под которым при этом создается еще более глубокая потенциальная яма. Дырки, хранившиеся под электродом 1, притянутые к более глубокой яме, перейдут к электроду 2. Первоначальные условия хранения восстанавливаются при снятии напряжения хранения с электрода 1 и при уменьшении напряжения переноса на электроде 2 до величины напряжения хранения. Как только установится режим хранения над электродом 2, процесс переноса может быть повторен по отношению к следующему соседнему электроду 3, пока заряды не передвинутся опять вдоль подложки. Таким образом, при использовании всего лишь двух значений напряжения можно передавать заряды по прибору от точки к точке. Управление передачей зарядов осуществляется с помощью тактовых импульсов, подаваемых на затворы ПЗС.

Наиболее характерной формой ПЗС является регистр сдвига. Управляющие затворы регистра объединяются в электродную систему с числом фаз от одной до четырех.

Движение носителей заряда из одной потенциальной ямы в другую происходит благодаря трем различным механизмам: самоиндуцированному дрейфу, диффузии и эффекту краевого поля. Самоиндуцированный дрейф вызывается саморасталкиванием носителей заряда и приводит к быстрой передаче, однако существует лишь при больших плотностях заряда. Диффузия приводит к экспоненциальному убыванию заряда под передающим электродом. Краевое поле действует в направлении передачи заряда и может значительно ускорить процесс передачи. Действие краевого поля также приводит к экспоненциальному убыванию заряда.

Важнейшим параметром является время переноса, необходимое для перехода заряда между соседними электродами; оно значительно менее 1 мкс. Фактически время хранения может иметь порядок секунд, в то время как тактовые частоты напряжения передачи могут в типичных случаях иметь порядок мегагерц. По истечении времени хранения потенциальная яма заполняется неосновными носителями заряда, обусловленными тепловой генерацией. Для увеличения времени хранения информации следует использовать полупроводники с большой шириной запрещенной зоны.

Циркуляция зарядов между электродами в заданной системе является основой во всех случаях. Однако чаще всего требуется создание генератора зарядов на входе и детектора на выходе.

Возможна генерация зарядов несколькими методами, например путем прямого смещения диффузионного  $p$ - $n$ -перехода в кремний  $n$ -типа с помощью поверхностного лавинного пробоя в МДП-структуре.

Схемы детектирования могут создаваться посредством обратно смещенного  $p$ - $n$ -перехода или диода с переходом Шоттки. Детектирование при наличии заряда или в его отсутствие осуществляется одним из двух методов: путем изменения емкости или потенциала поверхностного электрода в зависимости от сохраняемого заряда.

### § 12.3. ГИБРИДНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

**Принцип изготовления.** В гибридных интегральных микросхемах пассивные элементы и все соединения представляют собой пленки из различных материалов, нанесенные на стеклянную или керамическую подложку, а в качестве активных элементов применяют навесные дискретные полупроводниковые приборы. В таких схемах использо-

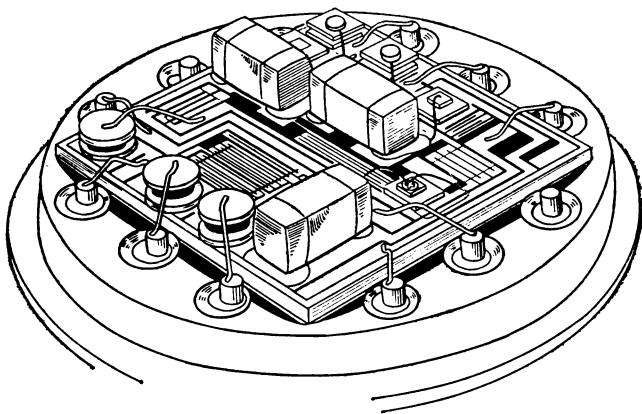


Рис. 12.21. Гибридная микросхема

ваны преимущества пленочной технологии в сочетании с технологией полупроводниковых приборов.

На рис. 12.21, а приведена микрофотография гибридной схемы, содержащей нихромовые резисторы, золотые проводники и навесные транзисторы и диоды, индуктивные катушки и конденсаторы большой емкости. Для изготовления такой схемы сначала создают соединения. Для этого напыляют или наносят каким-либо другим способом полоски серебра, алюминия или золота. Затем напыляют сопротивления из тантала, хрома или специальных сплавов. Варьируя как напыляемый материал, так и толщину слоя, можно менять номиналы резисторов. Для изготовления конденсатора напыляется

металл, затем диэлектрик и снова металл. После нанесения всех слоев устанавливаются диоды и транзисторы.

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 используют без корпуса.

Навесные элементы могут быть расположены на самой подложке или на некотором расстоянии от нее. В ряде случаев для крепления элементов в подложке предусматривают сквозные или глухие отверстия. Микроэлемент помещают в это отверстие и заливают эпоксидной смолой. Соединение навесных деталей с элементами микросхемы может быть выполнено одним из существующих методов: термокомпрессией, ультразвуковой сваркой, лучом лазера и др. При этом выводы навесных элементов соединяют с металлизированными площадками на подложке. Существуют различные варианты конструктивного исполнения гибридных схем. Наибольшее признание получила планарная конструкция. Для защиты от внешних воздействий применяют металлический корпус или керамические корпуса с металлическими выводами.

Гибридные схемы, в которых в качестве навесных элементов применены бескорпусные полупроводниковые интегральные схемы, называют многоступенчатыми.

Преимущества гибридно-пленочной технологии заключаются в высокой гибкости, т. е. возможности выбора различных материалов и методов изготовления пленочных элементов, и сравнительной простоте разработки и изготовления большинства схем в гибридном исполнении.

При изготовлении пассивных элементов гибридных схем применяют тонкопленочную или толстопленочную технологию. К толстым пленкам относятся пленки толщиной от нескольких микрометров до нескольких сотен микрометров, к тонким — толщиной до 1—2 мкм.

С точки зрения применения пленки могут быть подразделены на проводящие, резистивные и диэлектрические.

Как самостоятельные пленочные схемы используют очень редко в качестве резисторных или резисторно-емкостных сборок. Чаще всего они служат основой для гибридных интегральных схем.

**Тонкопленочные схемы.** Тонкопленочная схема состоит из изоляционной подложки, на которую наносят тонкопленочные резисторы, конденсаторы, металлические проводники индуктивности и контактные площадки.

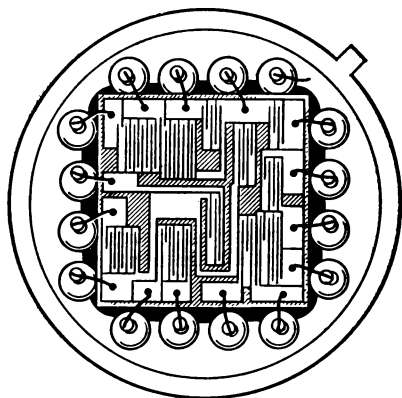


Рис. 12.22. Тонкопленочная микросхема

На рис. 12.22 приведена микрофотография тонкопленочной резисторной микросхемы. По технологии для тонкопленочных микросхем изготавливают схемы, состоящие из пассивных элементов.

Считают, что тонкопленочные резисторы и конденсаторы имеют допуски, диапазон параметров и температурные коэффициенты значительно лучшие, чем полупроводниковые. Более высокие частотные свойства тонкопленочных пассивных компонентов обеспечивают существенное преимущество их в ВЧ- и СВЧ-схемах перед полупроводниковыми микросхемами.

Тонкопленочные схемы характеризуются относительно низкой стоимостью, но уступают по размерам полупроводниковым микросхемам.

Технологический процесс создания тонкопленочной микросхемы, состоящей из резисторов и конденсаторов с соответствующими междуэлементными соединениями, включает следующие этапы:

1) напыление на подложку слоя тантала, который затем термически окисляют для защиты подложки от действия травителей при проведении последующих операций;

2) напыление второго слоя тантала с последующим его травлением для формирования нижних электродов конденсатора;

3) окисление тантала с целью образования диэлектрика конденсатора;

4) нанесение еще одного слоя тантала для создания верхнего электрода конденсатора и резисторов;

5) напыление слоя алюминия поверх слоя тантала;

6) травление алюминия для создания нужного рисунка проводников;

7) травление резистивного слоя тантала с целью образования отдельных резисторов.

Существуют несколько методов формирования тонких пленок. В табл. 12.4 приведены основные области применения различных методов.

Т а б л и ц а 12.4

Метод	Области применения
Вакуумное напыление (термическое, электронно-лучевое испарение)	RC-схемы, резисторы, конденсаторы
Катодное распыление и его модификации	Диэлектрики для конденсаторов, резисторы, изоляция
Химическое осаждение из газовой фазы	Конденсаторы, резисторы, коммутация
Анодирование	Защитные покрытия, диэлектрики конденсаторов

Чаще всего используют вакуумное напыление и катодное распыление. Для обоих методов применяют однотипные вакуумные установки. Весь процесс проходит в сверхчистой среде в вакуумной камере.

Метод вакуумного напыления заключается в следующем: испаряемый металл конденсируется на поверхности подложек, покрывая их тонким слоем. Меняя исходный материал и маски, через которые он напыляется, можно за один цикл операций изготовить большое количество проводников, сопротивлений и емкостей.

Упрощенная схема рабочей камеры установки для вакуумного напыления показана на рис. 12.23. Камера содержит несколько испарителей — по числу распыляемых материалов.

При высоком вакууме атомы металла пролетают по прямым линиям без столкновений. При этом, конденсируясь на подложке, они точно воспроизводят рисунок маски.

Наряду с термическим испарением в вакууме широко применяют катодное распыление. Источником напыляемого материала здесь служит поверхность катода, бомбардируемого ионизированными частицами разряженного газа. Частицы, попадая на катод, отдают свою энергию атомам или молекулам катода и выбивают атомы катодного вещества из него. Выбитые частицы движутся по направлению к высокому положительному потенциалу, оседают на поверхности подложки и образуют на ней пленку.

Для распыления изоляционных и полупроводниковых материалов между электродами создается высокочастотное поле. Меняющийся потенциал ВЧ-поля позволяет осуществлять последовательную бомбардировку поверхности мишени положительными ионами и нейтрализацию накопленного положительного заряда высокопотенциальными электронами.

**Подложки.** В качестве изоляционной подложки для тонкопленочных схем применяют стекло, керамику, ситалл. Наиболее распространенным материалом является глазурованный оксид алюминия. Обычно применяют подложки прямоугольной или квадратной формы с размерами  $12 \times 8$ ;  $12 \times 12$ ;  $12 \times 16$ ;  $12 \times 20$ ;  $24 \times 30$ ;  $48 \times 60$  мм; толщина их составляет 0,6; 1,0; 1,6 мм. Преимущественно используют большие по размерам подложки, например,  $50 \times 50$  и  $100 \times 100$  мм, на которых возможно осаждение большого количества схем с последующим их разделением.

Подложка должна иметь высокую механическую прочность, низкие теплопроводность и электропроводность.

Высокие требования к материалу подложки по механической прочности вызваны тем, что подложка является не только основанием для элементов схемы, но и конструкционной деталью схемы, подвергающейся большим механическим воздействиям при армировании схемы выводами и в процессе эксплуатации. Поверхность подложки должна быть зеркальной. От степени шероховатости поверхности подложки зависит толщина наносимых пленок.

**Топология элементов.** Размещение элементов схемы сначала подробно представляется на топологической карте, в которую включаются размеры, форма и расположение всех элементов.

Для формирования топологической схемы пленочных пассивных элементов используют следующие методы:

- а) осаждение через неконтактные (свободные) маски;
- б) нанесение пленки на всю поверхность подложки с последующей фотолитографией и селективным удалением ненужных участков;
- в) осаждение через контактную (нанесенную на подложку) тонкопленочную маску, которая селективно травится с удалением ненужных участков пленки;
- г) осаждение на всю поверхность подложки с последующим селективным удалением ненужных участков пленки электронным лучом.

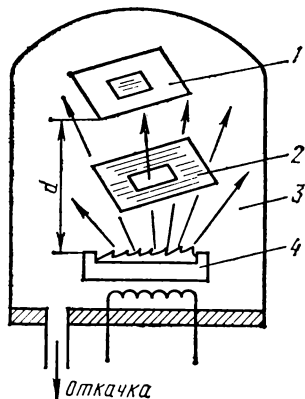


Рис. 12.23. Схема рабочей камеры установки вакуумного напыления:

1 — подложка; 2 — маска; 3 — вакуумная система; 4 — испаритель

Выбор того или иного метода получения заданной конфигурации зависит от способов нанесения и свойств материалов тонких пленок, требований по точности, плотности размещения элементов, воспроизводимости, производительности.

На рис. 12.24, а изображена схема со всеми необходимыми элементами. На рис. 12.24, б—д показана последовательность опера-

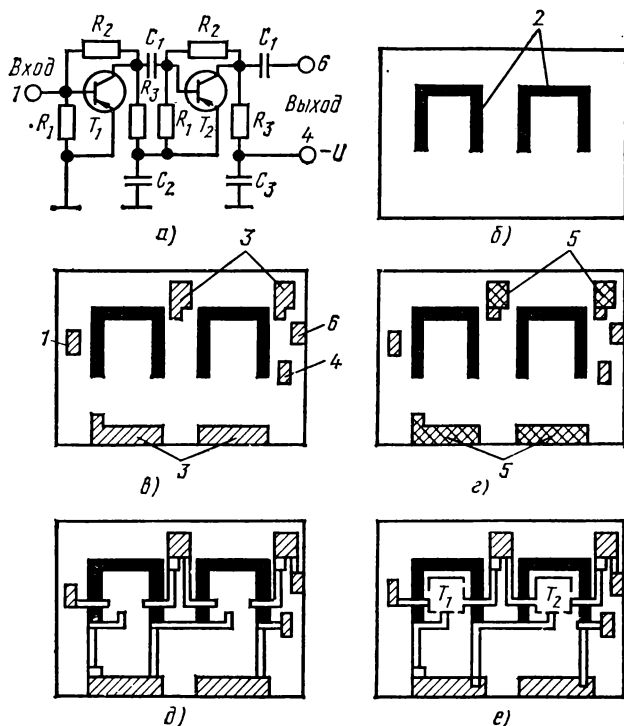


Рис. 12.24. Этапы последовательного изготовления двухкаскадного усилителя в виде гибридной ИМС:

1 — входная контактная площадка; 2 — резистивные пленки; 3 — нижние обкладки конденсаторов; 4 — контактные площадки питания; 5 — диэлектрическая пленка конденсаторов; 6 — входная контактная площадка

ции размещения схемы усилителя, на рис. 12.24, е — окончательная топология.

**Проводники и контактные площадки.** Проводящие пленки применяют для соединительных проводников, индуктивных катушек, плоских спиралей, обкладок конденсаторов.

Основным параметром тонкопленочных проводников является поверхностное сопротивление.

Электрическими параметрами контактов в микросхеме являются: переходное сопротивление, вольт-амперная характеристика контакта и напряжение токовых шумов, вносимых контактами. При этом переходное сопротивление и нелинейность вольт-амперной характеристики должны быть минимальны, а напряжение шумов

контактов не должно превышать напряжения шума, создаваемого резистивными элементами.

Проводники покрывают припоем для пайки выводов и элементов, а также для уменьшения их поверхностного сопротивления. Контактные площадки должны иметь одинаковые размеры и форму в целях предотвращения образования неровностей при покрытии их припоем и перекоса навесных деталей при монтаже. Монтаж должен осуществляться на расстоянии не менее 0,25 мм от края подложки.

Ширина линий проводников и зазор между ними обычно составляют 0,25 мм, а ширину и длину контактных площадок выбирают 0,5 мм.

В качестве тонкопленочных проводников чаще всего применяют алюминий, напыляемый в вакууме.

Ни один из известных металлов не позволяет получить пленку, удовлетворяющую в полной мере всем требованиям. Даже золото не обеспечивает одновременно адгезию и высокую проводимость. Однако эти требования можно выполнить, комбинируя свойства отдельных материалов. Обычно применяют двух или трехслойные пленки, нижняя из которых служит для обеспечения высокой адгезии и омического контакта, вторая является основным проводящим слоем, а третья служит для повышения коррозионной стойкости пленок и обеспечения контактируемости выводов пайкой, сваркой или иными видами соединений.

Для нижнего слоя можно применять материалы, которые в окисленном состоянии имеют сходство с оксидами, входящими в состав стекла или ситалла, например Mo, Cr, Ti, V. В качестве проводящего слоя применяют Ag, Cu, Au и Al.

**Тонкопленочные резисторы.** Резисторы являются наиболее многочисленными элементами в гибридных схемах. Для линейных схем на один полупроводниковый прибор приходится в среднем семь-восемь резисторов. Для получения больших сопротивлений тонкопленочному резистору придают гребенчатую конфигурацию (рис. 12.25).

Параметрами тонкопленочных резисторов являются: а) номинальное сопротивление  $R$ , Ом; б) поверхностное сопротивление пленки  $\rho_s$ , Ом/□; в) относительный допуск  $\Delta R/R$ , %; г) температурный коэффициент сопротивления  $TKR$ ,  $K^{-1}$ ; д) граничная частота  $f_R$ ; е) уровень шума  $F_R$ ; ж) максимальная рассеиваемая мощность  $P_{R\max}$ ; з) пробивное напряжение  $U_{R\text{пр}}$ .

Тонкопленочные резисторы довольно устойчивы к изменению температуры.  $TKR$  в диапазоне температур ( $-60 \div 125^\circ C$ ) находится в пределах от  $-4$  до  $+2 \cdot 10^{-4} K^{-1}$  для различных типов. Частотная характеристика резистора ограничивается паразитной емкостью.

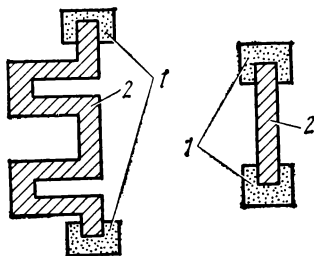


Рис. 12.25. Два варианта оформления пленочных резисторов:

1 — токопроводящая пленка; 2 — резистивная пленка



Уровень собственных шумов резистора характеризуется: а) тепловыми шумами (флуктуация концентрации свободных электронов со временем); б) токовыми шумами, связанными с изменением контактных сопротивлений между зернами резистивного материала, между контактами и телом резистора.

Для изготовления пленочных резисторов применяют чистые металлы, пленки сплавов, металлодиэлектрические смеси и оксиды металлов.

В табл. 12.5 приведены наиболее часто применяемые материалы и технологические методы изготовления резисторов на их основе.

Т а б л и ц а 12.5

Материал	Процесс
Нихром (80% Ni—20% Cr)	Термическое и катодное распыление
Оксид хрома	Термическое распыление
Нитрид тантала	Термическое и катодное распыление
Оксид олова	Толстопленочная технология
Керметы	Термическое и катодное распыление

Значения сопротивлений резисторов после их изготовления находятся в пределах  $\pm 20\%$  от заданного. За счет ужесточения всех технологических режимов разброс значений сопротивлений в партии может быть уменьшен до  $\pm 10\%$ , однако в большинстве случаев необходимо изготавливать схемы с допуском на значение сопротивления, равным  $\pm(1\div 2)\%$ . В связи с этим в технологии предусмотрена корректировка (подгонка) значений сопротивлений резисторов.

#### Основные параметры пленочных резисторов

Минимальный размер, мм . . . . .	50×50
Поверхностное сопротивление, Ом/□ . . . . .	100—20 000
TKR, К <sup>-1</sup> . . . . .	$\pm 2 \cdot 10^{-4}$
Пробивное напряжение, В . . . . .	50
Диапазон сопротивления, Ом . . . . .	50—10 <sup>6</sup>

Существующие методы подгонки резисторов включают обработку абразивом, термообработку, анодирование, высокочастотную и лазерную подгонки.

При термической подгонке температура пленочного материала повышается, что меняет его физические свойства, а следовательно, и сопротивление. Если пленка подвергается воздействию окислителя, например воздуха, происходит окисление ее поверхности и сопротивление увеличивается. Если материал имеет защитное покрытие, предохраняющее его от окисления, происходит отжиг материала и сопротивление уменьшается.

Наиболее распространенной является лазерная подгонка. Подгонку сопротивлений лазером производят двумя способами: 1) испарением с ограниченного участка путем воздействия луча лазера (при этом сопротивление резистора увеличивается); 2) отжигом ме-

таллокерамики расфокусированным лучом лазера (при этом сопротивление резистора уменьшается).

Лазер обеспечивает высокую точность подгонки — до 0,1%. Кроме того, в процессе подгонки схема может быть подключена к источнику питания для проверки номинала.

**Тонкопленочные конденсаторы.** Пленочные конденсаторы обычно имеют планарную структуру, получаемую осаждением трех пленочных слоев: проводник—изолятор—проводник. Емкость прибора такого типа прямо пропорциональна площади электродов и диэлектрической проницаемости изолятора и обратно пропорциональна расстоянию между пленками. Таким образом, для получения максимальной емкости при данной площади электродов необходим диэлектрик с высокой диэлектрической постоянной и минимальное расстояние между электродами.

На рис. 12.26 показаны общий вид и поперечное сечение тонкопленочного конденсатора. Верхняя и нижняя обкладки конденсатора — металлические пленки, диэлектрик — пленка двуокиси кремния или оксидов металлов.

Основными параметрами тонкопленочных конденсаторов являются: а) номинальная емкость  $C$ , Ф; б) удельная емкость  $C_0$ , Ф/см<sup>2</sup>; в) максимальное напряжение  $U_n$ , В; г) температурный коэффициент емкости ТКЕ, К<sup>-1</sup>; д) добротность  $Q_c$ ; е) тангенс угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta$ .

Температурный коэффициент емкости конденсаторов не превышает  $+(3 \div 4)10^{-4} \text{ К}^{-1}$  в диапазоне температур 20—85°C.

Тангенс угла диэлектрических потерь

$$\operatorname{tg} \delta = 1/(R\omega C) + r\omega C,$$

где  $R$  — сопротивление диэлектрика;  $\omega$  — угловая частота;  $r$  — сопротивление обкладок, Ом.

Из этого выражения видно, что при хорошем диэлектрике, т. е. при высоком  $R > 10^{10}$  Ом, частотные свойства пленочного конденсатора зависят в основном от сопротивления обкладок.

Пленки Al, используемые для обкладок конденсаторов, напыляют с  $\rho_s = 0,1$  Ом/□. Если использовать материал  $\rho_s = 0,01$  Ом/□, то граничная частота возрастает в три раза.

Часто для максимального использования поверхности применяют несимметричную конфигурацию или многослойные пленки. Танталовые пленки обеспечивают наибольшую удельную емкость.

Большое влияние на качество пленочных конденсаторов оказывает состояние нижней обкладки. Наилучшие результаты получают при использовании алюминия. Иногда перед нанесением алюминия

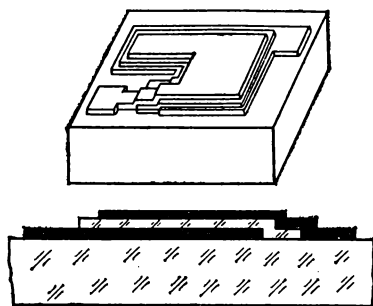


Рис. 12.26. Тонкопленочный конденсатор

на подложку напыляют тонкий подслоя титана. При этом адгезия пленки алюминия к подложке значительно повышается.

Верхнюю обкладку напыляют из Al, Au и других металлов.

Изолирующие пленки, применяемые для диэлектриков в пленочных конденсаторах, должны иметь большую диэлектрическую проницаемость, высокую пробивную напряженность электрического поля и малый ток утечки.

Для получения больших емкостей на меньших площадях необходимо применять возможно более тонкие пленки. Наиболее приемлемы диэлектрические пленки толщиной 0,05 мкм.

Для изготовления конденсаторов методом вакуумного термического испарения в качестве изоляции используют оксиды металлов и сернистые соединения, например  $\text{SiO}_2$ ,  $\text{InS}$ ,  $\text{TiO}_2$ ,  $\text{GeO}_2$ ,  $\text{Sb}_2\text{S}_3$ , и легкоплавкие стекла.

Применяют также метод получения конденсаторов на основе окисленных электрохимическим способом пленок металлов Ta, Al и Ti. Технология изготовления оксидированных конденсаторов ос-

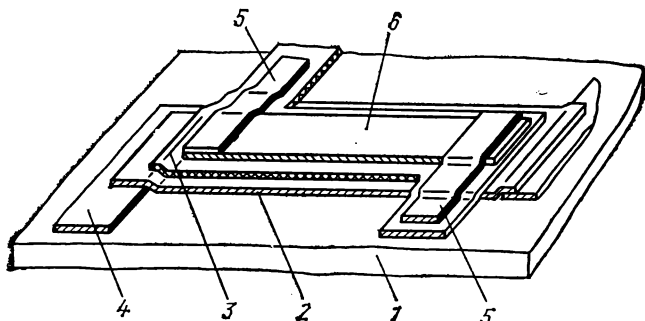


Рис. 12.27. Конструкция трехслойной RC-структуры:

1 — диэлектрическая подложка; 2 — металлическая пленка; 3 — диэлектрическая пленка; 4 — контактная площадка; 5 — выводы; 6 — резистивная пленка

нована на методах фотолитографии. Такие конденсаторы обладают высокими удельными емкостями.

Тонкопленочные конденсаторы являются наиболее сложными в изготовлении и наименее надежными в эксплуатации из всех пассивных элементов пленочных микросхем.

Пористость диэлектрических пленок в большинстве случаев обусловливает низкое рабочее напряжение и брак конденсаторов по короткому замыканию. Для уменьшения пористости используют двухслойные диэлектрики, в которых в результате малой вероятности совпадения дефектных мест уменьшается брак по коротким замыканиям и повышается напряжение пробоя конденсаторов.

**Тонкопленочные RC-элементы.** Тонкопленочные RC-элементы получают в результате совмещения пленочных конденсатора и резистора таким образом, что одна из обкладок конденсатора является резистивным слоем. Контур поверхности RC-элемента может иметь самые различные формы: прямоугольную, гребенчатую и др.

Параметры  $RC$ -элементов зависят от геометрической конфигурации и размеров пленок, способа коммутации их между собой, химического состава материала и технологии нанесения.

Тонкопленочные  $RC$ -элементы применяют в качестве электрических фильтров и цепей усилителей и генераторов.

На рис. 12.27 показан тонкопленочный танталовый  $RC$ -фильтр с распределенными параметрами. Одна из наиболее перспективных областей применения — низкочастотные интегральные микросхемы, для которых на их основе создаются двойные Т-образные фильтры. Добротность фильтров на частоте 1 кГц равна 24, а на частоте 10 кГц — 60.

Существенным преимуществом устройства является простота изготовления: резистивные элементы и диэлектрик конденсатора создают на одной танталовой пленке. Схемы имеют небольшие габаритные размеры. Так, фильтр на 1 кГц с двумя транзисторами разме-

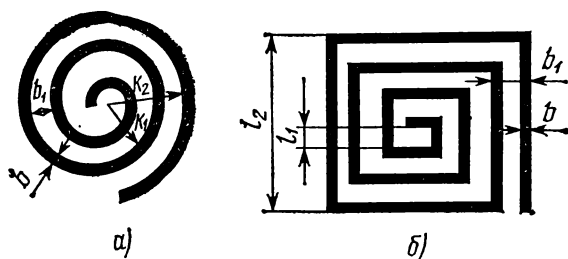


Рис. 12.28. Тонкопленочные индуктивности

щается на подложке размером  $35 \times 27$  мм; фильтр на 10 кГц с двумя транзисторами — на подложке размером  $20 \times 10$  мм. Толщина фильтров, включая транзисторы, равна 8 мм.

Разработаны также  $RC$ -цепочки с распределенными параметрами и регулируемым сопротивлением на основе танталовых пленок. В этих цепях верхний электрод одновременно является и сопротивлением, номинальное значение которого достигается за счет «подгоночного» процесса анодного окисления.

**Тонкопленочные элементы индуктивности.** Тонкопленочные элементы индуктивности изготавливают в виде круговой (а) или прямоугольной (б) спирали (рис. 12.28).

Взаимную индуктивность и полосу пропускания трансформаторов задают толщиной платы, на которую наносят с разных сторон первичную и вторичную обмотки. Добротность повышают, увеличивая толщину проводников.

Верхний предел тонкопленочных индуктивностей обычно не превышает 3 мкГн. Для получения удовлетворительной добротности применяют метод гальванического покрытия, при этом достигают минимального поверхностного сопротивления.

При ширине линии спирали 1,25 мм поверхностное сопротивление слоя составляет около  $10^3$  Ом/□; при этом индуктивность — около 1 мкГн.

Применение тонкопленочных индуктивностей ограничено вследствие низкой добротности, высокой индуктивности рассеяния и большой занимаемой площади.

**Толстопленочные интегральные микросхемы.** Толстопленочная гибридная интегральная микросхема представляет собой пассивную схему из толстопленочных элементов (проводников, резисторов, конденсаторов) на керамическом основании, с навесными активными элементами. Гибридные схемы, изготовленные по толстопленочной технологии, отличаются хорошими электрофизическими параметрами и сравнительно недороги. Они характеризуются высокой надежностью и стабильностью при длительном воздействии влаги. Такие свойства обеспечивают материалы (стекла, благородные металлы и керамика), практически не окисляемые до относительно высоких температур.

Проектирование гибридных толстопленочных схем значительно проще, чем полупроводниковых ИМС.

Наиболее распространенными из толстопленочных микросхем являются: а) высоковольтные и мощные схемы с жесткими допусками на параметры пассивных элементов; б) сложные схемы, не выполнимые в монолитном виде; в) небольшие серии схем по специальным заказам.

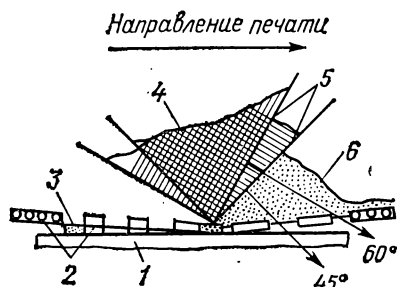


Рис. 12.29. Трафаретная печать:  
1 — подложка; 2 — трафарет; 3 — отпечатак пасты; 4 — лезвие; 5 — угол наклона лезвия; 6 — паста

Толстопленочные микросхемы находят широкое применение в аналоговых и цифровых устройствах, где требуются высокие значения коэффициента усиления транзисторов и резисторов с большими значениями номиналов, мощных цифровых регулирующих схемах.

Толстопленочную технологию применяют уже много лет. В основе ее лежат два метода трафаретной печати: *контактный* и *бесконтактный*.

При бесконтактном методе трафарет располагают на небольшом расстоянии от подложки.

Схема процесса представлена на рис. 12.29. По мере продвижения ракеля паста заполняет открытые участки трафарета. Если нет открытых участков, пасту стирают с трафарета. После того как край ракеля проходит через данную точку, трафарет больше не подвергается максимальному давлению и постепенно отходит от поверхности подложки. Паста, заполняющая трафареты, под давлением прикрепляется к подложке, получается отпечатанная через трафарет схема.

При контактной печати вместо сетчатых трафаретов применяют металлические маски, которые плотно прилегают к поверхности подложки. Маски отделяются от подложки одновременно по всей поверхности, что обеспечивает получение четких границ и заданной

топологии толсто пленочных схем. Слои паст наносят поочередно с последующим вжиганием каждого отдельного слоя по соответствующему температурному режиму.

Печатают пасты на высокопроизводительных автоматических установках с программным перемещением ракеля. Для изготовления толсто пленочных схем применяют обычно несколько трафаретов. В зависимости от размера ячейки и толщины сетки получают различную толщину покрытий и четкие их края.

Для проводников шириной 0,3 мм и больше, где не требуется высокая четкость края, применяют сетки из шелка с размером ячейки 70—100 мкм. Для проводников меньшей ширины или с более высокими требованиями к четкости края применяют фольговые трафареты типа масок (растр 40—100 мкм); для изготовления резисторов — сетки из нержавеющей стали.

После нанесения пасту просушивают и обжигают при температурах 600—900°C. Пленка после обжига имеет толщину от 15 до 150 мкм.

Материал подложки имеет большое значение для формирования свойств толсто пленочных элементов. Для подложек применяют, как правило, высокоглиноземистую керамику (98%  $Al_2O_3$ ), характеризующуюся высокой механической прочностью, термостойкостью и хорошей теплопроводностью. Различные шлаки (из стекла), используемые в пастах, обеспечивают высокую адгезию толсто пленочных элементов к керамике. Кроме высокоглиноземистой керамики применяют стеатит, окись берилла, а также титанат бария, фарфор, нитрид бора.

Пасты изготавливают на основе благородных металлов Au, Ag, Pt, керамических материалов и стекла.

Проводниковая паста содержит большую долю проводящих компонентов, резистивная паста — смесь проводящих и диэлектрических компонентов.

В качестве органической связки применяют раствор канифоли в скипидаре, ланолин и раствор нитроцеллюлозы. Многократное перемешивание и перетираание компонентов с органикой обеспечивает равномерное распределение компонентов в пасте.

Защита пленок слоем органических материалов (например, полиуретаном) или неорганических (например, стеклом) существенно уменьшает изменение параметров резисторов.

Толсто пленочная технология может быть совмещена с полупроводниковой. При этом пассивные элементы и коммутационные цепи изготавливают на толстых пленках, а активные элементы — в объеме монолитного кристалла.

**Толсто пленочные проводники.** Проводниковые элементы в составе толсто пленочных схем выполняют несколько функций. Они могут выступать в качестве контактных площадок резисторов, электродов конденсаторов, контактных площадок под монтаж активных элементов, контактных площадок для внешних выводов, а также производить коммутацию.

При выборе материала проводящей пасты следует учитывать совместимость материалов резистора и проводника, поскольку химическое взаимодействие между ними и коробление в месте соединения могут привести к возникновению большого контактного шума или ухудшению ТКР. Проводники не должны растворяться в материале междуэлементных соединений или сильно взаимодействовать с ним во избежание ухудшения их проводимости и способности к пайке.

Токопроводящие соединения и контактные площадки изготавливают из паст, содержащих платину, золото и стекло или палладий, серебро и стекло.

Поверхностное сопротивление проводников и качество их обслуживания тем выше, чем меньше процентное содержание стекла. Кроме того, адгезия возжженных пленок увеличивается при большом содержании стекла. Учитывая эти обстоятельства, находят оптимальное содержание стекла.

#### Основные характеристики толсто пленочных проводников

Поверхностное сопротивление, Ом/□	0,1—0,005
Прочность сцепления, Н/м <sup>2</sup> и более	106
Минимальная ширина, мм	0,1
Толщина слоя, мкм	10—30

Оптимальная ширина проводников 0,25—0,5 мм.

**Толсто пленочные резисторы.** Толсто пленочные резисторы изготавливают в широком диапазоне значений сопротивлений. Для этой цели применяют резистивные пасты с поверхностным сопротивлением 5 Ом/□ — 300 кОм/□.

Поверхностное сопротивление толсто пленочных резисторов зависит от состава композиции, вязкости пасты, толщины слоя резистивного материала, температурного режима вжигания.

Изменяя содержание диэлектрических веществ в пасте, можно регулировать поверхностное сопротивление резистивных пленок от единиц ом до мегаом на квадрат.

Наиболее часто применяют резистивные пасты из смеси порошков Ag и Pd, для которых поверхностное сопротивление плавно изменяется при изменении соотношения металл — стекло. Обычно выдерживается соотношение 2/3 смеси стекла и металла и 1/3 органических материалов.

В табл. 12.6 приведены сравнительные данные для паст разных составов.

Т а б л и ц а 12.6

Характеристика	Тип пасты по содержанию основного компонента		
	Pd-Ag	Ru	Ir
Поверхностное сопротивление, Ом/□	1—10 <sup>6</sup>	1—10 <sup>7</sup>	1—10 <sup>7</sup>
TKR, 10 <sup>-6</sup> К <sup>-1</sup>	200—500	100—200	0—200
Микрорельеф поверхности, мкм	12	1,2	0,12

Непосредственно после вжигания разброс номиналов резисторов составляет  $\pm (10-20)\%$ . Для уменьшения допуска применяют различные методы подгонки (воздушно-абразивный, термический, лазерным лучом и др.). С помощью этих методов можно уменьшить допуск до  $0,1\%$ . Из электрических свойств толсто пленочных резисторов особый интерес представляют избыточный шум и частотные характеристики толсто пленочных резисторов.

Частотные характеристики толсто пленочных резисторов зависят от сопротивления пленок и их номинала. Сопротивление высокоомных резисторов уменьшается с увеличением частоты. Это уменьшение особенно заметно для более высоких номиналов.

Значение ТКР определяется механическими напряжениями, возникающими при изготовлении электрического контакта, и его химическим составом, поскольку каждый компонент резистивного материала характеризуется собственным значением ТКР. ТКР толсто пленочных резисторов составляет обычно  $\pm 1 \cdot 10^{-4} \text{ K}^{-1}$  для интервала сопротивлений  $100 \text{ Ом}/\square - 100 \text{ кОм}/\square$ .

#### Основные параметры толсто пленочных резисторов

Поверхностное сопротивление,  $\text{Ом}/\square$  . . . . . 5—300 000  
 Диапазон сопротивлений,  $\text{Ом}$  . . . . . 3—15  
 ТКР при изменении температуры от  $-60$  до  $85^\circ\text{C}$ ,  $\text{K}^{-1}$  . . .  $\pm 4 \cdot 10^{-4}$

Допуски, %:

без подгонки . . . . .  $\pm 20$   
 с подгонкой . . . . .  $\pm 1$   
 Изменение номинала за 1000 ч, % ( $T=150^\circ\text{C}$ ) . . . . . 0,5

**Толсто пленочные конденсаторы.** Для изготовления толсто пленочных конденсаторов применяют диэлектрическую и проводниковую пасты.

Диэлектрические пленки изготавливают из пасты, содержащей титанат бария  $\text{BaTiO}_3$ , боросиликатное стекло и связку, при этом значение удельной емкости  $3 \cdot 10^3 \text{ пФ}/\text{см}^2$ .

В качестве диэлектрика применяют также порошки сегнетокерамических материалов с высоким (более 1000) значением  $\epsilon$ .

Удельная емкость при использовании композиции на основе сегнетокерамики и стекла достигает  $8000 \text{ пФ}/\text{см}^2$  (толщина диэлектрического слоя  $25 \text{ мкм}$ ).

Диэлектрик с низким значением диэлектрической проницаемости пасты ( $\epsilon \leq 10$ ) применяют для выполнения изоляционного слоя в случае перекрещивания проводников и многослойной коммутации. При этом емкость между проводниками незначительна (менее  $1 \text{ пФ}$ ).

От влаги конденсаторы защищают путем вжигания диэлектрической пасты, состоящей из порошка стекла.

Подгонку емкостей конденсаторов выполняют с помощью абразивной или лазерной обработки верхнего электрода, уменьшая его площадь.

Большим преимуществом толсто пленочных конденсаторов является их стабильность и высокое значение напряжения пробоя (более  $500 \text{ В}/\text{мм}$ ).



### Основные параметры толстопленочных конденсаторов

Удельная емкость, пФ/см <sup>2</sup> . . . . .	3000—30 000
Диапазон емкости, пФ . . . . .	20—30 000
Температурный коэффициент емкости, К <sup>-1</sup> . . . . .	(200—1000)10 <sup>-6</sup>
Напряжение пробоя, В/мм . . . . .	1200
Диэлектрические потери ( $f=1,5$ МГц) . . . . .	400·10 <sup>-4</sup>
Допуски (без подгонки), % . . . . .	±15

**Навесные элементы гибридных схем.** В гибридных схемах применяют различные типы навесных активных и пассивных элементов, как правило, в бескорпусном исполнении.

Различные типы бескорпусных приборов в зависимости от электрических параметров имеют определенную конструкцию.

Навесные элементы могут быть с контактами в виде проволочных выводов, в виде шариков, алюминиевых выступов, балочных выводов или вообще без контактных выступов.

В зависимости от используемого типа выводов кристалл можно монтировать в перевернутом или обычном состоянии. Например, транзистор с проволочными выводами (2ТЗ24) конструктивно представляет собой кристалл кремния с транзисторной структурой размер

1×1 мм, лицевая сторона которого покрыта защитным компаундом. Выводы эмиттера, базы и коллектора изготавливают из золотой проволоки диаметром 40 мкм (рис. 12.30).



Рис. 12.30. Проволочный монтаж кристаллов к подложке

Шариковые выводы создают на алюминиевой металлизации путем гальванического наращивания меди и золота в отверстиях, вытравленных в напыленном слое двуокиси кремния.

Транзисторы, армированные балочными выводами, удобны в обращении и для монтажа. Балочные выводы представляют собой короткие и жесткие консоли, выступающие за край кристалла. Типичные размеры балочных выводов 125×50—5 мкм.

Транзисторы в виде перевернутого кристалла с шариковыми или балочными выводами используют в толстопленочных схемах.

В гибридных микросхемах наряду с изготовлением конденсаторов непосредственно в схеме в случае необходимости используют дискретные пластинчатые микроконденсаторы. Конфигурация пластинчатых конденсаторов дает возможность легко припаивать или приваривать их к гибридным микросхемам.

В традиционных схемах наиболее широко используют конденсаторы емкостью от 100 пФ до 10 мкФ.

На основе технологии изготовления толстых пленок разработан конденсатор переменной емкости, характеризующийся большим диапазоном емкостей и малыми габаритными размерами. Конденсатор обеспечивает регулировку емкости от 10 пФ до 0,03 мкФ, т. е. диапазон регулировки составляет 3000 : 1.

Наиболее серьезные трудности возникают при конструировании индуктивных катушек. В интегральных микросхемах, где необходим индуктивный элемент, наиболее целесообразно применять навесные индуктивные катушки.

Параметры индуктивных катушек во многом определяются свойствами материала магнитопровода. Из существующих материалов наиболее предпочтительными являются: для диапазона 1—80 МГц ферриты с разомкнутой магнитной цепью; для частот 1—100 МГц карбонильное железо.

Широкое применение в гибридных интегральных микросхемах нашли плоские микроиндуктивности. Их изготавливают методом химического селективного травления или вакуумным напылением с удельным значением  $L_{уд} = 15 \text{ мкГ/см}^2$ .

Конструкция магнитосердечника, приведенная на рис. 12.31, позволила получить индуктивность  $L = 45 \text{ мкГ}$  и добротность  $Q = 50$ .

Катушку с магнитосердечником герметизируют путем размещения гибридной микросхемы в металлополимерном корпусе пенального типа (высота корпуса 1,5 мм).

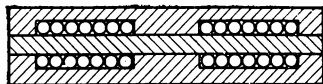


Рис. 12.31. Конструкция микроиндуктивности

## § 12.4. СОВМЕЩЕННЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

Наиболее полно использованы преимущества микроэлектроники в так называемых *совмещенных микросхемах* путем комбинации технологии полупроводниковых и пленочных схем. В объеме полупроводника методом планарной или планарно-эпитаксиальной техно-

логии создают все активные компоненты, а затем на такую «активную» подложку, соответствующим образом защищенную, наносят тонкопленочные пассивные компоненты и токопроводящие дорожки.

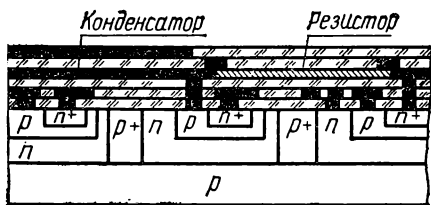


Рис. 12.32. Совмещенная микросхема

На рис. 12.32 показан разрез небольшого участка совмещенной интегральной микросхемы с двумя транзисторами, тонкопленочным резистором, напыленным на пленку двуокиси кремния, и тонкопленочным конденсатором.

В таких схемах высокая степень интеграции элементов сочетается с хорошими электрическими параметрами и возможностью в широких пределах варьировать значения параметров пассивных элементов за счет применения пленок различных материалов.

Рассмотрим технологический процесс изготовления совмещенной схемы с тонкопленочными нихромовыми резисторами и конденсаторами, с диэлектриком из бороалюминиевого силиката, осаждаемыми поверх кремниевой подложки. Последовательность изготовления активных компонентов (транзисторов и диодов) такая же, как в обычных полупроводниковых интегральных микросхемах.

На этом заканчивается обработка подложки и начинается осаждение тонкопленочных элементов. Следующий этап — осаждение

алюминиевой пленки для осуществления контактов межэлементных соединений и нижних обкладок конденсаторов. Затем выполняют осаждение никрома. На следующем этапе на всю пластину наносят бороалюминиевое силикатное стекло для получения диэлектрика конденсатора и защиты резисторов. В стекле над контактными областями и в местах коммутации верхних пластин конденсаторов создают окна.

Для получения верхних обкладок конденсаторов, соединения их со схемой и получения монтажных площадок для внешних включений еще раз осаждают алюминиевую пленку.

В обычной полупроводниковой микросхеме вся рассеиваемая мощность выделяется в кремниевом кристалле, что вызывает повышение его температуры и снижение надежности из-за тепловых перегрузок. В совмещенной микросхеме рассеиваемая мощность распределяется между тонкопленочными резисторами и кремниевым кристаллом.

Однако в связи с тем что эта технология требует выполнения ряда дополнительных технологических операций, стоимость совмещенных микросхем выше стоимости обычных полупроводниковых, что несколько ограничивает их применение. Преимущества совмещенных схем особенно проявляются в микроваттных схемах, где необходимы высокие номиналы резисторов при относительно малых их размерах, низкие температурные коэффициенты сопротивлений и паразитные распределенные емкости резисторов. Благодаря правильно выбранной комбинации тонкопленочных и полупроводниковых микросхем возможно создание цифровых микросхем с очень высоким быстродействием.

Для выполнения многих функций прецизионных схем точность номиналов резисторов и значение  $TKR$  могут быть полностью обеспечены при диффузионной полупроводниковой структуре. Совмещенная технология осаждения тонких пленок на кремнии в сочетании с подгонкой резисторов с помощью лазера удовлетворяет основным требованиям к прецизионным схемам.

Металлокерамические сопротивления из хрома и оксида кремния, полученные методом напыления в вакууме, подгоняют путем местного отжига лазером. Отжиг отдельных резисторов, выполненных в герметизированных, покрытых стеклом корпусах, создает возможность плавного изменения сопротивления с разрешающей способностью подгонки не хуже 0,1%.

## § 12.5. БОЛЬШИЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ МИКРОСХЕМЫ

В последние годы значительно возросла функциональная сложность микросхем и увеличилось число элементов на подложке, реализующих эти функции. Увеличение числа компонентов привело к созданию схем с высокой степенью интеграции — больших интегральных схем (БИС). Термин БИС определяет относительное количество (не менее 100) эквивалентных логических схем, соединенных

между собой не менее чем двумя слоями тонкопленочных соединений.

Кроме того, БИС в отличие от стандартных микросхем являются сложными схемами, в объеме которых реализуются узлы и целые устройства.

Одним из основных вопросов при создании БИС является определение их функционального назначения. Наиболее эффективен перевод на БИС вычислительных машин, имеющих большое количество одинаковых схем. Из схем, используемых в ЭВМ, наиболее благоприятными являются схемы памяти, арифметическое устройство.

Применение БИС позволяет увеличить функциональные возможности систем. Вполне допустимо в одном кристалле иметь некоторый резерв неиспользуемых схем или устройств. При обнаружении неправильного функционирования какого-либо устройства вместо него может быть включено резервное устройство, т. е. выполняется саморемонт.

Применение БИС позволяет строить многопроцессорные вычислительные системы. Компоненты каждого процессора, такие, как память или схемы ввода-вывода, могут быть изготовлены из одной или нескольких БИС.

Количество связей между модулями можно минимизировать путем организации системы по принципу функционально замкнутых модулей.

Повышение степени интеграции в микросхемах зависит от нескольких факторов: возможности уменьшения геометрических размеров элементов микросхем; типов активных элементов в микросхеме; возможности увеличения размеров кристалла интегральной микросхемы и др., в том числе и схемотехнических.

Что касается геометрических размеров, то ограничением здесь являются, с одной стороны, характеристики элементов, с другой — возможности технологии и оборудования. Увеличению степени интеграции в первую очередь препятствует проблема отвода теплоты и тепловые связи между элементами в кристалле.

Ввиду того что для изготовления МДП-БИС требуется значительно меньшее число операций, чем для изготовления биполярных, площадь кристалла при одном и том же выходе годных для них значительно больше и размер активного МДП-элемента меньше размера активного биполярного элемента более чем на порядок. Степень интеграции БИС на МДП-структурах может быть значительно более высоких значений, чем на биполярных.

**Соединение элементов БИС.** Большое количество элементов, созданное на одном кристалле или на одной подложке, необходимо соединить между собой. Задача эта одна из наиболее сложных. Обычно соединение в БИС выполняют в виде многоуровневой системы. Первый уровень — это связи, объединяющие отдельные элементы в простейшие логические схемы: И — НЕ; ИЛИ — НЕ, триггер и т. д. Следующий уровень соединений — это объединение элементарных логических схем в регистры, счетчики, полусумматоры, дешифраторы и т. д. Следующий уровень соединений объеди-

няет устройства в узлы ЭВМ: устройство управления, сумматор, процессор обмена и т. д. Такая многоуровневая система соединений при создании БИС реализуется в виде многослойной системы проводников.

Выводы корпуса соединяются с выходами и входами общей функциональной схемы и с точками подведения питания. В таких схемах на одном кристалле не обязательно требуется иметь 100%-ный выход годных схем, так как при объединении элементарных схем в реализуемую систему неисправные схемы можно обойти. Используя различный рисунок межсоединений третьего уровня, можно на основе одной и той же базовой пластины получать устройства, реализующие различные функциональные подсистемы.

Другой способ заключается в построении сложных функциональных БИС из фиксированного числа компонентов, определяемых той функцией, которую необходимо реализовать. В этом случае топология межэлементных соединений является неизменной. В подобной БИС не всегда различимы отдельные схемные элементы, так что имеется возможность исключить первый уровень соединений, с помощью которого создаются элементарные функциональные схемы. Такой способ предназначен для изготовления узкоспециализированных БИС. В этом случае требуется 100%-ный выход годных компонентов, однако площадь используется более экономно.

В связи с тем что одним из ограничений сложности БИС является ограниченное число выводов корпуса, возникает задача максимального сокращения их числа за счет различных схемотехнических решений оптимального с этой точки зрения разбиения систем на БИС, соответственного выбора компонентов, элементарных логических схем и технологии.

**Элементы БИС.** Создание больших интегральных схем с числом компонентов на кристалле более 1000 требует выполнения следующих условий: площадь одного логического элемента должна быть не более  $(1-5) \cdot 10^3$  мкм<sup>2</sup>, рассеиваемая мощность — 100—500 мВт/бит (или на один элемент).

Для обеспечения экономической эффективности выпуска полупроводниковые БИС целесообразно проектировать на основе единого базового кристалла, содержащего однотипные логические элементы, из которых, изменяя топологию металлических соединений, можно получить БИС, выполняющие различные функции. Таким образом, при проектировании БИС необходимо обеспечить схемную однородность.

Однородность следует соблюдать и в структуре логических элементов, т. е. надо стремиться строить логические элементы из однородных элементов, так как при этом упрощается топология схемы и уменьшается площадь, занимаемая схемой на кристалле. Элементарная однородность достигается в БИС на МДП-транзисторах, где используется только один вид элементов. В большинстве логических схем на биполярных транзисторах используются диоды и резисторы. Для достижения элементной однородности этих схем необходимо

обеспечить приблизительно одинаковые площади, занимаемые различными элементами на кристалле.

Чтобы обеспечить схемную однородность БИС, в качестве базовых логических элементов следует использовать схемы, выполняющие функции И — НЕ, ИЛИ — НЕ либо комбинированные функции ИЛИ — НЕ — ИЛИ, И — ИЛИ — НЕ и др. Использование логических элементов, выполняющих комбинированные функции, упрощает проектирование и позволяет улучшить характеристики БИС.

По организационной структуре цифровые БИС можно разделить на БИС с регулярной и нерегулярной структурами.

БИС с регулярной структурой являются схемами широкого назначения или специальными и позволяют создавать однородные функциональные узлы: регистры сдвига, накопители на регистрах сдвига, постоянные и оперативные запоминающие устройства. С помощью процессоров, построенных на регулярных структурах, можно реализовать различные логические функции путем перекодирования содержащихся в них программных матриц, однако их универсальность достигается благодаря значительному увеличению числа компонентов.

Специализированные БИС создаются для реализации определенных функций на нерегулярных структурах.

**Конструктивно-технологические особенности создания БИС.** По конструктивно-технологическому признаку БИС можно разделить на два основных типа.

*Многокристалльные БИС, выполненные на пассивной подложке.* Этот тип соответствует гибридным ИМС. Кристаллы с ИМС монтируют на платы из изолирующего материала, предусматривая при этом определенный рисунок разводки.

*БИС, выполненные на кремниевой пластине.* В этом случае всю БИС выполняют на единой пластине кремния. БИС, изготовленные по данному методу, в свою очередь, также подразделяют на два типа. К первому типу относят микросхемы со 100%-ным использованием компонентов, ко второму — с избирательными межэлементными соединениями.

Уровень интеграции можно существенно повысить, используя гибридную технологию, которая обеспечивает гибкость нужных свойств БИС.

Наиболее перспективен метод «пластина — кристалл», когда на ситалловой или кремниевой пластине, защищенной слоем окисла, изготавливают пленочные монтажные соединения, с помощью которых методом «перевернутого кристалла» или на балочных выводах монтируются кристаллы интегральных микросхем второй степени интеграции или БИС. В этих конструкциях плотность расположения компонентов близка к плотности, получаемой в полупроводниковых БИС (рис. 12.33).

Такой тип конструкции позволяет использовать разнотипные кристаллы ИМС, допускает применение других элементов в составе гибридной интегральной микросхемы. Он перспективен для созда-

ния небольших партий интегральных микросхем частного применения.

Технология и организация производства специализированных БИС обеспечивает: а) выпуск практически неограниченной номенклатуры схем при небольших партиях; б) короткий срок разработки; в) низкую стоимость и высокую надежность схемы; г) высокие технические характеристики схемы.

Следует отметить, что контроль параметров схемы в процессе производства широкой номенклатуры БИС небольшими партиями

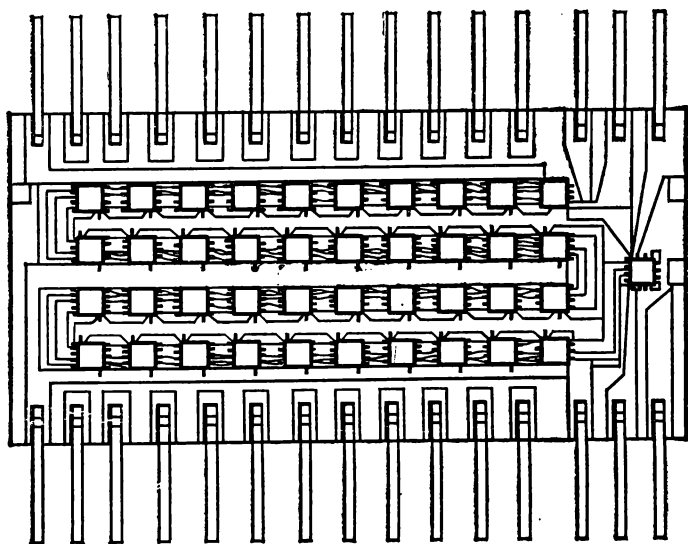


Рис. 12.33. Многокристалльная БИС

требует применения универсальной измерительной аппаратуры, управляемой ЭВМ.

Относительно выбора технологии для однокристалльных БИС существуют различные мнения. МДП-технология имеет ряд преимуществ, в частности:

1) обеспечивает более высокий процент выхода вследствие простоты технологического процесса по сравнению с технологией изготовления биполярных приборов;

2) благодаря малым размерам приборов достигается высокая плотность монтажа;

3) МДП-приборы характеризуются высоким импедансом, поэтому уровень сигналов в МДП-схемах выше, чем в биполярных, а это обуславливает большую помехозащищенность схем.

Наилучший результат по выходу годных БИС дает так называемая «дискреционная трассировка». По этому методу разработчик проектирует топологию схемы с 30%-ным запасом транзисторов к требуемому количеству. Когда подложка будет изготовлена, годных транзисторов для нормального выполнения своих функций бу-

дет достаточно и единственная проблема будет заключаться в нахождении дефектных транзисторов.

Годные транзисторы определить довольно просто, используя методы автоматических испытаний, при которых в вычислительную машину подается информация об их месторасположении на кристалле. Вычислительная машина использует эту информацию при проектировании фотошаблона для слоев металлизации, в результате каждая схема БИС имеет свою собственную разметку металлизации, что оказывается достаточно дорогостоящим по сравнению с другими методами.

Однокристалльные БИС дешевле гибридных при изготовлении в больших количествах. Благодаря этому преимуществу можно

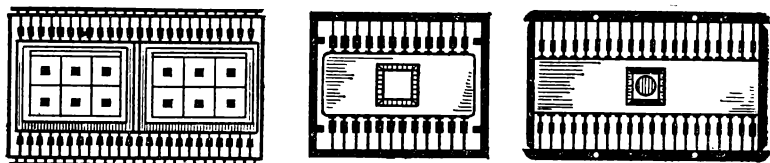


Рис. 12.34. Корпусы БИС

ожидать, что все стандартные БИС со временем будут однокристалльными.

На рис. 12.34 приведены корпуса БИС.

**Машинное проектирование.** Фактором, обеспечивающим сокращение времени и стоимости разработки БИС, является применение ЭВМ для конструирования.

Одна из задач машинного проектирования заключается в минимизации количества входных-выходных клемм с одновременным увеличением операционной сложности БИС. Для достаточной эффективности БИС в системах конструктивное решение должно обеспечивать высокое отношение количества вентилях к количеству выводов. С этой целью конструируемая система расчленяется таким образом, чтобы большую часть необходимых соединений можно было выполнить внутри самого кристалла. Методика конструирования БИС с помощью ЭВМ заключается в следующем. Имея в распоряжении логическую диаграмму схемы и библиотеку конструкций логических ячеек и других элементов в запоминающем устройстве ЭВМ, конструктор с помощью клавиатуры получает на экране электронно-лучевой трубки любую комбинацию вентилях, необходимую для выполнения логической диаграммы заказчика. С помощью специального приспособления (светового карандаша) на экране осуществляются необходимые изменения в топологии схемы и проверяется соответствие конструкции техническим условиям. Затем ЭВМ выполняет чертеж, необходимый для изготовления шаблонов.

ЭВМ используют не только в стадии разработки БИС, но и в технологическом процессе, в частности при изготовлении фотошаблонов.



Для облегчения межэлектродных соединений в БИС разработчик может пользоваться программами для монтажа, заложенными в вычислительное устройство. Комбинируя эти программы, разработчик на практике может добиться плотности упаковки схемы и конструкции, которые обеспечиваются существующей технологией. Конструкция схемы и межэлектродных соединений записывается на ленте, откуда она поступает на автоматическую установку, обеспечивающую получение различных шаблонов, необходимых при изготовлении кристаллов. В то время как инженер проектирует схему расположения кристалла, другая программа вычислительной машины разрабатывает программу испытания кристалла. Данная программа обеспечивает автоматическое испытание кристалла после его изготовления.

При использовании ЭВМ кристалл может быть спроектирован и фотошаблоны изготовлены в течение нескольких часов по сравнению с неделями и месяцами, которые требуются в случае применения неавтоматизированных или частично автоматизированных устройств. Благодаря данному методу можно значительно уменьшить установленную стоимость, затрачиваемую на изготовление кристалла, и сократить число кристаллов, которые должны быть изготовлены и использованы с целью экономической эффективности производства схемы.

**Устройства, выполняемые в виде БИС.** Существует два подхода к выбору БИС. В *первом случае* возможна замена ИМС малой и средней степени интеграции, размещенных на платах или в блоках ЭВМ, на БИС. При этом достигается заметное улучшение характеристик выбранной ЭВМ, но снижается степень универсальности и возрастает номенклатура БИС.

Во *втором случае* выбирают БИС с достаточно универсальными функциями: регистр общего назначения, умножитель, арифметико-логическое устройство, схема управления, схема приоритетного прерывания и др. Подобные комплекты БИС должны отвечать требованиям аппаратной и программной модульности, магистральной организации связей, принципу микропрограммного управления.

Единственное различие между логическими модулями БИС и обычными интегральными логическими схемами (первый вариант) заключается в количестве логических элементов в корпусе. Десять стандартных счетверенных двухходовых вентилях НЕ — И, НЕ — ИЛИ можно заменить одним кристаллом, имеющим 10 двухходовых логических вентилях.

Логические БИС являются завершенными функциональными цифровыми блоками, например декадные счетчики, накапливающие сумматоры и полные арифметические блоки.

Запоминающие устройства оказались наиболее пригодными для реализации в виде БИС. Во-первых, исходная матрица из  $x$  слов, содержащих в общей сложности  $y$  разрядов, может быть использована для выполнения функций различных устройств от сверхбыстродействующего буферного ЗУ до сдвигового регистра.

Второй важной особенностью ЗУ является регулярность запоми-

нающих ячеек. Это дает возможность использовать простейший двухслойный рисунок соединений, для выполнения которых требуется небольшая часть площади кремниевой пластины. Таким образом, удастся увеличить число схем, приходящихся на единицу площади пластины, и не допустить снижения выхода годных компонентов, неизбежного в том случае, когда конструкция требует более двух стадий обработки для получения рисунка соединений.

Для создания универсальных высокопроизводительных вычислительных систем наиболее перспективными следует считать программируемые вычислительные матрицы (ассоциативные логические матрицы, однородные структуры, функциональную память).

Специальные БИС для ЭВМ, выполняющие не логические функции, имеют очень широкую номенклатуру. К этим БИС можно отнести усилители записи и считывания различных ЗУ, преобразователи уровней, времязадающие схемы, схемы стабилизаторов напряжений, цифроаналоговые и аналого-цифровые преобразователи, операционные усилители, компараторы, схемы управления низкоомной или индуктивной нагрузкой, усилители индикации и пр. Для реализации усилительно-формирующих функций электронной промышленностью выпускается широкий ассортимент БИС, именующихся линейными.

**Микропроцессоры (МП).** Качественно новым этапом в развитии БИС явилось объединение в одном кристалле определенного набора функциональных блоков ЭВМ, в результате чего в пределах кристалла осуществляются все вычислительные операции, включая операции запоминания результата. К таким приборам относятся микропроцессорные БИС и микропроцессорные комплекты БИС.

Создание микропроцессоров (МП) можно считать наиболее существенным схемотехническим достижением, которое привело к пересмотру методов реализации логических функциональных систем.

МП представляет собой устройство, обеспечивающее выполнение законченной последовательности арифметических и логических операций, хранение и обмен информацией с внешними устройствами.

В общем случае микропроцессорная БИС позволяет выполнять следующие операции: прием закодированных инструкций; прием, обработку, хранение и вывод закодированной информации; ввод и вывод сигналов, управляющих работой микропроцессорной и других схем или характеризующих ее состояние. Таким образом, МП выполняет те же функции, что и процессоры цифровых вычислительных устройств, но отличается небольшим числом выполняемых команд (50—100) и разрядов (обычно 8 или 16).

МП находят применение в телеметрии, в управлении технологическими операциями, телефонными сетями, в преобразовании координат и масштабировании, в периферийном оборудовании вычислительных систем, при выполнении стандартных алгоритмов, подпрограмм, в оптических читающих автоматах, в медицинской электронике, торговых системах и т. д.

Первыми были изготовлены микропроцессоры на одной БИС, 4- и 8-разрядные на МОП-транзисторах с каналом  $p$ -типа. Они обладают невысоким быстродействием.

нием (тактовая частота 200—800 кГц, время выполнения команды 10—60 мкс). Микропроцессор, построенный на одной БИС, представляет собой вычислительное устройство, работающее по программе, занесенной в постоянную память схемы. Он заменяет десятки логических кристаллов ИМС средней степени интеграции.

На следующем этапе были разработаны микропроцессорные комплекты БИС. 8- и 16-разрядные на МДП-транзисторах с каналами  $n$ -типа. У этих МП время выполнения операций 2—8 мкс. Они осуществляют большее число команд, требуют меньше обслуживающих схем при работе в системе за счет размещения на кристалле МП буферных устройств.

Благодаря способности выполнять любую логическую функцию с помощью простейших изменений в математическом обеспечении и при наличии недорогих устройств памяти микропроцессор позволяет создавать компьютеры, ориентированные на экономически эффективное выполнение одной функции.

На следующем этапе были разработаны быстродействующие МП с нарастающей разрядностью. Повышение их производительности достигается путем совершенствования структуры и применения более быстродействующих логических элементов.

Современные МП изготавливают в виде БИС различной степени интеграции, причем собственно МП (операционное и управляющее устройство) могут располагаться на одном или нескольких кристаллах БИС. Для работы МП необходим ряд внешних устройств (постоянные ЗУ, устройства ввода-вывода и др.), которые также изготавливают в виде БИС. Таким образом, выпускаются комплекты микропроцессорных БИС, содержащие до 40 типов БИС. Состав комплекта определяется структурой МП и выбранной технологической и элементной базой.

## § 12.6. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

В связи с непрерывным усложнением функций радиоэлектронной аппаратуры наблюдается все большее возрастание сложности и размеров электронных аппаратов и, как следствие, рост электронных элементов. Однако развитие этого процесса не может быть бесконечным, на его пути встречаются все больше трудностей и ограничений.

Наметилось два основных подхода к дальнейшему развитию микроэлектроники:

1) *интегральный*, при котором каждый элемент схемы создается как дискретный элемент в полупроводниковом кристалле;

2) *функциональный*, при котором работа схемы осуществляется за счет использования функциональных свойств одного полупроводникового прибора.

Основным направлением первого подхода является создание БИС. В настоящее время уровень интеграции БИС превышает  $10^4$  компонентов и, судя по прогнозам, может достигнуть  $10^6$  компонентов на кристалл. Дальнейшее повышение уровня интеграции ограничивается не технологией изготовления ИМС, потенциальные возможности которой с внедрением электронно-лучевой фотолитографии, плазменного травления и ионной имплантации будут исчерпаны не скоро, а чисто физическими факторами.

Наиболее серьезное ограничение связано с отводом тепловой энергии, выделяемой микроструктурами. Вследствие этого лимитируется дальнейшее повышение уровня интеграции и надежности ИМС. Снижение мощности рассеяния микроструктур по мере увеличения степени интеграции за счет понижения подводимой энергии ограничено минимальной мощностью, необходимой для обеспечения работоспособности схемы.

Ограничивает уровень интеграции и рост электрического сопротивления проводников с уменьшением размеров микроструктур, а также явление электромиграции ионов в металле пленочных проводников при высоких плотностях тока, что обуславливает и снижение надежности.

Для обеспечения высокой надежности сложных радиоэлектронных систем, содержащих большое число БИС, необходимо многократное резервирование, которое, однако, приводит к увеличению числа компонентов.

Таким образом, перед интегральной электроникой, по существу, снова возникают те же проблемы, которые стимулировали в начале ее развитие: проблема «возрастающих количеств», организация соединений и повышение надежности.

Решение вопроса может быть получено при непосредственном использовании свойств твердого тела для выполнения функций системы. Устройства, построенные на основе этого принципа, называют функциональными приборами.

Пока преобладает развитие интегральной электроники. Однако полагают, что дальнейшее совершенствование интегральных схем пойдет по пути использования функциональных приборов.

Простейшими функциональными устройствами можно назвать пьезоэлектрические резонаторы, датчики Холла, приборы с отрицательным сопротивлением и др. Широкими функциональными возможностями обладают приборы, основанные на использовании объемных явлений в полупроводниковых приборах (диоды Ганна, приборы с зарядовой связью). В этих устройствах основная энергия рассеивается почти во всем объеме кристалла, поэтому проблемы теплоотвода в них менее серьезны, чем в классических приборах с  $p-n$ -переходами.

В радиоэлектронике разрабатывается несколько направлений, основанных на непосредственном использовании известных физических явлений и их взаимодействия, которые найдут применение в будущих функциональных системах. К таким направлениям относятся оптоэлектроника, акустоэлектроника, криогенная электроника, магнитоэлектроника, молекулярная электроника, теплоэлектроника.

**Функциональные приборы на четырехслойных структурах.** Наиболее характерным примером полупроводниковых функциональных приборов является четырехслойная структура типа  $p-n-p-n$ . Наличие на вольт-амперной характеристике трех участков — низкого сопротивления, высокого сопротивления и отрицательного сопротивления — дает возможность путем выбора соответствующих режимов и нагрузки создавать различные устройства для выполнения мно-

гих функций. Использование таких структур позволит значительно уменьшить количество элементов.

На рис. 12.35 показана структура 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, обеспечивающее постоянство тока  $I_0$ . От значения этого

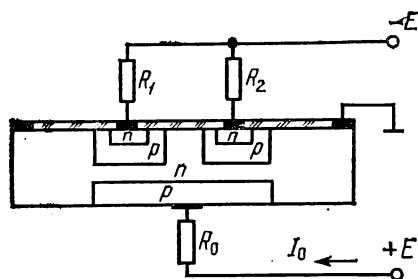


Рис. 12.35. Четырехстабильный токовый переключатель

тока и зависит состояние переключателя. Верхние  $p$ - и  $n$ -слои тиристоров разделены и подключены к отрицательному полюсу напряжения через различные по значению сопротивления. В результате верхние  $p$ - $n$ -переходы смещены в прямом направлении.

Управление переключателем осуществляется с помощью управляющего тока  $I_0$ . В зависи-

мости от значения этого тока может быть одно из четырех устойчивых состояний прибора.

*Первое устойчивое состояние* возможно, когда оба тиристора выключены и значение тока низкое.

*Второе устойчивое состояние* соответствует току  $I_0$ , при котором включается первый тиристор, имеющий большой коэффициент передачи. Для его включения требуется меньшее значение тока  $\alpha I_0$ , чем для включения второго тиристора.

*Третье устойчивое состояние* характерно для переключателя, если включены второй и первый тиристоры. Это происходит, когда значение тока  $I_0$  становится достаточным для включения второго тиристора. Однако в связи с тем, что сопротивление  $R_2 < R_1$  и ток через второй тиристор значительно больше, чем через первый, а ток  $I_0$  остается неизменным, то дырки, инжектированные в  $n$ -область из нижней  $p$ -области, перемещаются в правый тиристор. В результате весь ток переключается в правый тиристор, а левый — выключается.

*Четвертое устойчивое состояние* соответствует обоим включенным тиристорам. При этом на вход должен быть подан ток  $I_0$ , достаточный для их включения.

Четырехстабильный токовый переключатель может быть широко использован в различных цифровых устройствах.

**Функциональные приборы, в которых используется эффект накопления и задержки носителей.** Рассмотрим функциональную интегральную схему — линию задержки. Линию задержки применяют в радиолокации при решении задач, связанных с индикацией подвижных целей, интегрированием видеосигналов и подавлением помех. Кроме того, их можно использовать в устройствах накопле-

ния цифровых данных, а также для получения временных отметок и импульсного кодирования.

Принцип действия полупроводниковой линии задержки основан на задержке и накоплении носителей заряда вследствие конечного значения скорости дрейфа неосновных носителей.

На рис. 12.36 приведена схема одного из вариантов линии задержки, которая представляет собой часть высокоомной пластины кремния с временем жизни неосновных носителей заряда порядка 1000 мкс, с электропроводностью  $p$ -типа, с разнесенными омическими контактами, на которые подается напряжение  $E$ . Из эмиттера (области  $n$ -типа) неосновные носители заряда инжектируются в высокоомную  $p$ -область и дрейфуют под действием поля вдоль пластины к правому омическому контакту.

На высокоомный кремний нанесен слой электропроводящего материала (рис. 12.36). Так как проводящая пленка шунтирует находящийся под ней полупроводник, то на этом участке ток будет проходить по пленке, а не в полупроводнике.

Проходя по высокоомному слою, неосновные носители заряда вызывают увеличение проводимости материала, что ведет к увеличению напряжения на резисторе  $R$ . Когда же носители достигнут проводящего слоя, падение напряжения на резисторе  $R$  снизится до значения, соответствующего отсутствию модуляции проводимости (рис. 12.36). Это будет продолжаться, пока носители не пройдут проводящий слой. Когда носители заряда будут дрейфовать по оставшейся части высокоомного кремния, от проводящего слоя до омического контакта, на резисторе  $R$  будет опять повышенное напряжение.

Время, необходимое для того, чтобы носители заряда прошли расстояние  $\Delta x$ , можно определить из выражения

$$\Delta t = \frac{\Delta x l}{\mu U}.$$

Практически были получены линии с временем задержки 500 мкс и более.

На основе эффектов задержки и накопления построена работа еще одной функциональной схемы — электрически перестраиваемого полосового фильтра. Структура полупроводникового фильтра показана на рис. 12.37. 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 заряда. Однако через определен-

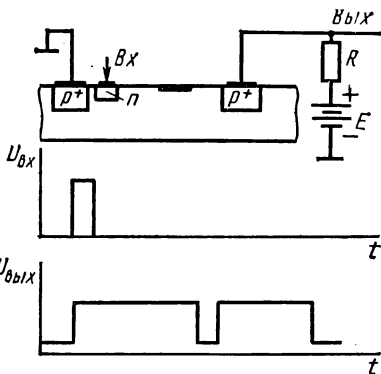


Рис. 12.36. Линия задержки

ные расстояния  $\Delta x$  на пластине устанавливаются зонды для их обнаружения. 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.

Так как скорость неосновных носителей заряда  $\mu E$ , то  $\lambda = \mu E / f$ , где  $f$  — частота инжектированного сигнала. Следовательно, максимальный сигнал на выходе будет при выполнении условия

$$\mu E = f \Delta x.$$

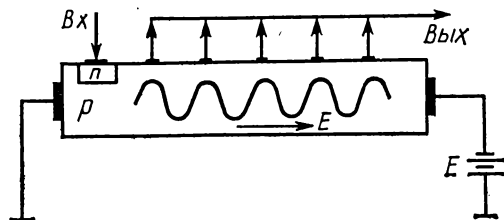


Рис. 12.37. Полосовой фильтр

Одним из характерных примеров функциональной схемы является трехслойная структура, выполняющая функции выпрямителя

постоянного тока (рис. 12.38). Выпрямитель выполнен в одном кристалле. 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.

При подведении к резистивному слою мощности переменного тока выделяемая при этом теплота передается через очень тонкий

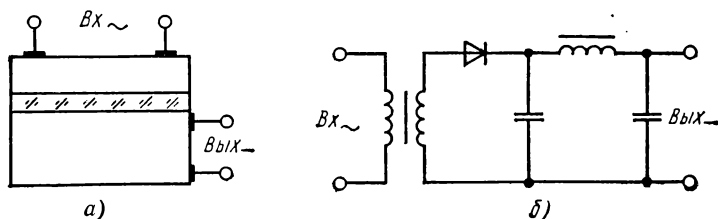


Рис. 12.38. Выпрямитель:  
а — структура; б — эквивалентная схема

изоляционный слой к термоэлектрическому слою. Верхняя граница этого слоя нагревается и в соответствии с эффектом Зеебека в нем развивается термо-э.д.с. 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. Таким образом, по выполняемым функциям этот прибор эквивалентен схеме, состоящей из пяти отдельных элементов: трансформатора, дросселя, диода и емкостей (рис. 12.38, б).

**Функциональные приборы на основе эффекта Холла.** В качестве примера рассмотрим функциональный прибор, позволяющий ана-

логовую входную функцию возводить в квадрат или более высокую степень.

Вариант устройства для реализации функции возведения в квадрат содержит пару элементов Холла, выполненных ортогонально друг другу (рис. 12.39). Один из них возбуждается источником питания постоянного тока и генерирует напряжение Холла в присутствии магнитного поля. Это напряжение вызывает прохождение тока через второй генератор Холла. Но он находится в этом же магнитном поле, поэтому его выходное напряжение пропорционально квадрату напряженности приложенного магнитного поля.

Функции более высоких порядков могут быть реализованы путем повторения этого процесса. Разработаны схемы, обеспечивающие возведение в третью степень при использовании выхода второго генератора Холла для наведения тока в третьем. Точность схем, возводящих в квадрат, составляет около 0,2%. Схемы, реализующие операцию возведения в третью степень, дают при тех же условиях такую же точность. Предполагают, что удовлетворительную точность можно обеспечить и для схем, реализующих возведение в степень более высоких порядков.

Применение тонкой стеклянной подложки позволяет сохранить малую ширину воздушного зазора в магнитной схеме и таким образом получать высокую чувствительность.

Нагрузочное сопротивление выбирают достаточно большим, чтобы снизить до минимума изменение сопротивления, обусловленное магнитострикционным взаимным влиянием элементов Холла.

Контакты с делителем напряжения используют, чтобы исключить несимметричность выходного напряжения, возникающую в том случае, если контакты смещены один относительно другого.

Для изготовления микросхем пластину монокристалла антимонида индия толщиной 6 мкм приклеивают к стеклянной подложке толщиной 1000 мкм. Затем производят вытравливание схемы генератора Холла в антимониде индия с помощью обычного метода фотолитографии.

**Молекулярная электроника.** Молекулярная электроника — это направление электроники, основанное на использовании отдельных молекул и их комплексов в качестве функциональных электронных компонентов и устройств. Данное направление непосредственно примыкает к бионике. В биологических системах процессы преобразования информации протекают, как правило, на молекулярном уровне, что обуславливает малые мощности рассеяния и очень высокий уровень миниатюризации. Собственно молекулярная электро-

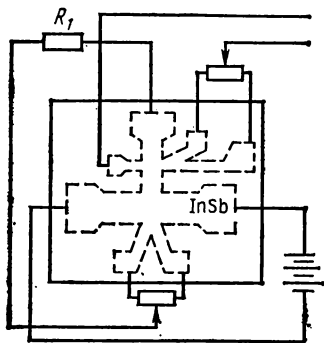


Рис. 12.39. Функциональный прибор на основе эффекта Холла



ника, по-видимому, может быть построена только на использовании сложных органических молекул.

Эффект выпрямления в молекулярном выпрямителе происходит на уровне молекулы, один конец которой (акцептор) легко захватывает электрон, а второй (донор) легко его отдает. В таком приборе электрический ток свободно протекает в одном направлении — от акцептора к донору. Создание реальной конструкции молекулярного выпрямителя осложняется необходимостью предотвращения возможного взаимодействия акцептора и донора (эквивалентного короткому замыканию цепи) и проблемой подсоединения выводов.

Работа молекулярного ЗУ основана на наличии или отсутствии в донорах и акцепторе двух избыточных электронов, что может быть использовано для отображения «1» или «0». Такие ЗУ обладают большим быстродействием, обусловленным тем, что время переключения определяется временем перемещения электронов вдоль молекулы. Теоретическое значение времени переключения составляет  $10^{-15}$  с. Реальное время будет, вероятно, ограничено импедансом внешней цепи.

На основе молекулярных полупроводников можно создавать логические схемы непосредственно на поверхности экранов соответствующих индикаторов, поскольку молекулярные проводники прозрачны.

Ведутся разработки, основанные на эффекте, получившем название «электромагнитный молекулярный резонанс». Эффект наблюдается в длинноцепочечных полимерах. Нарушение статической электронной плотности на одном конце молекулярной цепочки, возникающее в результате воздействия излучения ионного лазера, в течение  $10^{-15}$  с распространяется вдоль полимерной цепочки, достигает другого его конца и отражается. Вся молекулярная цепочка резонирует в диапазоне  $10^{13}$ — $10^{14}$  Гц.

Явление электромагнитного молекулярного резонанса может быть использовано для создания на различных молекулярных цепочках генераторов гармоник, параметрических усилителей, гетеродинных детекторов и других устройств.

## ГЛАВА 13

### НАДЕЖНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ И ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

#### § 13.1. НАДЕЖНОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРОВ

*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 вероят-

ность 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

$$\lambda = \frac{n}{(N-n)t}, \quad (13.1)$$

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  $\lambda = n/(Nt)$ .

Под вероятностью безотказной работы понимают 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:

$$P = \frac{(N-n)}{N}. \quad (13.2)$$

Интенсивность отказов и вероятность безотказной работы приборов связаны соотношением

$$P = \exp[-\lambda t] \quad \text{при} \quad \lambda = \text{const}. \quad (13.3)$$

Надежность приборов изменяется со временем. Интенсивность отказов в начальный период работы приборов несколько увеличивается, затем уменьшается и остается практически постоянной. В конце срока службы приборов  $\lambda$  резко возрастает. Типичная зависимость интенсивности отказов от времени показана на рис. 13.1. Увеличенная интенсивность отказов в начальный период работы приборов (интервал  $0-t_1$  на рис. 13.1) 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, изготавливаемым в условиях хорошо отлаженного производства с установившимися технологическими процессами. Увеличение интенсивности отказов, отраженное последним участком кривой, связано с наступлением периода износа приборов.

Для большинства типов полупроводниковых приборов не удалось установить наличие области износа, что объясняется очень большим сроком службы полупроводниковых приборов.

С целью исключения ранних отказов (в интервале времени  $0-t_1$ , рис. 13.1) приборы повышенной надежности подвергают специальной тренировке и различным видам дополнительных испытаний.

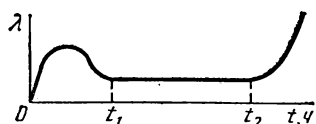


Рис. 13.1. Зависимость  $\lambda$  от  $t$

Отказы 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 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 происходит из-за постепенного ухудшения параметров, вызванного главным образом изменением состояния поверхности полупроводников. Попадание влаги или атмосферного воздуха на поверхность кристалла приводит к образованию проводящих мостиков на поверхности полупроводника и изменению скорости поверхностной рекомбинации, что вызывает увеличение обратного тока перехода, снижение коэффициента передачи  $\alpha$  и изменение других связанных с ними параметров. Поэтому планарные приборы, поверхность которых покрыта защитной оксидной 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  $I_{кб0}$  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 больше, чем надежность приборов при указанных испытаниях.

Надежность работы полупроводниковых приборов в аппаратуре в значительной степени определяется электрическими режима-

ми 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.

### § 13.2. НАДЕЖНОСТЬ МИКРОСХЕМ

Как упоминалось, микросхемы обеспечили значительное повышение надежности радиоэлектронной аппаратуры.

Необходимость безремонтной работы некоторых очень сложных радиоэлектронных систем налагает высокие требования на надежность используемых в них интегральных микросхем. Так, интенсивность отказов интегральных схем в системах, предназначенных для работы в глубоком космосе, должна равняться  $10^{-10}$  ч<sup>-1</sup>. Применение интегральных микросхем значительно повысило надежность аппаратуры за счет резкого сокращения числа элементов и соединений. Однако с увеличением сложности интегральных микросхем и переходом к БИС надежность интегральной микросхемы как целого прибора становится принципиально ниже, чем надежность более простого компонента. Накоплен значительный статистический материал по надежности различных типов ИМС в различных эксплуатационных условиях. Интенсивность отказов современных ИМС колеблется в пределах  $10^{-8}$ — $10^{-9}$  ч<sup>-1</sup>, приближаясь к уровню высоконадежных дискретных элементов. Для подтверждения значения интенсивности отказов  $1 \cdot 10^{-7}$  ч<sup>-1</sup> потребовалось бы 10 лет. Следовательно, обычные испытания на долговечность для приборов с такой высокой надежностью неприемлемы из-за большого срока испытаний. Если снизить время испытаний до обычных 1000 ч, то размер выборки возрастет приблизительно до 90 000 микросхем.

Поиски способов получения информации о надежности изделий за более короткие сроки связаны с ускоренными испытаниями. Этот вид испытаний, по-видимому, должен разрешить проблему.

Интенсивность отказов МДП и биполярных интегральных микросхем аналогичной сложности примерно одинакова. Отклонения в основном определяются условиями применения, испытаний и процесса контроля качества.

Значения интенсивности отказов для гибридных и тонкопленочных ИМС обычно ниже, чем для полупроводниковых.

Обеспечение надежности многокристалльных гибридных микросхем затрудняется наличием большого числа соединений между от-

дельными кристаллами, повреждения которых могут вызвать отказ схемы. С целью повышения надежности разработчики идут по пути усложнения схем, размещающихся на отдельных кристаллах, уменьшения числа кристаллов, а также числа соединительных перемычек за счет использования соединений, наносимых на керамическую подложку методом испарения в вакууме.

*Тонкопленочные схемы* с перевернутыми кристаллами обладают очень высокой надежностью. В этих схемах устранены все перемычки, за исключением идущих к выходным проводникам. Основной проблемой является соединение контакта кристалла с тонкопленочными проводниками.

*Совмещенные схемы*, на поверхность которых наносятся тонкие пленки, обладают наиболее высокой надежностью; интенсивность отказов таких схем аналогична интенсивности отказов полупроводниковых схем.

**Надежность БИС.** По мере возрастания интеграции увеличивается удельный вес отказов, связанных с дефектами металлизации, погрешностями диффузии и влиянием инородных частиц, что обусловлено уменьшением геометрических размеров элементов БИС.

Проблема повышения надежности БИС решается от проектирования до эксплуатации. На этапе проектирования закладываются облегченные режимы работы элементов, проводятся унификация, оптимизация схемных решений, проектирование БИС на ЭВМ.

На этапе производства обеспечиваются применение прогрессивных методов технологии, операционного и выходного контроля и отбраковочных испытаний, а также автоматизация производства и контроля. На этапе испытаний применяют более совершенные методы ускоренных и долгосрочных испытаний и анализа информации. На этапе эксплуатации основным фактором повышения надежности является правильное применение микросхем и организация периодической профилактики радиоэлектронной аппаратуры. Важнейшим средством обеспечения и повышения надежности на всех перечисленных этапах является изучение физики отказов.

Для подтверждения расчетной надежности потребовалось бы подвергать испытаниям недопустимо большое число БИС из рассматриваемой партии, на что пришлось бы затрачивать много времени. Так, чтобы подтвердить с 90%-ной доверительной вероятностью интенсивность отказов, равную  $0,001\%/10^3$  ч для интегральных микросхем в виде одиночного вентиля, необходимо, чтобы 10 000 таких деталей проработало без единого отказа в течение 31,5 мес. или при одном отказе 53 мес.

Поскольку в БИС ожидается меньшая интенсивность отказов в пересчете на один вентиль, указанные цифры должны возрасти. Если учесть быстроту, с которой изменяется сама технология интегральных микросхем, результаты такого анализа будут устаревать скорее, чем их удастся получить.

По существу для изготовления БИС используется та же последовательность технологических операций вплоть до операции разламывания пластины с ИМС на отдельные кристаллы. Вместо этой

последней операции в случае изготовления БИС следует реализация заданных логических функций путем нанесения двух дополнительных слоев металлизации. Таким образом, интенсивность отказов для БИС можно оценить, воспользовавшись данными, накопленными в ходе работы с ИМС, и уяснив эффекты, накладывающиеся в результате дополнительной технологической обработки, необходимой для получения БИС-прибора.

Данный метод требует определения интенсивности отказов для ИМС, которые по своим сложности и качеству сравнимы с элементами рассматриваемых БИС. Эта интенсивность отказов затем распределяется по видам отказов, которые ее вызывают. Механизмы отказов, обуславливающие каждый тип отказа, сводятся в группу, отвечающую той операции технологического процесса, где вводятся соответствующие источники отказов, причем для каждого из них определяются весовые коэффициенты, отражающие частоту данного типа отказа. Полученным таким образом частным интенсивностям отказов приписывают определенные весовые коэффициенты, позволяющие учесть различные между технологическими методами изготовления ИМС и БИС. В результате суммирования этих взвешенных частных интенсивностей отказов можно получить интенсивность отказов для БИС.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Совершенствование полупроводниковых приборов происходит так стремительно, что порой опережает самые смелые прогнозы в этой области. Особенно подвержена изменениям технология производства полупроводниковых приборов, где широко используются последние достижения науки и техники в таких областях, как электромагнетизм, термодинамика, электроакустика, квантовая механика и др.

Параметры полупроводниковых приборов в значительной степени определяют технико-экономические и эксплуатационные характеристики радиотехнических систем в целом. Именно поэтому установившееся понятие поколений РЭА в первую очередь связано с развитием элементной базы и физическими принципами ее построения.

Создание РЭА четвертого поколения идет в направлении широкого применения БИС и СБИС. Современный уровень развития элементной базы цифровой вычислительной техники определяется устойчивым выпуском БИС с интеграцией  $10^4$  транзисторов на кристалл, СБИС с интеграцией  $10^5$ — $10^6$  транзисторов на кристалл и сверхскоростных СИС, работающих на частоте 1 ГГц.

Наибольшее развитие в настоящее время получило производство микропроцессоров и СБИС памяти. Уже сейчас созданы 16-разрядные микропроцессоры, 32-разрядные однокристалльные микро-ЭВМ и СБИС памяти с информационной емкостью 1 Мбит. Это основная элементная база цифровых систем. Дополняют матричные БИС, разрабатываемые на основе базовых матричных кристаллов. Они предназначены для реализации на БИС нерегулярных устройств. Процент применяемости БИС в РЭА уже сейчас составляет до 70—80 от общего количества элементов.

Появление микропроцессоров почти не затронуло сферы аналоговой техники. Однако этот разрыв между аналоговыми и цифровыми системами в настоящее время преодолевается посредством создания однокристалльного цифрового процессора для обработки аналоговых сигналов. Его можно применять всюду, где используются аналоговые схемы. Запрограммировав или настроив на нужную область применения, его можно использовать вместо индуктивных катушек конденсаторов и операционных усилителей и даже для генерирования колебаний, модуляции, смещения сигналов, фильтрации кодирования и декодирования в реальном масштабе времени. Прибор может также распознавать и синтезировать речь, выполнять быстрое преобразование Фурье и спектральный анализ. К этой же категории можно отнести и однокристалльные микро-ЭВМ с встроенными аналого-цифровыми преобразователями.

Сверхскоростные БИС, работающие в гигагерцовом диапазоне частот, в настоящее время реализуются на арсениде галлия. Еще более высокое быстродействие может быть достигнуто в микросхемах на переходах Джозефсона. Они будут обладать непревзойденным производением мощности на время задержки, однако для устранения задержек в монтажных соединениях потребуется использовать микросхемы со сверхбольшой степенью интеграции. Кроме того, не менее сложным будет решение проблем монтажа и сборки в корпусе этих микросхем, работающих при температурах, близких к абсолютному нулю.

Особенно быстрое развитие ожидается в области функциональных приборов, в основе которых используются многообразные физические свойства, присущие полупроводникам. Развитие этого направления связано с использованием оптических и магнитооптических явлений, сверхпроводимости, электрохимических явлений в жидких и твердых электролитах и т. д.

Сущность этого направления заключается не в простом физическом воспроизведении классических схем, а в непосредственном выполнении электронным прибором требуемых функций.

Все более широко используются результаты исследования биологических систем. Направление, основанное на использовании некоторых закономерностей биологических систем, открывает возможность создания устройств большой сложности на основе только одного типа элементов и двух способов их соединения. Первым шагом в этом направлении является создание нескольких вариантов многослойных переключающих структур, являющихся простейшими моделями нейрона. По-видимому, только на уровне органических молекул может быть построена собственно молекулярная электроника, обеспечивающая требуемые для молекулярных элементов функциональные возможности. При этом потребуется разработка не только новой технологии, но и существенно новый подход к схемотехнике.



# **ПРИЛОЖЕНИЕ**

**Далее приведены характеристики некоторых полупроводниковых приборов**

## *Варисторы*

Тип прибора	Электрические характеристики							
	Классификационное напряжение, В	Амплитудно-импульсное напряжение, В	Коэффициент нелинейности	Допустимое отклонение от классификационного напряжения, %	Номинальная мощность рассеяния, Вт	Классификационный, мкА	Температурный коэффициент тока, %/град (при $-40 \div +100^\circ\text{C}$ )	Асимметрия классификационного тока, %
СН1-1	1500	2000	4,5—9					
	1300	1700		$\pm 10$				
	1200	1600						
	1000	1500	4—7,5	$\pm 20$	1	10	0,7	$\pm 10$
	820	1400						
	680	1300						
	560	1200	3,5—7					
	470	1000						
СН1-2-1	270	800						
	220	650						
	180	550						
	150	450	3,5		1	2	0,7	$\pm 10$
	120	360						
	100	300						
	82	250						
	68	210						
	56	180						
СН1-2-2	100	230						
	82	200	3,5		1	3	0,7	$\pm 10$
	68	170						
	56	150						
	47	120						
	39	110						
	33	95						
	27	90	30			3	0,7	$\pm 10$
	22	80						
	18	70						
	15	60						
СН1-8	20кВ	—	6	—	2	50	0,95	$\pm 20$
	25кВ	—						
СН1-10	15	—	3,5 при 22В	$\pm 10$	3	10	0,7 при $-40 \div +125^\circ\text{C}$	$\pm 6$
	18	—	3,2 при					
	22	—	= 15, 18В					
	27	—						
	33	—						
	39	—						
	47	—						

### Варисторы постоянные

Тип прибора	Электрические характеристики				
	Мощность рассеяния максимальная, Вт	Ток, мА	Напряжение, В	Допустимое отклонение, %	Температурный диапазон, °С
СН1-2-2	1	3	15 ÷ 100	$\pm 10$ $\pm 20$	—45 ÷ 100
ВР-2	—	1	220 270 330 390 470	$\pm 10$	—60 ÷ 85
ВР-3	—	1	10	+30 $\pm 10$	10 ÷ 55

### Варисторы переменные

Тип прибора	Электрические характеристики				
	Мощность рассеяния максимальная, Вт	Ток, мкА	Допустимое отклонение тока, %	Напряжение, кВ	Температурный диапазон, °С
СН1-14	3	50	$\pm 50$	7,5 8,5	—40 ÷ 60
СН1-16Б	2	20—60		5,4	—40 ÷ 70

## Электрические характеристики

Тип прибора	Номинальное сопротивление, кОм	Ряд	Допустимое отклонение от номинального сопротивления, %	Мощность рассеяния при максимальной температуре, мВт	Постоянная времени, с	Постоянная, К	Температурный коэффициент сопротивления при $t=20^{\circ}\text{C}$ , %	Мощность рассеяния минимальная, мВт
СТЗ-32	2,2 (между выводами 1 и 3 при $t=20^{\circ}\text{C}$ )	—	$\pm 20$	1,55 $\pm$ 20% в раб. точке с сопротивл. 200 Ом	0,6—0,7	3000 $\pm$ 10%	—	—
СТЗ-17	33—330 Ом при $t=20^{\circ}\text{C}$	Е6	$\pm 10$ $\pm 20$	0,2 при $t=20^{\circ}\text{C}$	30	2580 $\div$ 3420 для 33, 47 Ом	—3,0 $\div$ 4,0	0,8 при $t=20^{\circ}\text{C}$
						2660 $\div$ 3600 для 68, 100, 150 Ом	—3,1 $\div$ —4,2	—
						3250 $\div$ 3860 для 220, 330 Ом	—3,8 $\div$ —4,5	Вакуумирование с косвенным подогревом
СТ1-21	10 33 100	—	$\pm 20$	60 номин.	15...40	3600 3700 4100 $\pm$ 20%	—	—
ММТ-13	10 Ом $\div$ 2,2 кОм	Е6	$\pm 20$	0,3	—	2060 $\div$ 4300	—2,4 $\div$ —5,0	1,0
КМТ-12	100 Ом $\div$ 10 кОм	Е6	$\pm 30$	0,3 при $t=125^{\circ}\text{C}$	—	3600 $\div$ 7200	—4,2 $\div$ —8,4	1,3

Фоторезисторы

Тип прибора	Электрические характеристики					
	Рабочее напряжение, В	Световой ток, мкА	Темновой ток, мкА	Темновое сопротивление, МОм	Постоянная времени спада-ния светового тока, с	Постоянная времени нарастания светового тока, с
СФ2-1	15	500	1	15	0,04	0,09
СФ2-8	—	1000	1 при 20°C 5 при 70°C	100	0,03 при 20°C 50 при —60°C	0,025 при 20°C 0,05 при —60°C
СФ2-16	10	300—1000	3	100	0,04	0,1
СФ3-7А, Б	20	2000—7А	1—7А	500	0,02—7А	0,02—7А
ФСК-7Б	10	1200—7Б 800	0,01—7Б 100	0,1	0,008—7Б 0,2	0,008—7Б 0,2
						0,3÷0,7%/град (—60÷85°C) ±0,3 при 20÷70°C ±0,4 при 20÷60°C ±0,9 —0,9—7А —2,0—7Б 0,3÷—0,7

## ЛИТЕРАТУРА

1. Ш а л и м о в а К. В. Физика полупроводников.— М.: Высшая школа, 1977.
2. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем.— М.: Высшая школа, 1977.
3. П а с ы н к о в В. В. и др. Полупроводниковые приборы.— М.: Высшая школа, 1973.
4. Справочник по полупроводниковым приборам / Под ред. Н. Н. Г о р ю н о в а — М.: Высшая школа, 1982.
5. К р у т ь к о в а М. Г. и др. Полупроводниковые приборы и основа их производства.— М.: Высшая школа, 1983.
6. О в е ч к и н Ю. А. Микроэлектроника.— М.: Высшая школа, 1982.

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ ОСНОВНЫХ  
ФИЗИЧЕСКИХ ВЕЛИЧИН,  
ПРИНЯТЫЕ В КНИГЕ

- $B$  — температурная чувствительность терморезистора  
 $D_{n(p)}$  — коэффициент диффузии электронов (дырок)  
 $d_{p-n}$  — ширина  $p$ - $n$ -перехода  
 $E$  — напряженность электрического поля  
 $I$  — электрический ток  
 $I_{\text{пр(обр)}}$  — прямой (обратный) ток диода  
 $I_{\text{ко}}$  — неуправляемый ток коллектора транзистора  
 $I_{\text{вкл(выкл)}}$  — ток включения (выключения) тиристора  
 $j$  — плотность тока  
 $j_{n(p)}$  — плотность электронного (дырочного) тока  
 $k$  — постоянная Больцмана  
 $K$  — холодильный коэффициент термоэлектрической батареи; интегральная чувствительность фотоэлемента, фотодиода, фототранзистора; коэффициент передачи датчика Холла  
 $k_{\text{выпр}}$  — коэффициент выпрямления диода  
 $L_{n(p)}$  — диффузионная длина пробега электронов (дырок)  
 $L_D$  — длина экранирования Дебая  
 $L$  — отопительный коэффициент термоэлектрической батареи  
 $m$  — масса изолированного электрона  
 $m'$  — эффективная масса электрона проводимости в кристалле  
 $n$  — концентрация свободных электронов  
 $N_{\text{д(а)}}$  — концентрация донорной (акцепторной) примеси  
 $P$  — вероятность безотказной работы полупроводниковых приборов, электрическая мощность  
 $P_{\text{мах}}$  — максимально допустимая мощность диода  
 $P$  — концентрация свободных дырок  
 $Q$  — электрический заряд  
 $\hbar$  — постоянная Планка  
 $R_x$  — постоянная Холла  
 $R_{i(0)}$  — динамическое (статическое) сопротивление диода  
 $C$  — электрическая емкость  
 $C_{\text{д}}$  — емкость диода  
 $C_{\text{ном}}$  — номинальная емкость варикапа лавинно-пролетного диода  
 $S_{\text{т}}$  — крутизна проходной характеристики полевого транзистора  
 $T$  — температура  
 $U$  — электрическое напряжение  
 $v_{n(p)}$  — средняя скорость электронов (дырок)  
 $U_{\text{ст}}$  — напряжение стабилизатора  
 $U_0$  — пороговое напряжение полевого транзистора  
 $f_{\text{пр}}$  — предельная частота диода  
 $f_{\alpha \text{мах}}$  — граничная (максимальная) частота транзистора  
 $W$  — собственное значение энергии электрона  
 $W_{\text{в}}$  — энергия потолка валентной зоны  
 $W_{\text{с}}$  — энергия дна зоны проводимости  
 $W_F$  — уровень Ферми  
 $\Delta W$  — ширина запрещенной зоны  
 $\alpha$  — коэффициент прямой передачи тока транзистора в схеме с общей базой; удельная термо-э. д. с. термоэлемента  
 $\beta$  — коэффициент прямой передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером  
 $\gamma$  — чувствительность датчика Холла

$\lambda$  — интенсивность отказов полупроводниковых приборов, длина волны  
 $\eta$  — к. п. д. термоэлемента; датчик Холла  
 $\mu_{n(p)}$  — подвижность электронов (дырок)  
 $\rho$  — удельное сопротивление  
 $\sigma$  — удельная проводимость  
 $\varepsilon_0$  — абсолютная диэлектрическая проницаемость вакуума  
 $\varepsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость кристалла  
 $\tau_{\text{вкл(выкл)}}$  — время включения (выключения) тиристора  
 $\tau_{\text{уст(вос)}}$  — время установления (восстановления) диода  
 $\tau_{n(p)}$  — среднее время жизни неравновесных электронов (дырок)  
 $\Phi_{\text{м(п)}}$  — работа выхода из металла (полупроводника)

## ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Акцептор 14

База полупроводникового прибора 31

Барьер Шоттки 29

Батарея термоэлектрическая 149

Болометр полупроводниковый 164

Варикап 50

Варистор 142

Видеодетектор 43

Время жизни носителей заряда 10

Генератор Ганна 67

— термоэлектрический 146

Генерация носителей заряда 10

— — — световая 198

Градиент концентрации 16

Датчик Холла 210

Динистор 124

Диод выпрямительный 37

— высокочастотный 41

— Ганна 64

— детекторный СВЧ 41

— импульсный 38

— интегральный 240

— лавинно-пролетный 58

— обращенный 57

— переключательный 45

— плоскостной 30

— полупроводниковый 30

— с барьером Шоттки 32

— смесительный СВЧ 44

— точечный 30

— туннельный 52

Диск Корбино 218

Диффузия носителей заряда 16

Длина диффузионная 23

— экранирования 27

Донор 13

Дрейф носителей заряда 16

Дырка проводимости 10

Емкость барьерная  $p$ - $n$ -перехода 25

— диффузионная 22

— зарядная  $p$ - $n$ -перехода 25

Затвор полевого транзистора 136

Зона валентная 9

— запрещенная 9

— проводимости 9

— энергетическая 9

Индуктивность интегральная 246

Инжекция неосновных носителей заряда 22

Интенсивность отказов 285

Ионизация ударная 25

Исток полевого транзистора 136

Канал в полевом транзисторе 136

Коллектор 68

Конденсатор диффузионный 245

— МДП 250

— толстополеночный 267

— тонкополеночный 261

Контакт металл—полупроводник 26

Концентрация носителей заряда неравновесная 23

— — — собственная 9

Коэффициент выпрямления 37

— диффузии электронов (дырок) 16

— умножения носителей заряда 117

— отопительный 152

— передачи тока базы транзистора статический 78

— передачи тока эмиттера транзистора статический 71

— Пельтье 150

— переноса 71

— Холла 210

— холодильный 152

— Шума 101

Крутизна характеристики полевого транзистора 141

Магнитодиод 220

Магниторезистор 216

Масса эффективная носителя заряда 9

МДП-транзистор 137, 250

— с индуцированным каналом 137

— с встроенным каналом 137

МДП-конденсатор 250

Микросхема интегральная 231

— — — большая 270



— — совмещенная 269  
— — гибридная 254  
— — полупроводниковая 234  
— — толстопленочная 264  
— на приборах с зарядовой связью 252  
Микропроцессоры 277  
Микроэлектроника 231  
Молекулярная электроника 283

Надежность полупроводниковых приборов (микросхем) 284

Направление для  $p$ - $n$ -перехода прямое 21

— — — обратное 20

Наращивание эпитаксиальное 31

Оптрон полупроводниковый 202

Отказ катастрофический 286

— постепенный 286

Переход Шоттки 26

— коллекторный 69

— электронно-дырочный 17

— эмиттерный 68

— эпитаксиальный 31

Прибор полупроводниковый с зарядовой связью 252

— — — излучающий 198

— функциональный 279

Подвижность носителей зарядов 11

Позистор 161

Полупроводник вырожденный 52

— примесный 12

— собственный 8

—  $n$ -типа 13

—  $p$ -типа 14

Прибор термоэлектрический полупроводниковый 146

Пробой диода 34

— — — тепловой 36

—  $p$ - $n$ -перехода 25

— — — лавинный 25

— — — туннельный 25

— транзистора 109

— — — вторичный 109

— — — лавинный 109

Проводимость полупроводника удельная 11

Работа выхода электронов 26

Разность потенциалов контактная 18

Режим работы транзистора насыщения 90

— — — — — отсечки 90

Резистор диффузионный 242

— — — тонкопленочный 259

— — — толстопленочный 266

Рекомбинация носителей заряда 10

— — — излучательная 198

Светодиод полупроводниковый 198

Слой запирающий 19

— — — обедненный 18

Сопротивление базы транзистора 74

— — — коллектора 83

— — — эмиттера 83

Стабилитрон 49

Степень интеграции 233

Сток полевого транзистора 136

Схема транзистора эквивалентная физическая 83

Тензодиод полупроводниковый 226

Тензорезистор полупроводниковый 224

Тензотристор полупроводниковый 230

Тензотранзистор полупроводниковый 228

Терморезистор 155

— — — косвенного подогрева 162

— — — прямого подогрева 155

Тиристор 124

— — — двухэлектродный 125

— — — трехэлектродный 124

— — — симметричный 132

Топология интегральной микросхемы 236

Ток насыщения 80

— — — диффузионный 16

— — — дрейфовый 16

— — — коллектора обратный 69

— — — эмиттера обратный 77

Транзистор биполярный 68

— — — дрейфовый 97

— — — диффузионный 97

— — — интегральный 238

— — — планарный 98

— — — эпитаксиальный 99

— — — лавинный 117

— — — однопереходный 121

— — — полевой 136

— — — с изолированным затвором 137

— — — с индуцированным каналом 137

— — — со встроенным каналом 137

— — — с управляемым  $p$ - $n$ -переходом 136

Триак 132

Тринистор 124

Уровень энергетический Ферми 12

— — — примесный 14

Фотодиод 181

Фоторезистор 166

Фототристор 194

Фототранзистор 188

Фотоэлемент полупроводниковый 173

Холодильник полупроводниковый 153

Частота генерации транзистора максимальная 89

— коэффициента передачи тока базы  
    предельная 88  
— — — — — граничная 100  
— — — — — эмиттера 88

**Ширина запрещенной зоны 9**

**Электроника молекулярная 283**

— функциональная 278

**Элементы оптоэлектроники 166**

**Эмиттер 31, 68**

**Эффект Ганна 64**

— Гаусса 216

— Зеебека 146

— магниторезистивный 216

— Пельтье 150

— тензорезистивный 224

— фоторезистивный 166

— Холла 210

**Эффективность коллектора 71**

— эмиттера 70

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие . . . . .	3
Введение . . . . .	4
Глава 1. Полупроводники и их физические свойства . . . . .	8
§ 1.1. Собственный полупроводник . . . . .	8
§ 1.2. Примесный полупроводник . . . . .	12
§ 1.3. Диффузионный ток в полупроводниках . . . . .	16
Глава 2. Электронно-дырочный переход . . . . .	17
§ 2.1. Вольт-амперная характеристика электронно-дырочного пере- хода . . . . .	17
§ 2.2. Инжекция неосновных носителей заряда. Диффузионная емкость . . . . .	22
§ 2.3. Зарядная емкость $p$ - $n$ -перехода . . . . .	25
§ 2.4. Пробой $p$ - $n$ -перехода . . . . .	25
§ 2.5. Контакт металл—полупроводник. Переход Шоттки . . . . .	26
Глава 3. Полупроводниковые диоды . . . . .	30
§ 3.1. Устройство полупроводниковых диодов . . . . .	30
§ 3.2. Основные характеристики и параметры диодов . . . . .	33
§ 3.3. Выпрямительные диоды . . . . .	37
§ 3.4. Импульсные диоды . . . . .	38
§ 3.5. Высокочастотные диоды . . . . .	41
§ 3.6. Детекторные СВЧ-диоды . . . . .	41
§ 3.7. Смесительные СВЧ-диоды . . . . .	44
§ 3.8. Переключательные СВЧ-диоды . . . . .	45
§ 3.9. Стабилитроны . . . . .	49
§ 3.10. Варикапы . . . . .	50
§ 3.11. Туннельные диоды . . . . .	52
§ 3.12. Обращенные диоды . . . . .	57
§ 3.13. Лавинно-пролетные диоды . . . . .	58
§ 3.14. Диоды Ганна . . . . .	64
Глава 4. Биполярные транзисторы . . . . .	68
§ 4.1. Устройство и принцип действия биполярных транзисторов . . . . .	68
§ 4.2. Схемы включения транзисторов . . . . .	71
§ 4.3. Статические характеристики транзисторов . . . . .	73
§ 4.4. Рабочий режим транзисторов . . . . .	79
§ 4.5. Эквивалентные схемы транзисторов . . . . .	82
§ 4.6. Частотные свойства транзисторов . . . . .	86
§ 4.7. Импульсные свойства транзисторов . . . . .	89
§ 4.8. Параметры предельных режимов работы транзистора и влияние температуры на его параметры . . . . .	93
§ 4.9. Основные типы транзисторов . . . . .	96
§ 4.10. Высокочастотные и сверхвысокочастотные транзисторы . . . . .	100
§ 4.11. Высоковольтные транзисторы . . . . .	105
§ 4.12. Мощные транзисторы . . . . .	108
§ 4.13. Лавинные транзисторы . . . . .	117
§ 4.14. Однопереходные транзисторы . . . . .	121
Глава 5. Тиристоры . . . . .	124
§ 5.1. Принцип работы тиристора . . . . .	124
§ 5.2. Параметры тиристоры . . . . .	129

§ 5.3. Конструирование и изготовление тиристоров . . . . .	130
§ 5.4. Симметричный триодный тиристор . . . . .	132
Глава 6. Полевые транзисторы . . . . .	136
§ 6.1. Принцип действия полевого транзистора . . . . .	136
§ 6.2. Эквивалентная схема, параметры и характеристики полевых транзисторов . . . . .	139
§ 6.3. Конструкции полевых транзисторов . . . . .	141
Глава 7. Варисторы . . . . .	142
Глава 8. Термоэлектрические полупроводниковые приборы . . . . .	146
§ 8.1. Термоэлектродгенераторы . . . . .	146
§ 8.2. Термоэлектрические батареи . . . . .	149
§ 8.3. Терморезисторы . . . . .	155
§ 8.4. Полупроводниковые болометры . . . . .	164
Глава 9. Элементы оптоэлектроники . . . . .	166
§ 9.1. Полупроводниковые фотоэлектрические приемники излучения. Фоторезисторы . . . . .	166
§ 9.2. Фотогальванические приемники излучения . . . . .	173
§ 9.3. Фотодиоды . . . . .	181
§ 9.4. Фототранзисторы . . . . .	188
§ 9.5. Фототиристоры . . . . .	194
§ 9.6. Светоизлучающие диоды . . . . .	198
§ 9.7. Оптроны . . . . .	202
Глава 10. Магнитоэлектрические полупроводниковые приборы . . . . .	210
§ 10.1. Датчики Холла . . . . .	210
§ 10.2. Магниторезисторы . . . . .	216
§ 10.3. Магнитодиоды . . . . .	220
Глава 11. Полупроводниковые тензометры . . . . .	224
§ 11.1. Тензорезисторы . . . . .	224
§ 11.2. Тензодиоды . . . . .	226
§ 11.3. Тензотранзисторы . . . . .	228
§ 11.4. Тензотиристоры . . . . .	230
Глава 12. Интегральные микросхемы . . . . .	231
§ 12.1. Общие сведения . . . . .	231
§ 12.2. Полупроводниковые интегральные микросхемы . . . . .	234
§ 12.3. Гибридные интегральные микросхемы . . . . .	254
§ 12.4. Совмещенные интегральные микросхемы . . . . .	269
§ 12.5. Большие интегральные микросхемы . . . . .	270
§ 12.6. Функциональная электроника . . . . .	278
Глава 13. Надежность полупроводниковых приборов и интегральных микросхем . . . . .	284
§ 13.1. Надежность полупроводниковых приборов . . . . .	284
§ 13.2. Надежность микросхем . . . . .	287
Заключение . . . . .	290
Приложение . . . . .	292
Литература . . . . .	296
Условные обозначения основных физических величин, принятые в книге	297
Предметный указатель . . . . .	299

*Учебное издание*

**Юрий Алексеевич Овечкин**

## **ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ**

Зав. редакцией Л. А. Романова. Редактор И. Г. Волкова. Младший редактор И. А. Титова. Художник В. М. Боровков. Художественный редактор Т. М. Скворцова. Технический редактор Е. И. Герасимова. Корректор Р. К. Косинова

ИБ № 5414

Изд. № ЭР-410. Сдано в набор 19.12.85. Подп. в печать 12.06.86. Т—13943. Формат 60×90<sup>1</sup>/<sub>16</sub>. Бум. кн.-журн. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 19 усл. печ. л. 19,5 усл. кр.-отт. 20,24 уч. изд. л. Тираж 40 000 экз. Заказ № 2056. Цена 65 коп. Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции и ордена Трудового Красного Знамени МПО «Первая Образцовая типография» имени А. А. Жданова Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 113054, Москва, Валовая, 28

65 коп.