

Б.С. Колосницын П.П. Стешенко В.В. Шульгов

# **Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы**

**Допущено Министерством образования  
Республики Беларусь  
в качестве учебного пособия  
для учащихся профессионально-технических  
учебных заведений  
приборостроения, электротехники и электроники**

Минск  
«Амалфея»  
2002

УДК 621.38(075)

ББК 32.844.1я7

К 61

Рецензенты: В.А. Сычик, д-р техн. н., профессор БГПА,  
В.В. Баранов, д-р техн. н., профессор БГУИР

**Колосницын Б.С. и др.**

**К 61 Полупроводниковые приборы и интегральные микросхе-  
мы:** Учеб. пособие/Б.С. Колосницын, П.П. Стещенко,  
В.В. Шульгов. – Мн.: Амалфея, 2001. – 272 с.

ISBN 985-441-210-5.

Учебное пособие написано в соответствии с учебной программой курса «Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы».

Рассматриваются основы физики полупроводников, принципы действия и особенности полупроводниковых приборов, общие вопросы терминологии ИМС. Дано описание материалов, из которых изготовлены элементы микросхем и конструкций транзисторов.

Для учащихся ПТУ приборостроения, электротехники и электроники.

УДК 621.38(075)

ББК 32.844.1я7

ISBN 985-441-210-5

© Кол. авторов, 2002

© Оформление.

ООО «Амалфея», 2002

# ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие написано в соответствии с программой курса «Полупроводниковые приборы и интегральные микросхемы» для учащихся высших и средних ПТУ радиоэлектронного профиля.

Учитывая недостаточность математической подготовки, полученной учащимися в средней школе, авторы стремились избежать сложных и громоздких промежуточных математических выводов. В ряде случаев приводятся только окончательные формулы, основное же внимание уделяется подробному разъяснению физических особенностей рассматриваемых явлений.

Пособие состоит из восьми глав, названия которых соответствуют разделам учебной программы.

В главе 1 излагаются основы физики полупроводников. Работа большинства полупроводниковых приборов и ИМС опирается на свойства  $p-n$ -перехода. Учитывая это, авторы в главе 2 сосредоточили усилия на описании физики работы и теории  $p-n$ -перехода.

В главах 3 – 6 рассмотрены принципы действия, конструктивные и технологические особенности различных полупроводниковых приборов.

Учитывая широкие перспективы применения таких приборов, как диоды Шоттки, авторы уделили значительное внимание описанию принципов их работы, а также конструктивным и технологическим особенностям.

Традиционно рассматривается физика работы бездрейфового биполярного транзистора, но вместе с тем отмечаются важнейшие особенности работы транзисторов, имеющих встроенное электрическое поле в базе.

При анализе работы полевых транзисторов в главу 5 введен подраздел, в котором объясняется физика работы короткоканальных транзисторов. Рассмотрены эффекты, приводящие к изменению важнейших электрических параметров полевых транзисторов и к их временной нестабильности.

В настоящее время быстро возрастает функциональная сложность радиоэлектронной аппаратуры, реализация которой предполагает новую элементную базу, — интегральные микросхемы (ИМС). Принцип построения интегральной микросхемы — это создание в одном полупроводниковом кристалле на основе физических, схемотехнических и конструкторско-технологических методов десятков и сотен тысяч элементов. Такая конструкция радиоэлектронного устройства обладает малыми габаритами, массой, стоимостью и рассеиваемой мощностью.

Интегральная микросхема включает целый ряд активных и пассивных элементов: транзисторы, диоды, резисторы, конденсаторы, металлизация, подложка.

В предлагаемой книге рассматриваются конструкции элементов интегральных схем и их связь с параметрами.

В главе 7 рассматриваются общие вопросы терминологии, классификации ИМС, их конструкции.

Глава 8 содержит описание материалов, из которых изготовлены элементы толстопленочных и тонкопленочных интегральных микросхем, а также конструкций полупроводниковых биполярных и МДП транзисторов, методы их изоляции.

Авторы стремились излагать материал доступно, с учетом знаний по физике, химии и математике, полученных учащимися в средней школе.

Главы 2, 4, 5 и параграфы 3.1 — 3.8 главы 3 написаны Колосницыным Б.С., главы 1, 8 и параграфы 7.1, 7.2, 7.4 главы 7 — Стешенко П.П., параграф 3.9 главы 3, глава 6 и параграф 7.3 главы 7 — Шульговым В.В.

# Глава 1. Основы физики полупроводников

## 1.1. Классификация твердых тел в соответствии с зонной теорией

Изучением электрофизических свойств твердых тел установлено, что в атоме любого вещества орбиты электронов группируются в электронные оболочки. Электроны, вращающиеся вокруг ядра, стремятся занять оболочки, расположенные наиболее близко к ядру, так как в равновесном состоянии суммарная энергия всех электронов должна быть минимальной. Таким образом, вокруг ядра образуется плотная «упаковка» из электронов, причем электроны внешних оболочек связаны с атомным ядром значительно слабее, чем электроны, которые находятся на внутренних оболочках.

При получении дополнительной энергии (например, при повышении температуры, освещении, приложении электрического поля и т.д.) электроны внешней оболочки теряют жесткую связь с определенным атомом и начинают свободно перемещаться в объеме. Такие электроны называются *свободными носителями заряда*. Свободная зона, на уровнях которой при возбуждении могут находиться электроны, называется зоной *проводимости*. Зона, ближайшая к зоне проводимости, называется *валентной*. При изменении температуры происходит обмен носителями зарядов между валентной зоной и зоной проводимости. Все существенные процессы в полупроводниковых приборах можно изучить, рассматривая только две соседние зоны: валентную и зону проводимости.

Твердые тела делятся на металлы, полупроводники и диэлектрики в зависимости от их зонной структуры. Зонная структура различных твердых тел представлена на рис. 1.1. У металлов валентные электроны легко переходят на уровни зоны проводимости и все валентные электроны участвуют в создании тока, поэтому валентная зона и зона проводимости перекрываются (рис. 1.1, а).

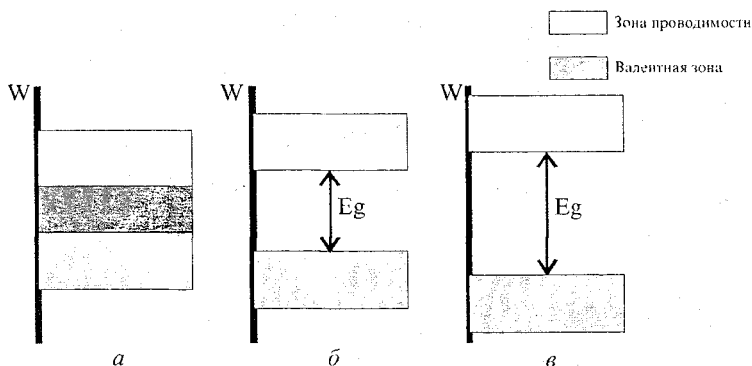


Рис. 1.1

Свободные носители заряда могут появиться также и в полупроводниках, но этот процесс отличается от процесса появления свободных электронов в металле, что объясняется различиями кристаллической решетки металла и полупроводника.

В кристаллической решетке полупроводников и металлов атомы располагаются с периодической повторяемостью. Кристаллы металла и полупроводника имеют различную физическую природу сил, удерживающих атомы в узлах кристаллической решетки. В металлах электроны принадлежат не отдельным атомам, а всему кристаллу. Это приводит к ослаблению связи между электронами и атомами, поэтому валентные электроны на внешних энергетических уровнях при небольшом увеличении энергии становятся свободными. В полупроводниках образуются так называемые ковалентные связи, когда соседние атомы имеют общие электроны, вращающиеся вокруг обоих ядер.

При температуре, равной абсолютному нулю, атомы кристаллической решетки полупроводника находятся в состоянии относительного покоя. С возрастанием температуры начинаются тепловые колебания атомов решетки и в результате появляются свободные электроны, получившие дополнительную тепловую энергию, достаточную для разрыва ковалентных связей. При этом отдельные электроны могут покинуть ковалентные связи и превратиться в свободные носители заряда. Следовательно, для пере-

вода электрона в свободное состояние необходимо сообщить ему дополнительное количество энергии, которое обозначим  $E_g$ . Электроны, получившие дополнительную энергию, меньшую  $E_g$ , не могут перейти в зону проводимости и остаются в валентной зоне.

Аналогичные процессы протекают в диэлектрике. Различие между полупроводниками и диэлектриками состоит только в том, что величина дополнительной энергии  $E_g$ , необходимая для перевода электрона из валентной зоны в зону проводимости, у диэлектрика значительно больше, чем у полупроводника.

В зонной структуре полупроводника и диэлектрика между валентной зоной и зоной проводимости для полупроводника (рис. 1.1, б) и диэлектрика (рис. 1.1, в) появляется запрещенная зона  $E_g$ . В качестве условного предела разделения веществ на диэлектрики и полупроводники принимают ширину запрещенной зоны 2 эВ. Ширина запрещенной зоны у диэлектриков настолько велика, что даже при значительных температурах количество электронов, попавших в зону проводимости, оказывается ничтожным.

Качественное отличие полупроводников и диэлектриков от металла состоит в том, что у них при нулевой температуре зона проводимости пуста и проводимость отсутствует. У металлов в результате взаимного перекрытия валентной зоны и зоны проводимости находится значительное количество электронов и, следовательно, имеет место проводимость.

Для пояснения структуры энергетических зон и энергетических процессов, протекающих в различных твердых телах, удобно использовать энергетические одномерные диаграммы (рис. 1.2). По вертикальной оси в таких диаграммах откладываются значения энергии электрона, отсчитываемые от уровня, принятого за нуль. По горизонтальной оси откладывается координата  $X$  кристалла твердого тела. При отсутствии в кристалле внешнего электрического поля энергия электронов не зависит от координаты  $X$  и уровни энергии будут одинаковы на всем протяжении оси  $X$ .

На рис. 1.2 представлены энергетические зоны для полупроводника при отсутствии электрического поля:  $E_c$  — нижний уро-

вень (дно) зоны проводимости,  $E_v$  – верхний уровень (потолок) валентной зоны. Ширина запрещенной зоны равна

$$E_g = E_c - E_v. \quad (1.1)$$

## 1.2. Электроны и дырки в кристаллической решетке полупроводника. Основные и неосновные носители

Как отмечалось выше, при сообщении кристаллической решетке полупроводника дополнительной энергии отдельные электроны покидают валентные связи и превращаются в свободные носители заряда. Переход электронов в зону проводимости приводит к нарушению электрической нейтральности атома. В результате появляется нескомпенсированный положительный заряд ядра, равный по абсолютной величине заряду электрона. Такой положительный заряд называется дыркой.

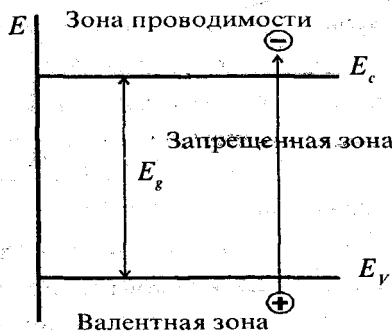


Рис. 1.2

На энергетической диаграмме (рис. 1.2) стрелкой условно обозначен переход электрона из валентной зоны в зону проводимости. Появление электронов в зоне проводимости означает, что полупроводник становится электропроводящим. Эта электропроводность является следствием нарушения валентных связей в кристалле полупроводника и называется собственной электропроводностью (проводимостью).



На электропроводность полупроводника существенное влияние оказывает наличие в нем атомов различных примесей. При добавлении в полупроводник, относящийся к IV группе периодической системы элементов Д.И. Менделеева, элементов V группы образуются валентные связи между атомами примеси и четырьмя атомами полупроводника. При этом пятый валентный электрон примеси оказывается избыточным и значительно слабее связан со своим атомом, чем остальные четыре. При сообщении кристаллу небольшого количества дополнительной энергии (значительно меньшей, чем ширина запрещенной зоны  $E_g$ ) избыточный электрон переходит в зону проводимости и становится свободным. При увеличении содержания атомов примеси возрастает число электронов в зоне проводимости, а число дырок при этом не меняется. При значительном увеличении концентрации электронов по сравнению с концентрацией дырок ток в основном переносится электронами. В этом случае электроны являются основными носителями заряда, а дырки — неосновными. Примеси, способные отдавать электроны в зону проводимости, называются донорными или донорами.

Полупроводники, в которых основными носителями заряда являются электроны, называются электронными или полупроводниками *n*-типа (от латинского слова *negative* — отрицательный, что соответствует знаку заряда электрона).

При добавлении в полупроводник примесей, относящихся к III группе периодической системы элементов (например, галлия), в кристаллической решетке полупроводника атом примеси образует только три заполненные валентные связи. Четвертая связь остается вакантной. При сообщении кристаллу небольшой дополнительной энергии эта вакантная связь может быть заполнена электроном, перешедшим с одной из соседних заполненных валентных связей, в результате в той связи, откуда ушел электрон, нарушается нейтральность и образуется положительный заряд — дырка. При увеличении примесей возрастает концентрация дырок и они становятся основными носителями, а электроны — неос-

новными. Примеси, способные принимать на свои уровни валентные электроны, называются акцепторными или акцепторами. Полупроводники, в которых основными носителями заряда являются дырки, называются дырочными или полупроводниками *p*-типа (от латинского *positive* – положительный, что соответствует знаку заряда дырки). Процесс образования пары электрон – дырка называется генерацией.

Процесс перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости является обратимым. Это означает, что свободный электрон из зоны проводимости может перейти обратно в валентную зону, теряя при этом свою энергию. Эта энергия передается кристаллической решетке или излучается в виде электромагнитных колебаний. При таком переходе электрон заполняет один из свободных уровней в валентной зоне и пара электрон – дырка исчезает. Этот процесс, обратный генерации, называется рекомбинацией.

Процессы генерации и рекомбинации носителей протекают одновременно, и при установившейся температуре кристалл находится в состоянии равновесия, которое называется термодинамическим.

### 1.3. Собственные полупроводники

Собственный полупроводник – это полупроводник без донорных и акцепторных примесей или с концентрацией примеси настолько малой, что она не оказывает существенного влияния на удельную проводимость полупроводника. В собственно полупроводнике при температуре абсолютного нуля отсутствуют носители заряда, так как валентная зона полностью занята электронами (там нет дырок), а в зоне проводимости нет электронов.

При температурах выше абсолютного нуля некоторые электроны валентной зоны могут быть переброшены в зону проводимости (возможна тепловая генерация пар носителей заряда), и тогда в зоне проводимости появляются свободные электроны, а в валентной зоне – дырки. Процесс тепловой генерации возможен даже

при очень низких температурах из-за значительных флюктуаций (отклонений) энергии тепловых колебаний атомов относительно узлов кристаллической решетки.

#### **1.4. Примесные полупроводники**

Большинство полупроводниковых приборов изготавливают на основе *примесных полупроводников*, т.е. полупроводников, электрические характеристики которых определяются донорными или акцепторными примесями. Таким образом, в рабочем диапазоне температур полупроводникового прибора поставщиками основного количества носителей заряда в полупроводниковом материале должны быть примеси. Поэтому в практике важное значение имеют такие полупроводниковые материалы, у которых ощутимая собственная концентрация носителей заряда появляется при возможно более высокой температуре, т.е. полупроводники с достаточно большой шириной запрещенной зоны.

В *простых полупроводниках*, состоящих в основном из атомов одного химического элемента, примесями являются чужеродные атомы. В *сложных полупроводниках*, состоящих из атомов двух или большего числа химических элементов, примесями могут быть не только включения атомов посторонних химических элементов, но и избыточные по отношению к стехиометрическому составу атомы химических элементов, входящих в химическую формулу сложного полупроводника.

Аналогичную функцию могут выполнять различные дефекты кристаллической решетки: пустые узлы, дислокации или сдвиги, возникающие при пластической деформации кристалла.

Рассмотрим роль примесей, атомы которых создают дискретные энергетические уровни в пределах запрещенной зоны полупроводника. При небольшой концентрации примесей их атомы расположены в полупроводнике на таких больших расстояниях друг от друга, что не взаимодействуют между собой. Поэтому нет расщепления примесных уровней. Вероятность непосредственно-

го перехода электронов от одного примесного атома к другому ничтожно мала, т.е. с точки зрения зонной теории ничтожно мала вероятность перехода электрона с одного дискретного примесного уровня на другой.

При большой концентрации примесей в результате взаимодействия примесных атомов между собой примесные уровни одного типа расщепляются в энергетическую примесную зону. Электроны, находящиеся в примесной зоне, так же как в зоне проводимости и в валентной зоне при неполном их заполнении, могут переходить с уровня на уровень, приобретая необходимую для этого энергию за счет ускорения во внешнем электрическом поле на длине свободного пробега.

Примеси могут быть донорного и акцепторного типа.

Донор — это примесный атом или дефект кристаллической решетки, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень, занятый в невозбужденном состоянии электроном и способный в возбужденном состоянии отдать электрон в зону проводимости.

Акцептор — это примесный атом или дефект кристаллической решетки, создающий в запрещенной зоне энергетический уровень, свободный от электронов в невозбужденном состоянии и способный захватить электрон из валентной зоны в возбужденном состоянии.

Доноры и акцепторы в полупроводнике могут быть ионизированы под действием энергии, поступающей в кристалл в виде квантов света, тепла и т.д.

Под энергией ионизации донора понимают минимальную энергию, которую необходимо сообщить электрону, находящемуся на донорном уровне, чтобы перевести его в зону проводимости.

Энергия ионизации акцептора — это минимальная энергия, которую необходимо сообщить электрону валентной зоны, чтобы перевести его на акцепторный уровень.

Энергия ионизации примесных атомов значительно меньше энергии ионизации собственных атомов полупроводника или ши-

рины запрещенной зоны. Поэтому в примесных полупроводниках при низких температурах преобладают носители заряда, возникшие из-за ионизации примесей.

Обычно в полупроводниках присутствуют как доноры, так и акцепторы. Полупроводник, у которого концентрация доноров равна концентрации акцепторов, называют скомпенсированным.

В невырожденном полупроводнике произведение концентраций свободных электронов и дырок при термодинамическом равновесии есть величина постоянная, равная квадрату собственной концентрации при данной температуре:

$$n_{no} p_{po} = n_i^2. \quad (1.2)$$

Это соотношение справедливо для невыраженного полупроводника, т.е. для полупроводника, у которого уровень Ферми расположен в запрещенной зоне достаточно далеко (на 2–3 кТ) от дна зоны проводимости или от потолка валентной зоны.

## **1.5. Закон распределения носителей в зонах полупроводника. Концентрация свободных носителей**

---

Физические свойства полупроводника в значительной степени зависят от концентрации в нем носителей заряда при данной температуре. При рассмотрении этого вопроса необходимо помнить, что общее число электронов в изолированном объеме полупроводника является строго постоянным и равным совокупности валентных электронов всех атомов. Эти электроны перераспределяются по зонам в зависимости от температуры.

Рассмотрим наиболее простой случай распределения электронов для идеального беспримесного кристалла полупроводника (собственный полупроводник) при температуре абсолютного нуля (0 К). Как отмечалось выше, при этом все энергетические уровни в валентной зоне будут заполнены, а уровни зоны проводимости окажутся свободными. Это состояние можно охарактеризовать,

используя понятия теории вероятности. Мы знаем, что уровни валентной зоны заняты электронами. Другими словами, вероятность того, что все уровни валентной зоны будут заняты электронами, равна 100 %, т.е. превращается в достоверность. В теории вероятности достоверное событие обозначается 1. В то же время вероятность, что тот или иной уровень валентной зоны лишится своего электрона и превратится в дырку, равна 0.

При нагреве часть электронов начинает покидать валентную зону и переходит в зону проводимости. В этом случае вероятность нахождения электронов в зоне проводимости отличается от нуля. Вероятность нахождения электронов в зоне проводимости будет возрастать с увеличением температуры, так как при этом возрастает число электронов, свободных перейти из валентной зоны в зону проводимости. Вероятность нахождения электронов на том или ином уровне в зоне проводимости выражается распределением Максвелла—Больцмана, описываемым в [1].

### 1.6. Температурные зависимости концентрации носителей заряда и положения уровня Ферми

Температурные зависимости концентрации носителей заряда и положения уровня Ферми в широком диапазоне температур и при различных концентрациях примесей представлены на рис. 1.3.

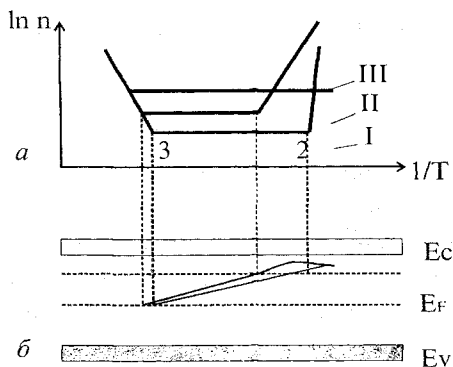


Рис. 1.3

Рассмотрим характер кривой I (рис. 1.3, а), соответствующей относительно малой концентрации примесей (доноров)  $N_d$ . В области низких температур с увеличением энергии теплового движения концентрация свободных электронов растет за счет ионизации примесей. В данном диапазоне температур уровень Ферми находится между дном зоны проводимости и энергетическими донорными уровнями. При некоторой температуре, которой соответствует точка 2 кривой, вероятность заполнения донорных уровней оказывается равной 50 %. Поэтому уровень Ферми при температуре  $T_2$  совпадает с энергетическим уровнем донора.

При дальнейшем увеличении температуры концентрация свободных электронов практически не увеличивается (участок кривой между точками 2 и 3), так как все примеси уже ионизированы, а вероятность ионизации собственных атомов полупроводника еще ничтожно мала. Участок кривой, соответствующий постоянной концентрации носителей заряда, называют участком истощения примесей. Первые два участка кривой (1–2 и 2–3) соответствуют примесной электропроводности полупроводника.

При относительно больших температурах (участок кривой за точкой 3) концентрация свободных электронов (носителей заряда) растет с увеличением температуры вследствие перехода электронов через запрещенную зону. Наклон этого участка кривой характеризует ширину запрещенной зоны  $E_g$  полупроводника. Уровень Ферми при этих температурах расположен вблизи середины запрещенной зоны, а полупроводник можно считать собственным, так как концентрация носителей заряда определяется ионизацией собственных атомов полупроводника. Температура, при которой наступает собственная электропроводность или при которой полупроводник становится собственным, будет тем меньше, чем меньше ширина запрещенной зоны полупроводника. Принцип действия большинства полупроводниковых приборов основан на использовании примесной электропроводности, поэтому появление собственной электропроводности нарушает нормальную работу прибора. Таким образом, температура, которой

соответствует точка  $Z$  кривой, является максимальной рабочей температурой полупроводникового прибора, изготовленного из полупроводника с концентрацией примеси  $N_d$ .

Теперь рассмотрим смещение кривых и некоторое изменение их характера при увеличении концентрации примесей ( $N_d'' > N_d' > N_d$ ).

С увеличением концентрации примесей участки кривых, соответствующие примесной электропроводности, смещаются вверх, т.е. получается большая концентрация носителей заряда при температурах примесной электропроводности.

Угол наклона первого участка кривой (участка ионизации примесей) с увеличением концентрации примесей уменьшается (кривая II на рис. 1.3, *a*), так как с увеличением концентрации примесей из-за взаимодействия примесных атомов происходит расщепление примесных энергетических уровней и уменьшение энергии ионизации примесей. Поэтому при достаточно большой концентрации примесей ( $N_d' > N_d' > N_d$ ) энергия их ионизации перекрывается зоной проводимости. Такой полупроводник является вырожденным (полуметаллом) (кривая III на рис. 1.3, *a*).

Температура, соответствующая переходу от примесной электропроводности к собственной, увеличивается с увеличением концентрации примесей (например,  $T_3' > T_3$ ). Это значит, что максимальная рабочая температура полупроводникового прибора, созданного на основе полупроводника с большой концентрацией примесей, будет также немного выше максимальной рабочей температуры такого же прибора из этого же материала, но с меньшей концентрацией примесей.

## 1.7. Дрейфовые и диффузионные токи в полупроводниках

Поведение электрона в реальном полупроводнике отличается тем, что на него влияют тепловые колебания кристаллической решетки и ионизированные атомы примесей. Вследствие этого при



приложении электрического поля происходит дрейфовое движение электронов, которое представляет собой их суммарное перемещение под действием электрического поля и хаотического теплового движения. При повышении температуры тепловые колебания решетки возрастают и рассеивание электронов увеличивается, что приводит к уменьшению подвижности электронов.

Дрейфовая составляющая тока возникает при действии внешнего электрического поля напряженностью  $E$  на полупроводник. В этом случае электроны и дырки наряду с хаотическим тепловым движением начинают перемещаться вдоль электрического поля, т.е. создают электрический ток. Плотность этого тока численно равна заряду (в кулонах), проходящему через единицу площади за одну секунду.

Плотности электронной и дырочной составляющих равны соответственно

$$j_{n,др} = qn\mu_n E, \quad (1.3)$$

$$j_{p,др} = qp\mu_p E. \quad (1.4)$$

В уравнениях (1.3), (1.4) коэффициенты  $\mu_p, \mu_n$  — подвижности дырок и электронов — определяют скорости перемещения носителей под действием электрического поля и численно равны средней скорости, приобретаемой носителями при единичном значении напряженности поля. Для электронов и дырок эти коэффициенты равны  $\mu_n = v_n/E$ ;  $\mu_p = v_p/E$ , где  $v_n$  и  $v_p$  — скорости перемещения электрона и дырки под действием электрического поля.

При комнатной температуре подвижности для кремния приблизительно равны  $\mu_n = 0,12 \text{ м}^2/\text{Вс}$ ,  $\mu_p = 0,05 \text{ м}^2/\text{Вс}$ . Общая плотность дрейфовой составляющей тока равна

$$j_{др} = j_{n,др} + j_{p,др} = q(n\mu_n + p\mu_p)E. \quad (1.5)$$

Введем понятие удельной проводимости:

$$\sigma = q(n\mu_n + p\mu_p). \quad (1.6)$$

Тогда выражение (1.5) примет вид, соответствующий закону Ома:

$$j_{\text{др}} = \sigma E. \quad (1.7)$$

Из уравнения (1.7) следует, что суммарная проводимость зависит от концентрации электронов  $n$ , дырок  $p$  и их подвижностей  $\mu_p, \mu_n$ .

Наряду с дрейфовой возникает диффузионная составляющая тока, которая является следствием теплового движения электронов. При неравномерной концентрации носителей тепловое движение приобретает определенную направленность из области с большей в область с меньшей концентрацией электронов. Это объясняется тем, что в области, где концентрация электронов выше, вероятность столкновения электронов также выше. В результате электрон при хаотическом тепловом движении стремится отклониться в область с меньшей концентрацией, где будет испытывать меньше столкновений. Это направленное перемещение электронов в результате хаотического теплового движения называется *диффузией*.

Для уяснения физического смысла градиента концентрации рассмотрим неоднородный полупроводник с изменяющейся концентрацией электронов по оси  $X$  (рис. 1.4). Будем рассматривать процесс перемещения электронов через плоскость, перпендикулярную к оси  $X$ . В результате диффузии носители зарядов смещаются в направлении уменьшения их концентрации.

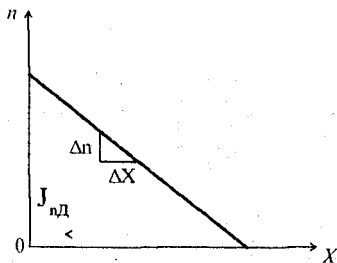


Рис. 1.4

Степень неравномерности концентрации в распределении носителей можно определить непосредственно из рассмотрения графика (см. рис. 1.4) как отношение изменения концентрации к расстоянию, на котором это изменение происходит:

$$\text{grad } n = \Delta n / \Delta x = dn / dx.$$

Это отношение называется *градиентом концентрации*.

Плотность электронного диффузионного тока пропорциональна градиенту концентрации:  $j_{nd} = q D_n (dn/dx)$ , где  $D_n$  – коэффициент диффузии электронов;  $dn/dx$  – градиент концентрации электронов.

Плотность дырочного диффузионного тока определяется из аналогичного выражения:  $j_{pd} = -q D_p (dp/dx)$ , где  $D_p$  – коэффициент диффузии дырок;  $dp/dx$  – градиент концентрации дырок. Коэффициенты диффузии  $D_n$  и  $D_p$  связаны с подвижностью соотношением Эйнштейна:  $D_n = \mu_n (kT/q)$ ,  $D_p = \mu_p (kT/q)$ .

Полная плотность тока определяется как сумма дрейфовой и диффузионной составляющих при условии, что процессы диффузии и дрейфа происходят независимо друг от друга:

для электронной составляющей тока

$$j_n = qn\mu_n E + qD_n (dn/dx), \quad (1.8)$$

для дырочной составляющей тока

$$j_p = qp\mu_p E - qD_p (dp/dx). \quad (1.9)$$

Уравнение плотности полного тока имеет вид

$$j = j_n + j_p. \quad (1.10)$$

## 1.8. Энергетические диаграммы на контакте металл — полупроводник

Рассмотрим различные соотношения между термодинамической работой выхода металла  $A_M$  и полупроводника  $A_{П}$ . При  $A_M > A_{П}$  (рис. 1.5, а) объемный электрический заряд, возникший при контакте металла с полупроводником, вызывает искривление энергетических зон в слое полупроводника. В этом слое концентрация электронов низкая, поэтому слой полупроводника, примыкающий к контакту, является обедненным основными носителями. После контакта металла и полупроводника их уровни Ферми выравниваются и в состоянии динамического равновесия уровень Ферми для металла и полупроводника будет общим. При этом в зоне контакта образуется постоянный потенциальный барьер, величина которого равна разности термодинамических работ выхода металла и полупроводника.

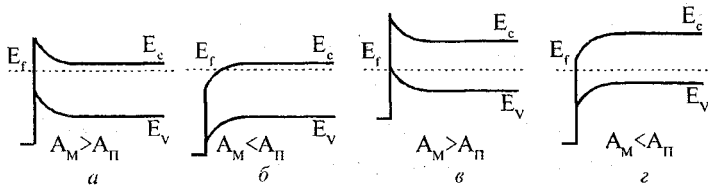


Рис. 1.5

Когда металл имеет меньшую работу выхода, чем полупроводник, т.е.  $A_M < A_{П}$ , из металла в полупроводник переходит больше электронов, чем в обратном направлении. На поверхности металла образуется положительный заряд, а в объеме полупроводника — отрицательный. Энергетические зоны полупроводника (рис. 1.5, б) будут искривлены в противоположную сторону, а в полупроводнике возникнет слой, обогащенный носителями и имеющий низкое сопротивление. Этот слой, очевидно, не обладает запирающими свойствами.

Аналогичные процессы протекают при контакте метала с дырочным полупроводником. При  $A_M > A_P$  часть электронов переходит в металл (рис. 1.5,  $\theta$ ), и поле, возникающее в полупроводнике, способствует перемещению дырок к контакту. В приконтактном слое повышается концентрация дырок и возникает обогащенный основными носителями слой, не обладающий выпрямительными свойствами.

При  $A_M < A_P$  в дырочном полупроводнике образуется обедненный основными носителями слой, обладающий выпрямительными свойствами (рис. 1.5,  $\varepsilon$ ).

Следовательно, при наличии обедненного основными носителями слоя контакт обладает выпрямляющими свойствами, а при наличии обогащенного слоя имеет линейную характеристику, т.е. не обладает выпрямляющими свойствами. Это используется при создании омического контакта.

Таким образом, при контакте металла с полупроводником в прилегающем к поверхности полупроводника объеме могут возникнуть:

- слой, обогащенный носителями заряда (слой повышенной проводимости, или антизапирающий слой);
- слой, обедненный носителями заряда (слой пониженной проводимости, или запирающий слой).

Запирающие слои обладают выпрямительными свойствами, т.е. величина протекающего тока зависит в сильной степени от полярности приложенного к ним напряжения. Свойства выпрямляющих контактов металл – полупроводник широко используются в тонкопленочных структурах для создания пленочных диодов и транзисторов. Омический контакт применяется в диодах, транзисторах, в интегральных схемах и др. Этот контакт обладает малым сопротивлением, не искажает форму передаваемого сигнала и не создает в цепи электрических шумов.

## 1.9. Выпрямляющие свойства контакта металл — полупроводник

Выпрямляющие свойства контакта металл — полупроводник широко используются в полупроводниковой технике, поэтому рассмотрим их более подробно. Они проявляются при приложении к контакту постоянного напряжения различной полярности. При этом приконтактная область, обедненная носителями заряда, имеет большое сопротивление и все внешнее напряжение оказывается приложенным к этой области. При приложении напряжения  $U$  происходит сдвиг уровней Ферми в полупроводнике  $E_{F_n}$  относительно уровня Ферми в металле  $E_{F_m}$ . Высота потенциального барьера возрастает или убывает в зависимости от полярности приложенного напряжения, что показано на энергетических диаграммах (рис. 1.6 *а, б, в*).

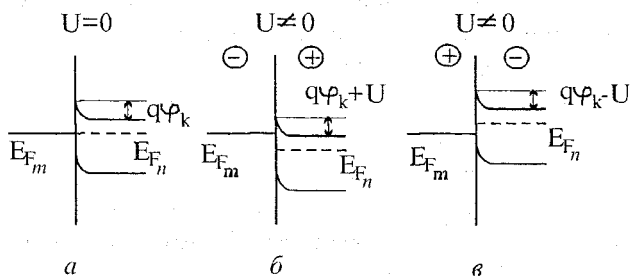


Рис. 1.6

На рис. 1.6, *а* показана энергетическая диаграмма без приложения к контакту металл — полупроводник внешнего напряжения ( $U=0$ ). Если приложенное напряжение увеличивает высоту потенциального барьера (рис. 1.6, *б*), такое напряжение называется обратным. Если внешнее напряжение приложено в противоположном направлении (рис. 1.6, *в*), потенциальный барьер уменьшается и ток через контакт возрастает. Это направление напряжения называется прямым. Следовательно, контакт металл — полупроводник обладает нелинейными свойствами, которые широко используются при создании различных полупроводниковых приборов (диодов, стабилитронов и т.д.).

Выпрямляющие свойства контакта описываются вольт-амперной характеристикой, определяющей зависимость между напряжением, приложенным к контакту, и плотностью тока через этот контакт. Физические процессы, протекающие в контакте металл — полупроводник при выпрямлении, описываются сложными математическими выражениями. Для практического понимания достаточно вывести упрощенные выражения вольт-амперной характеристики, принимая определенные допущения, связанные с толщиной запирающего слоя.

### **1.10. Требования к невыпрямляющим контактам**

Невыпрямляющие контакты имеют очень большое значение в полупроводниковых приборах и при проведении исследований полупроводников. Основное назначение невыпрямляющих контактов — электрическое соединение полупроводника с металлическими токопроводящими частями полупроводникового прибора. Невыпрямляющих контактов в полупроводниковых приборах больше, чем выпрямляющих. Случаи отказов и производственного брака полупроводниковых приборов из-за невыпрямляющих контактов довольно часты. При разработке технологии полупроводниковых приборов создание совершенных невыпрямляющих контактов нередко требует больших усилий, чем создание  $p-n$ -переходов.

Несмотря на это, теория невыпрямляющих контактов разработана слабее, чем теория  $p-n$ -переходов, а создание невыпрямляющих контактов часто основано на эксперименте.

Невыпрямляющий контакт меньше влияет на свойства и параметры полупроводникового прибора при следующих условиях:

- 1) если отсутствует инжекция неосновных носителей заряда через невыпрямляющий контакт в полупроводник;
- 2) при минимально возможном падении напряжения на невыпрямляющем контакте, т.е. при минимальном сопротивлении;
- 3) если вольт-амперная характеристика невыпрямляющего контакта линейна (это требование не всегда существенно).

## 1.11. Параметры невыпрямляющих контактов

**Сопротивление контакта.** Сопротивление контакта — это отношение падения напряжения на контакте к проходящему через контакт току:

$$R_{\text{кон}} = \Delta U / I.$$

Чем меньше сопротивление контакта, тем он лучше. Для понимания сути падения напряжения на контакте проделаем мысленно следующий опыт. Пусть через полупроводник в виде призмы или цилиндра с контактом протекает ток (рис. 1.7). Потенциал в полупроводнике должен распределиться линейно. В этом можно убедиться, выполнив измерения с помощью зондов. Если один из зондов поставить на металлический электрод контакта, то полученное значение потенциала не попадет на линейную зависимость. Под падением напряжения на контакте следует понимать отклонение напряжения на металлическом электроде контакта от значения, экстраполированного по распределению потенциала в полупроводнике. При практическом определении падения напряжения на контакте не обязательно иметь полупроводник в форме призмы или цилиндра, необходимо установить реальное распределение потенциала в нем для возможности экстраполяции.

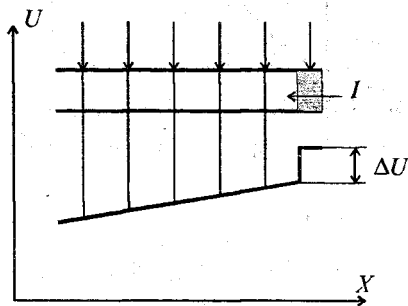


Рис. 1.7

Сопротивление контакта зависит от его площади. Поэтому можно сравнивать контакты с одинаковой площадью или ввести удель-



ное контактное сопротивление, определив его как отношение падения напряжения на контакте к плотности проходящего тока:

$$\rho_{\text{конт}} = \Delta U / J. \quad (1.11)$$

Сопротивление контакта связано с удельным контактным сопротивлением:

$$\rho_{\text{кон}} = R_{\text{конт}} \cdot S. \quad (1.12)$$

В зависимости от того, какие требования предъявляются к линейности вольт-амперной характеристики контакта и каков вид нелинейности, ее можно характеризовать и оценивать по-разному. Если контакт обладает эффектом выпрямления (рис. 1.8, а), то нелинейность вольт-амперной характеристики контакта можно характеризовать коэффициентом выпрямления ( $K_1$ ), т.е. отношением прямого тока к обратному при равных значениях приложенных прямого и обратного напряжений. Идеальный выпрямляющий контакт должен иметь коэффициент выпрямления, равный единице.

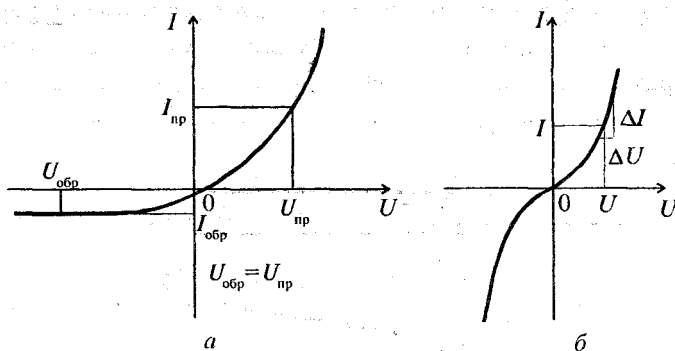


Рис. 1.8

Для невыпрямляющих контактов с симметричной вольт-амперной характеристикой (рис. 1.8, б) можно применить коэффициент линейности — отношение интегрального сопротивления ( $R$ ) к дифференциальному ( $r$ ). Идеальный невыпрямляющий контакт

с линейной вольт-амперной характеристикой будет иметь коэффициент нелинейности ( $K_2$ ), равный единице:

$$R = \frac{U}{I}, \quad (1.13)$$

$$r = \frac{\Delta U}{\Delta I}, \quad (1.14)$$

$$K_1 = \frac{I_{\text{np}}}{I_{\text{обр}}} \quad \text{при } U_{\text{np}} = U_{\text{обр}}, \quad (1.15)$$

$$K_2 = \frac{R}{r}. \quad (1.16)$$

### КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. По каким параметрам классифицируется твердое тело?
2. Что означает термин «дырка» в полупроводнике?
3. Что такое запрещенная зона?
4. Что означают понятия «донор», «акцептор»?
5. Что такое свободные носители?
6. Раскройте значение терминов «дрейфовые и диффузионные токи».

## Глава 2. Физические основы $p$ – $n$ -перехода

### 2.1. Образование $p$ – $n$ -перехода

Два монокристалла полупроводника, обладающие  $n$ - и  $p$ -типом электропроводности (рис. 2.1, *a*), введем в идеальный контакт (рис. 2.1, *б*). Идеальный контакт можно получить одним из технологических приемов: сплавлением, диффузией или имплантацией.

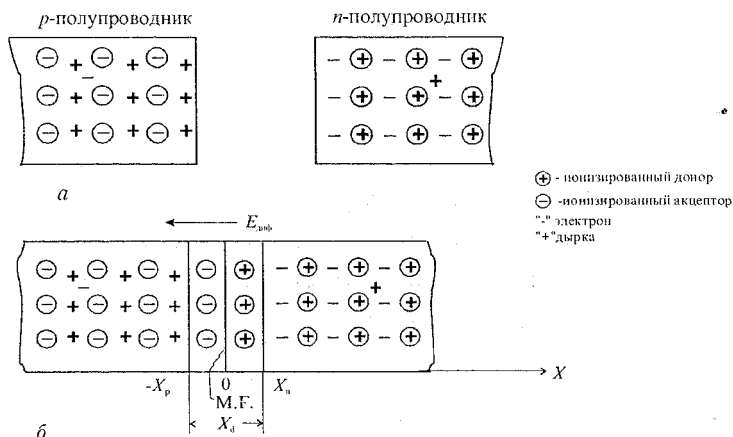


Рис. 2.1

После введения монокристаллов в идеальный контакт из-за наличия градиента концентрации начнется диффузия электронов из  $n$ - в  $p$ -полупроводник, а дырок из  $p$ - в  $n$ -полупроводник. Около границы раздела как в  $n$ -, так и в  $p$ -полупроводниках электроны рекомбинируют с дырками, оставляя в  $n$ -полупроводнике нескомпенсированный положительный заряд ионизированных доноров, а в  $p$ -полупроводнике – нескомпенсированный отрицательный заряд ионизированных акцепторов. Эти заряды разделяются металлической границей (М. Г. на рис. 2.1, *б*) – плоскостью, в которой

меняется тип преобладающей примеси. Появившийся двойной заряженный слой создает электрическое поле в переходном слое с напряженностью  $E_{\text{инф}}$ , направленное от  $n$ - к  $p$ -полупроводнику. Эту переходную область называют обедненным слоем  $p$ - $n$ -перехода ( $X_0$  на рис. 2.1, б), или областью пространственного заряда (ОПЗ), или областью объемного заряда (ООЗ). В идеальном случае в этой области отсутствуют свободные носители заряда (электроны и дырки), поэтому условие электронейтральности этой области

$$\int_{-X_p}^{X_n} N(x) dx = 0$$

можно записать как

$$N_a X_p = N_d X_n, \quad (2.1)$$

где  $N_a$ ,  $N_d$  — концентрации акцепторов и доноров. Таким образом, обедненная область в основном располагается в слаболегированной области.

## 2.2. Потенциальный барьер и контактная разность потенциалов

Рассмотрим энергетическую зонную диаграмму  $p$ - $n$ -перехода (рис. 2.2).

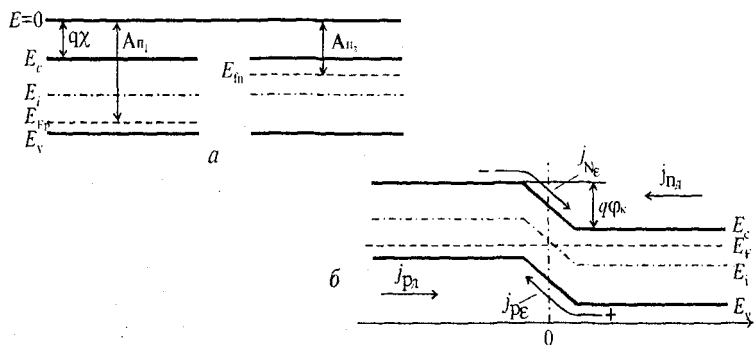


Рис. 2.2

После получения из  $p$ - и  $n$ -полупроводников (рис. 2.2, а) идеального контакта уровень Ферми в системе  $p$ -область — ОПЗ —  $n$ -область выравнивается, приводя к появлению потенциального барьера  $\varphi_0$  (рис. 2.2, б). На границе раздела ( $X=0$ ) уровень Ферми  $E_F$  проходит через середину запрещенной зоны. Здесь полупроводник обладает собственной электропроводностью и повышенным по сравнению с остальным объемом  $p$ - $n$ -перехода сопротивлением. В этой области (в точке контакта) будет падать практически все напряжение, приложенное к  $p$ - $n$ -переходу. Следовательно, величина тока будет зависеть от величины полярности приложенного напряжения, а значит, контакт выпрямляющий.

Переход за счет диффузии электронов из  $n$ - в  $p$ -область, а дырок из  $p$ - в  $n$ -область возможен только для тех носителей, энергия которых превышает энергию потенциального барьера  $q\varphi_k$ . Эти потоки предоставляют собой диффузионные составляющие электронного  $j_{nd}$  и дырочного  $j_{pd}$  тока. Они уравниваются движущимися в обратном направлении дрейфовыми составляющими токов  $j_{nE}$  и  $j_{pE}$  под действием диффузионного поля  $E_{диф}$ .

Суммарный ток через  $p$ - $n$ -переход будет равен нулю.

Высота потенциального барьера равна разности работы выхода из  $p$ - и  $n$ -областей, так как работа выхода зависит от положения уровня Ферми, который в  $p$ - $n$ -переходе должен быть постоянным.

Работа выхода из полупроводника

$$A_n = q\chi + (E_C - E_F), \quad (2.2)$$

где  $q\chi$  — энергия сродства к электрону.

Итак (см. рис. 2.2),

$$A_{n_1} - A_{n_2} = q\varphi_K = \left[ q\chi + E_i - (E_i - E_F) \right]_p - \left[ q\chi + E_i - (E_F - E_i) \right]_n = (E_i - E_F)_p + (E_C - E_i)_n, \quad (2.3)$$

где  $A_{n_1}$  и  $A_{n_2}$  — работа выхода в  $p$ - и  $n$ -области соответственно.

Подставляя из [ I ] выражения для  $(E_i - E_F)_p$  и  $(E_F - E_i)_n$  и зная, что  $n_i = p_i$ , получим

$$q\varphi_{\kappa} = kT \frac{n_{n0} \cdot P_{p0}}{n_i^2}.$$

Учитывая, что  $n_{n0} = N_d$ , а  $p_{p0} = N_a$ ,

$$q\varphi_{\kappa} = kT \ln \frac{N_a \cdot N_d}{n_i^2}, \quad (2.4)$$

а контактная разность потенциалов

$$\varphi_{\kappa} = \frac{kT}{q} \ln \frac{N_a \cdot N_d}{n_i^2} = \varphi_T \ln \frac{N_a \cdot N_d}{n_i^2}. \quad (2.5)$$

### 2.3. Ширина обедненного слоя и барьерная емкость p-n-перехода

Рассмотрим распределение плотности пространственного заряда (рис. 2.3, б) напряженности электрического поля (рис. 2.3, в) и потенциала (рис. 2.3, з) в резком несимметричном  $p^+ - n$ -переходе. Резкий  $p - n$ -переход — это переход, область изменения концентрации примесей у которого значительно меньше ширины ОПЗ (рис. 2.4, а). Технологически такой переход можно получить методом сплавления. Если одна из областей  $p - n$  легирована сильнее, чем соседняя (что практически всегда реализуется в полупроводниковых приборах), то такой переход называется резким.

Распределение перечисленных параметров изображали исходя из теории полного обеднения, согласно которой в ОПЗ совсем отсутствуют свободные носители заряда, т.е.

$$\rho(x) = qN_d(x) - qN_a(x).$$

Ширину обедненного слоя  $X_0$  найдем, решая уравнение Пуассона

$$\frac{d^2\varphi}{dx^2} = -\frac{\rho(x)}{\epsilon\epsilon_0}. \quad (2.6)$$

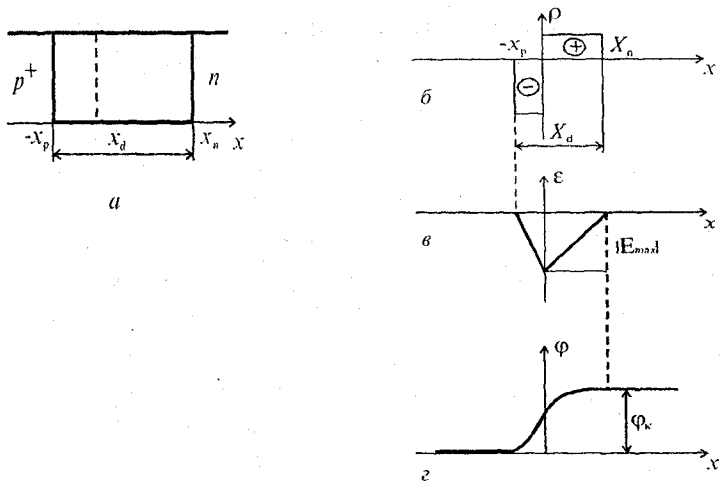


Рис. 2.3

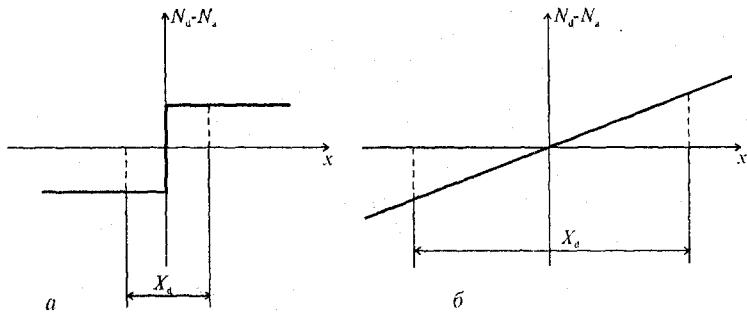


Рис. 2.4

По ходу решения уравнения (2.6) находим величину максимальной напряженности электрического поля

$$|E_{\max}| = \frac{qN_a X_p}{\epsilon \epsilon_0} = \frac{qN_d X_n}{\epsilon \epsilon_0},$$

полагая, что  $E = 0$  при  $X_n \leq X \leq -X_p$ .

Полагая, что потенциал в  $n$ -области  $\varphi_n = \varphi_k$  при  $X = X_n$ , а в  $p$ -области  $\varphi_p = 0$  при  $X = -X_p$ , и зная, что при  $X=0$   $\varphi_n = \varphi_p$ , получим

$$X_d = \left[ \frac{2\varepsilon\varepsilon_0 (N_a + N_d) \varphi_k}{qN_a N_d} \right]^{1/2}. \quad (2.7)$$

Так как  $N_a \gg N_d$  (рассматриваем  $p^+ - n$ -переход), то выражение (2.7) можно переписать так:

$$X_d = \left( \frac{2\varepsilon\varepsilon_0 \varphi_k}{qN_B} \right)^{1/2}, \quad (2.8)$$

где  $N_B$  — концентрация примеси в слаболегированной области  $p - n$ -перехода, которую будем называть базой.

Решение уравнения Пуассона для случая плавного симметричного  $p - n$ -перехода с линейным распределением примеси дает

$$X_d = \left( \frac{12\varepsilon\varepsilon_0 \varphi_k}{qa} \right)^{1/2}, \quad (2.9)$$

где  $a = N(x)/x$  — градиент концентрации примеси [ $\text{см}^{-4}$ ].

Плавным называется  $p - n$ -переход, в котором область изменения концентрации примеси больше или равна ширине ОПЗ (рис. 2.4, б).

Любой  $p - n$ -переход можно представить как плоский конденсатор. Действительно, обедненный слой в связи с отсутствием свободных носителей заряда (теория полного обеднения) можно считать диэлектриком, а  $p$ - и  $n$ -области — обкладками конденсатора. Емкость такого конденсатора названа барьерной. Емкость плоского конденсатора  $C = S\varepsilon\varepsilon_0/d$ . Следовательно, барьерная емкость резкого несимметричного  $p - n$ -перехода

$$C_{\text{бар}} = S \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{X_0} = S \left( \frac{\varepsilon\varepsilon_0 q N_B}{2\varphi_k} \right)^{1/2}, \quad (2.10)$$



а барьерная емкость плавного симметричного  $p-n$ -перехода с линейным распределением примеси

$$C_{\text{бар}} = S \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{X_0} = S \left( \frac{(\varepsilon \varepsilon_0)^2 q a}{12 \varphi_k} \right)^{1/3}. \quad (2.11)$$

Как видно из выражений (2.10) и (2.11), барьерная емкость не связана с токами, протекающими через  $p-n$ -переход. Поэтому она играет определенную роль при обратном смещении  $p-n$ -перехода или подаче на  $p-n$ -переход малого прямого сигнала ( $\varphi \leq \varphi_r$ ). При больших прямых токах она маскируется диффузионной емкостью.

#### 2.4. $P-n$ -переход при нарушении равновесия

Предположим, что к резкому несимметричному  $p^+-n$ -переходу приложим прямое смещение («+» на  $p^+$ -область, «-» на  $n$ -область).

Так как направление внешнего электрического поля противоположно направлению диффузионного (рис. 2.5, а), то суммарное поле  $E_{\Sigma} = E_{\text{диф}} - E_{\text{вн}}$  становится меньше диффузионного, оно проникает на меньшую глубину в полупроводник, ширина ОПЗ  $X_d$  уменьшается:  $X_{d1} < X_{d0}$  (рис. 2.5, а), величина барьерной емкости  $C_{\text{бар}}$  увеличивается

$$C_{\text{бар}} = S \left[ \frac{\varepsilon \varepsilon_0 q N_B}{2(\varphi_k - U)} \right]^{1/2}. \quad (2.12)$$

Уровень Ферми  $n$ -полупроводника  $E_{fn}$  смещается вверх по отношению к уровню  $E_{fp}$  на величину приложенного напряжения  $qU$  (рис. 2.5, б); потенциальный барьер  $q\varphi_{kl} = q(\varphi_k - U)$  уменьшается и начинается инжекция — ввод носителей заряда в область  $p-n$ -перехода, где они являются неосновными, через потенциальный барьер при его понижении приложенным внешним полем. Коэффициент инжекции  $p^+-n$ -перехода  $J_p = I_p / I_p + I_n$ .

При приложении к  $p^+-n$ -переходу обратного смещения («+» на  $n$ -область и «-» на  $p^+$ -область) суммарное электрическое поле

$E_{\Sigma} = E_{\text{диф.}} + E_{\text{вн.}} > E_{\text{диф.}}$  увеличивается, ширина ОПЗ  $X_d$  растет (рис. 2.6, а), а величина барьерной емкости падает:

$$C_{\text{бар}} = S \left[ \frac{\varepsilon \varepsilon_0 q N_B}{2(\varphi_k + U)} \right]^{1/2} \quad (2.13)$$

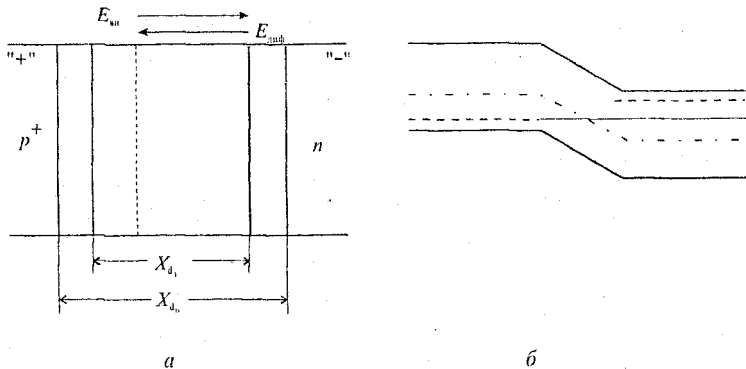


Рис. 2.5

С учетом того, что к  $p$ - $n$ -переходу прикладывается переменное напряжение, величину барьерной емкости можно записать как

$$C_{\text{бар}}(U) = \frac{C_{\text{бар}}(0)}{(1 \mp U / \varphi_k)^{1/2}},$$

или

$$C_{\text{бар}}(U) = \frac{C_{\text{бар}}(0)}{(1 - U / \varphi_k)^{1/2}}, \quad (2.14)$$

где  $C_{\text{бар}}$  — величина барьерной емкости при  $U=0$ ,  $U$  — величина приложенного к  $p$ - $n$ -переходу напряжения с учетом знака, т.е. при прямом смещении берется  $+U$ , а при обратном  $-U$ .

Уровень Ферми  $n$ -полупроводника  $E_{Fn}$  смещается вниз по отношению к уровню  $E_{Fp}$  на величину  $qU$  (рис. 2.6, б), потенциальный барьер  $q\varphi_{kl} = q(\varphi_k + U)$  увеличивается. При обратном сме-

щении  $p$ - $n$ -перехода ток инжекции отсутствует (барьер велик), и может протекать ток экстракции. Экстракция – вытягивание неосновных носителей заряда в соседнюю область  $p$ - $n$ -перехода, где они являются основными, электрическим полем  $p$ - $n$ -перехода.

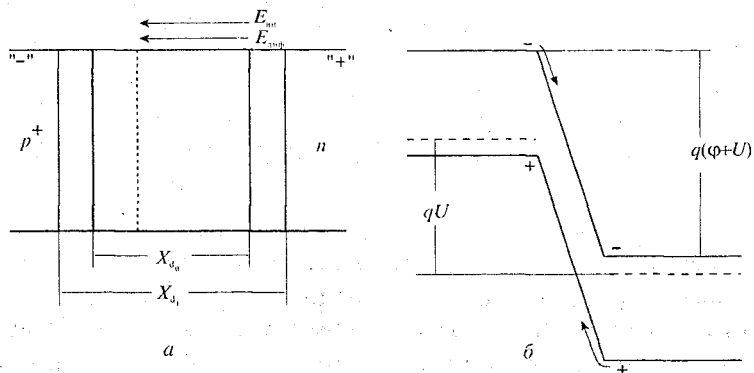


Рис. 2.6

В результате термогенерации в  $p$ - и  $n$ -областях  $p$ - $n$ -перехода образуются пары носителей электрон – дырка. Если они образуются на расстоянии  $d$  от края ОПЗ, которое меньше диффузионной длины  $L_n(L_p)$ , то есть большая вероятность, что за счет теплового движения они достигнут края ОПЗ ( $X = -X_p$  в  $p^+$ -области и  $X = X_n$  в  $n$ -области). Когда пара электрон – дырка появилась в  $p^+$ -области на расстоянии  $d \leq L_n$ , она достигнет координаты, где действует поле ОПЗ ( $X = -X_p$ ), и электрон полем перенесется в  $n$ -область, а дырка исчезнет через какое-то время (равное времени ее жизни) (рис. 2.6, б). Аналогично ведет себя пара электрон – дырка в  $n$ -области (только функции электрона и дырки меняются местами).

## 2.5. Распределение концентрации неосновных носителей в базе

Поведение полупроводникового прибора с  $p$ - $n$ -переходом, его параметры будут во многом определяться количеством и законом распределения в базе  $p$ - $n$ -перехода неосновных носителей, инжектированных из эмиттера. Поведение избыточных неоснов-

ных носителей в полупроводниковом кристалле может быть описано уравнением непрерывности. Оно определяет изменение концентрации неосновных носителей заряда в полупроводнике.

Поскольку мы рассматриваем  $p^+ - n$ -переход, то изменение концентрации дырок  $\partial p / \partial t$  в  $n$ -полупроводнике можно представить в следующем виде:

$$\partial p / \partial t = G_p - R_p - 1/q \operatorname{div} J_p, \quad (2.15)$$

где  $G_p$  — скорость генерации носителей,  $R_p$  — скорость рекомбинации носителей,  $\operatorname{div}$  — дивергенция (расходимость).

Из уравнения непрерывности (2.15) следует, что изменение концентрации неосновных носителей во времени определяется процессами генерации и рекомбинации носителей в объеме полупроводника и дивергенцией (расходимостью) потока носителей заряда, протекающего в рассматриваемый объем через ограничивающую поверхность.

Уравнение (2.15) легко решается для идеального  $p - n$ -перехода, что требует соблюдения некоторых граничных условий:

1. Электрическое поле отсутствует ( $E=0$ ) в областях  $p - n$ -перехода, прилегающих к ОПЗ. Следовательно, можно рассматривать только диффузионную плотность дырочного тока, которая запишется как

$$J_p = qD_p \operatorname{grad} p.$$

2. Рассматриваем одномерную модель  $p - n$ -перехода, т.е. свободные носители движутся только по направлению оси  $X$ .

3. Полагаем, что  $p - n$ -переход бесконечно тонкий и там не происходит никаких физических процессов.

4. Полагаем, что рекомбинация чисто линейная, т.е. избыточная концентрация пропорциональна времени жизни носителей  $\tau$ . Скорость рекомбинации в этом случае можно записать как

$$R_p = \frac{P_n(x) - P_{n_0}}{\tau_p} = \frac{\Delta P_n(x)}{\tau_p}.$$

5. Считаем, что отсутствует накопление неосновных носителей на контакте (со стороны  $n$ -базы), т.е.  $P_k = P_{n_0}$ .

6. Считаем, что генерация носителей обусловлена только тепловыми процессами, а так как термогенерация учтена в процессе рекомбинации, то  $G_p = 0$ .

С учетом граничных условий выражение (2.15) запишется как

$$\partial p / \partial t = D_p \frac{\partial^2 P_n(x)}{\partial x^2} - \frac{P_n(x) - P_{n_0}}{\tau_p}. \quad (2.16)$$

Этим уравнением устанавливается зависимость концентрации неосновных носителей заряда от времени и расстояния  $X$ . Выражение (2.16) имеет решение, когда в его правой части сумма всех слагаемых, не изменяющихся и изменяющихся во времени, по отдельности равна нулю.

Следовательно,

$$D_n \frac{d^2 [\Delta P_n(x)]}{dx^2} - \frac{\Delta P_n(x)}{\tau_p} = 0$$

или

$$\frac{\partial^2 [\Delta P_n(x)]}{\partial x^2} - \frac{\Delta P_n(x)}{L_p^2} = 0, \quad (2.17)$$

так как  $D \cdot \tau = L^2$ .

Решая уравнение (2.17), рассмотрим два возможных случая соотношения ширины квазинейтральной области базы  $W_n$  (в дальнейшем просто «ширины базы») и диффузионной длины неосновных носителей в базе  $L_p$ .

Если в  $p$ - $n$ -переходе  $W_n > L_p$ , то мы имеем случай широкой базы, а если  $W_n < L_p$ , то случай тонкой базы.

Для  $p$ - $n$ -перехода (диода) с широкой базой решение выражения (2.17) имеет вид

$$P_n(x) = P_{n_0} + P_n(\exp qU/kT) \exp(-X/L_p), \quad (2.18)$$

где  $U$  — величина напряжения на  $p$ – $n$ -переходе, подставляемая с учетом знака ( $+U$  при прямом смещении  $p$ – $n$ -перехода,  $-U$  при обратном).

Если  $p$ – $n$ -переход смещен в прямом направлении ( $U > 0$ ), то в координате  $X=0$  (начало квазинейтральной области базы), подставляется в выражение (2.18)  $X=0$  и  $+U$ , имеем  $P_n(0) = P_{n_0} \exp qU/kT$ .

Конец базы не определен, так как нам известно только то, что  $W_n > L_p$ . Следовательно, координату  $X$  конца базы надо принимать равной  $\infty$ .

Итак, подставляя в выражение (2.18)  $X = \infty$  и  $+U$ , имеем  $P_n(\infty) = P_{n_0}$ .

Следовательно, граничная концентрация неосновных носителей в базе  $p$ – $n$ -перехода с широкой базой со значением при  $X=0$   $P_n(0) = \exp qU/kT$  спадает по экспоненте к величине  $P_{n_0}$  при  $X = \infty$  (рис. 2.7, а).

При обратном смещении  $p^+$ – $n$ -перехода ( $U < 0$ ), подставляя в выражение (2.18)  $-U$  для случаев  $X=0$  и  $X=\infty$ , и зная, что  $\exp(-qU/kT) = 1/\exp qU/kT$  и  $U \gg kT/q$ , получим  $P_n(0) = 0$ ,  $P_n(\infty) = P_{n_0}$ .

Таким образом, при обратном смещении  $p^+$ – $n$ -перехода граничная концентрация неосновных носителей в базе  $p^+$ – $n$ -перехода с шириной базы увеличивается от значения  $P_n(0) = 0$  по экспоненте до величины  $P_{n_0}$  при  $X = \infty$  (рис. 2.7, а).

Для  $p^+$ – $n$ -перехода с тонкой базой решение уравнения (2.17) имеет вид

$$P_n(x) = P_{n_0} + P_{n_0} \left( \exp qU / kT^{-1} \right) \left( 1 - X / W_n \right). \quad (2.19)$$

Если  $p^+$ – $n$ -переход с тонкой базой смещен в прямом направлении ( $U > 0$ ), то для двух граничных условий  $X=0$  (начало базы) и  $X=W_n$  (конец базы) имеем

$$P_n(0) = P_{n_0} \exp qU / kT, \quad P_n(W_n) = P_{n_0}.$$

При подаче обратного смещения на  $p^+$ – $n$ -переход ( $U < 0$ ) для тех же граничных условий имеем  $P_n(0) = 0$ ,  $P_n(W_n) = P_{n_0}$ .

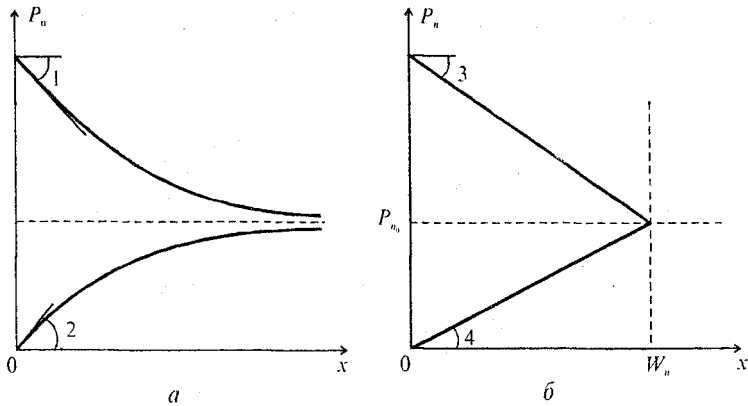


Рис. 2.7

Следовательно, граничная концентрация в базе  $p^+ - n$ -перехода с тонкой базой при прямом и обратном смещениях изменяется в тех же величинах, как и в  $p^+ - n$ -переходе с широкой базой, но, во-первых, закон изменения — линейный, и, во-вторых, конец квазинейтральной области базы фиксируется при значении  $X=W_n$ .

Если предположить, что все напряжение, приложенное к  $p^+ - n$ -переходу, попадает на ОПЗ, то электрическое поле в базе отсутствует ( $-E=0$ ), а значит, дрейфовая составляющая плотности тока

$$j = q\mu_p \cdot P \cdot E = 0$$

и ток, протекающий через  $p - n$ -переход, имеет чисто диффузионный характер. Если полагать, что  $N_a \gg N_d$  и ток обусловлен в основном направленным движением дырок ( $j_n=0$ ), то

$$j \approx j_p = -qD_p \frac{dP_n}{dx}. \quad (2.20)$$

Следовательно, величина плотности тока будет определяться градиентом концентрации неосновных носителей в базе  $dP_n/dx = \Delta P_n / \Delta x$  ( $\Delta P_n / \Delta x$  для случая  $n^+ - p$ -перехода). Как видно из рис. 2.7, а, б, эта величина пропорциональна тангенсам соответ-

ствующих углов. Для случая тонкой базы плотность прямого тока пропорциональна

$$\operatorname{tg} \angle 3 = \frac{P_n(x) - P_{n_0}}{W_n} = \frac{\Delta P_n(x)}{W_n},$$

а обратного  $\operatorname{tg} \angle 4 = P_p/W_n$ . В случае широкой базы плотность прямого тока пропорциональна  $\operatorname{tg} \angle 1$ , а обратного  $\operatorname{tg} \angle 2$ . Эти углы образованы касательными к кривым распределения концентрации неосновных носителей в базе в точке  $X=0$  и осью  $X$ .

## 2.6. Аналитические выражения для ВАХ $p$ - $n$ -переходов (диодов)

Выражения для ВАХ  $p$ - $n$ -переходов удобно записывать, полагая, что в выражении для тока присутствует только диффузионная составляющая (соображение о возможности отсутствия дрейфовой составляющей рассмотрено в п. 2.5).

Не приводя математических выкладок (с ними желающие могут познакомиться в [1]), запишем аналитическое выражение для ВАХ  $p$ - $n$ -перехода в общем виде, т.е. безотносительно к ширине базы:

$$I = I_s (\exp qU/kT - 1), \quad (2.21)$$

где  $I_s$  — ток насыщения (встречаются обозначения  $I_{\text{нас}}$ ,  $I_p$ ,  $I_n$ ), выражение для которого определяется шириной базы,  $U$  — величина напряжения на ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода с учетом знака.

Для  $p$ - $n$ -перехода с широкой базой выражение для тока насыщения записывается как

$$\begin{aligned} I_s &= I_{s_n} + I_{s_p} = S \left( \frac{qp_{n_0} \cdot D_p}{L_p} + \frac{qn_{p_0} \cdot D_n}{L_n} \right) = \\ &= Sq n_i^2 \left( \frac{D_p}{N_d L_p} + \frac{D_n}{N_a L_n} \right), \end{aligned} \quad (2.22)$$



где  $S$  — площадь  $p$ - $n$ -перехода,  $n_i^2 = n_{n0} \cdot P_{n0} = P_{p0} \cdot n_{p0}$ ;  $n_{n0} = N_d \cdot P_{p0} = N_a$ , так как мы рассматриваем работу  $p$ - $n$ -перехода в том температурном диапазоне, где все примеси ионизированы, а ионизация собственных атомов еще не началась.

На рис. 2.8, а представлены прямая и обратная ветви ВАХ  $p$ - $n$ -перехода с широкой базой. На прямой ветви ВАХ прослеживается экспоненциальная зависимость тока от напряжения (рис. 2.8, а). Величина напряжения  $U$  (рис. 2.8, а) (момент открытия  $p$ - $n$ -перехода) определяется началом инжекции свободных носителей заряда через потенциальный барьер  $p$ - $n$ -перехода при его понижении приложенным внешним электрическим полем. Величина потенциального барьера во многом определяется квадратом концентрации собственных носителей заряда (2.4), а следовательно, типом полупроводника, из которого изготовлен  $p$ - $n$ -переход, так как

$$n_i^2 \sim \exp\left(\frac{-E_g}{kT}\right), \text{ где } E_g \text{ — ширина запрещенной зоны.}$$

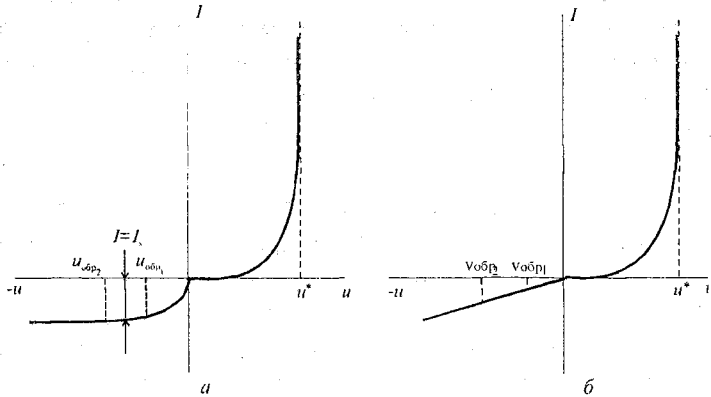


Рис. 2.8

Для кремниевого  $p$ - $n$ -перехода  $U=0,55...0,6$  В, а у германиевых —  $U=0,2...0,25$  В.

При обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода ( $U < 0$ )

$$I = I_s \left[ \exp(-qU / kT) - 1 \right] \approx -I_s. \quad (2.23)$$

Проанализируем полученные математические выкладки, воспользовавшись рис. 2.9, а.

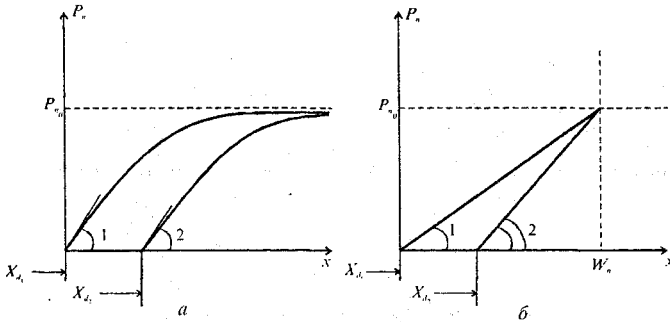


Рис. 2.9

При увеличении  $U_{обр}$  растет ширина ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода с  $X_{d1}$  до  $X_{d2}$  (рис. 2.9, а). Так как ширина базы неограниченна (конец базы в координате  $X = \infty$ ), то смещение ОПЗ в сторону базы не приводит к ее уменьшению, а следовательно, график распределения концентрации неосновных носителей заряда полностью повторяется при различных величинах  $U_{обр}$ . Углы 1 и 2 одинаковы (рис. 2.9, а), тангенсы их равны, а значит, считая движение свободных носителей чисто диффузионным, величина  $I_{обр}$  при различных  $U_{обр}$  будет одна и та же и равна  $I_s$  (рис. 2.8, а).

Прямая ветвь ВАХ  $p$ - $n$ -перехода с тонкой базой практически повторяет характеристику  $p$ - $n$ -перехода с широкой базой (рис. 2.8, б). Прямое падение напряжения на полностью открытом  $p$ - $n$ -переходе  $U_{np}$  ( $U^*$ ) для обоих этих случаев можно записать, используя выражение (2.21):

$$U_{np}(U^*) \approx \frac{kT}{q} \ln \frac{I}{I_s}. \quad (2.24)$$

При величинах прямых токов  $I = 1 \dots 10$  мА, температуре  $T=300$  К величина  $U_{np}$  для кремниевых  $p-n$ -переходов равна около 0,7 В. Ток насыщения кремниевого  $p-n$ -перехода очень мал:  $I_s = 10^{-13} \dots 10^{-14}$  А.

Обратный ток в  $p-n$ -переходе с тонкой базой увеличивается с ростом обратного напряжения. Объясняется это тем, что в этом случае ширина базы ограничена величиной  $W_n$ . При увеличении ширины ОПЗ с  $X_{d1}$  до  $X_{d2}$  с ростом величины обратного напряжения меняется наклон прямой графика распределения концентрации неосновных носителей в базе. Так как угол 2 больше угла 1, то  $\text{tg}$  угла 2 >  $\text{tg}$  угла 1, а значит, величина тока, которая прямо пропорциональна градиенту концентрации, растет (рис. 2.9, б).

Для  $p-n$ -перехода с тонкой базой выражение для тока насыщения записывается как

$$I_s = Sq n_i^2 \left( \frac{D_p}{N_d W_n} + \frac{D_n}{N_a W_p} \right), \quad (2.25)$$

где  $W_n$  – ширина  $n$ -базы;  $W_p$  – ширина  $p$ -эмиттера.

## 2.7. Генерация и рекомбинация носителей в ОПЗ $p-n$ -перехода

До сих пор мы предполагали, что обедненная область  $p-n$ -перехода бесконечно тонкая и никакие физические процессы там не происходят. На самом деле ширина ОПЗ конечна и там так же, как и в объеме полупроводника, могут присутствовать генерационно-рекомбинационные процессы.

При отсутствии напряжения на  $p-n$ -переходе процессы термогенерации уравниваются процессами рекомбинации. При обратном смещении  $p-n$ -перехода преобладает тепловая генерация в ОПЗ через ловушечные уровни  $E_t$  (рис. 2.10, а). На рис. 2.10, а через 1–4 обозначена последовательность процессов, приводящих к протеканию тока генерации  $I_g$ . В результате тепловой генерации электрон переместится на уровень ловушек  $E_t$  (1);

оставшаяся дырка полем, приложенным к  $p$ - $n$ -переходу, перенесется в  $p$ -полупроводник (2); электрону «некуда» возвращаться и существует конечная вероятность, что он с ловушечного уровня  $E_i$  переместится в зону проводимости (3) и полем перенесется в  $n$ -область (4).

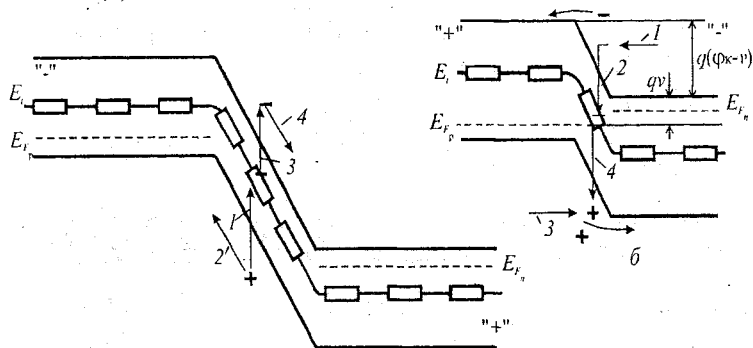


Рис. 2.10

По аналогии с током насыщения для плотности тока генерации можно записать

$$I_G = qn_i \frac{X_d}{2\tau_0} = qn_i \frac{X_{d_0}}{2\tau_0(1 + U/\varphi_k)}, \quad (2.26)$$

то есть ток генерации возникает при термоионизации собственных носителей  $n_p$ , имеющих время жизни  $\tau_0$  в ОПЗ  $X_0$  при обратном напряжении  $U$ .

Проанализируем отношение плотностей тока генерации к току насыщения для  $p$ - $n$ -перехода при изменении  $E_g$ ,  $T$  и  $U_{обр}$ .

$$I_G / I_S \approx I_G / I_{Sp} = xN_d / L_p n_i.$$

Если  $E_g$  растет, то  $n_i \sim \exp(-E_g/2kT)$  — падает, а значит, отношение  $I_G / I_S$  увеличивается. Запишем сказанное как  $E_g \uparrow \rightarrow n_i \downarrow \rightarrow I_G / I_S \uparrow$ . Следовательно, для  $p$ - $n$ -перехода, изготовленного из полупроводников с широкой запрещенной зоной, основной составляющей обратного тока является ток генерации (у кремниевого  $p$ - $n$ -перехода  $I_G \approx 100 I_S$ ).

При изменении величины обратного напряжения меняется ширина ОПЗ  $X_d$ :

$$U_{\text{обр}} \uparrow \rightarrow X_d \uparrow \rightarrow I_G / I_S \uparrow.$$

Следовательно, если ток генерации превалирует в обратном токе (кремниевые, арсенидгаллиевые  $p$ - $n$ -переходы), то независимо от ширины базы обратный ток не будет иметь насыщения при росте  $U_{\text{обр}}$ . И наконец,

$$T \uparrow \rightarrow n_i \sim \exp(-E_g/2kT) \uparrow \rightarrow I_G / I_S \downarrow.$$

Следовательно, при росте температуры ток насыщения увеличивается больше (в 2 раза), чем ток генерации.

При прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода равновесие генерационно-рекомбинационных процессов смещается в сторону рекомбинации. Пусть к  $p$ - $n$ -переходу приложено небольшое прямое напряжение  $U$ . Высота потенциального барьера  $q(\phi_k - U)$  еще достаточно велика и только высокоэнергетичные электроны и дырки могут преодолеть его за счет инжекции. Некоторые свободные носители заряда могут преодолеть барьер за счет рекомбинационных процессов в ОПЗ с участием энергетического уровня рекомбинационных ловушек  $E_r$ . Пусть в какой-то момент времени к потенциальному барьеру подошел электрон (1) с энергией, меньшей, чем  $q(\phi_k - U)$ . Он может занять свободное место на ловушечном уровне  $E_r$  (2). Если за время жизни электрона на ловушечном уровне в валентной зоне под электроном появится дырка (3), то электрон, стремясь получить минимум энергии, упадет и рекомбинирует (4), т.е. будет существовать направленное движение свободных носителей, а следовательно, протекать рекомбинационный ток.

$$I_R = Sqn_i X_{d_0} / 2\tau_0 \exp \frac{qU}{2kT}, \quad (2.27)$$

где  $\phi_r = kT/q$ ,  $\tau_0$  — время жизни собственных носителей заряда,  $S$  — площадь  $p$ - $n$ -перехода. Ток рекомбинации учитывается в кремниевых  $p$ - $n$ -переходах при  $U \leq 0,3$  В. При дальнейшем увеличении прямого напряжения рекомбинационный ток маскируется током инжекции.

## 2.8. Диффузионная емкость $p$ - $n$ -перехода

Рассмотрим распределение неосновных носителей в базе  $p^+$ - $n$ -перехода для двух величин прямых напряжений  $U_2 < U_1$  (рис. 2.11, а):  $P_n(0) = P_{n_{\text{тр}}} = P_{n_0} \exp qU/kT$ . При уменьшении прямого напряжения с  $U_1$  до  $U_2$  избыточная концентрация дырок уменьшается.

Изменение заряда инжектированных носителей при изменении приложенного напряжения выразим через диффузионную емкость:

$$C_L = \frac{dQ_{\text{инж}}}{dv} = \frac{\Delta Q_{\text{инж}}}{\Delta U}. \quad (2.28)$$

Так как обычно  $N_a \gg N_d$  для  $p^+$ - $n$ -перехода (и  $N_d \gg N_a$  для  $n^+$ - $p$ -перехода), то учитывают только изменения избыточного заряда, инжектированного в базу.

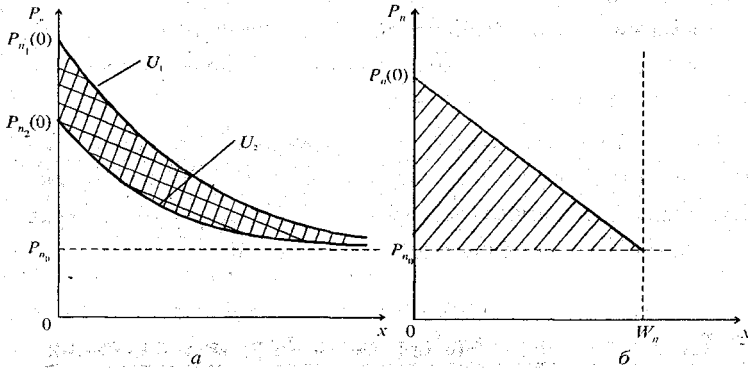


Рис. 2.11

Расчеты показывают [2], что величину диффузионной емкости для  $p$ - $n$ -перехода с широкой базой можно записать как

$$C_D = q/kT \cdot I \cdot \tau_p, \quad (2.29)$$

где  $\tau_p$  — время жизни неосновных носителей (дырок) в  $n$ -базе,  $I$  — величина тока инжекции, протекающего через  $p$ - $n$ -переход при прямом смещении.

Избыточный заряд инжектированных дырок в  $n$ -базе для  $p$ - $n$ -перехода с тонкой базой можно рассчитать как

$$Q_{\text{инж}} = Sq \frac{[P_n(0) - P_{n_0}] \cdot W_n}{2} = Sq \frac{\Delta P_n(x) \cdot W_n}{2}, \quad (2.30)$$

где  $S$  — площадь  $p$ - $n$ -перехода,  $q\Delta P_n(x) \cdot W_n/2$  — заряд единичной площади в базе, который рассчитывается как площадь прямоугольного треугольника, заштрихованного на рис 2.11, б.

Расчеты показывают, что диффузионную емкость для  $p$ - $n$ -перехода с тонкой базой, можно записать как

$$C_D = \frac{q}{kT} I \frac{W_n^2}{2D_p} = \frac{q}{kT} I \cdot t_{\text{пр}}, \quad (2.31)$$

где  $W_n^2/2D_p = t_{\text{пр}}$  — среднее время диффузии, или время пролета носителей через базу при отсутствии в ней электрического поля.

Время жизни  $\tau_p$  всегда намного больше, чем время пролета  $t_{\text{пр}}$ , поэтому и диффузионная емкость  $p$ - $n$ -переходов с широкой базой намного больше, чем с тонкой базой.

Следует отметить, что величина диффузионной емкости как для широкой базы (2.29), так и для тонкой базы (2.31) прямо пропорциональна величине прямого тока, протекающего через  $p$ - $n$ -переход, в то время как величина барьерной емкости не зависит от тока.

## 2.9. Работа $p$ - $n$ -перехода при высоком уровне инжекции

В зависимости от соотношения количества инжектированных в базу неосновных носителей и основных носителей в базе различают три уровня инжекции:

$P_n(x) - P_{n_0} = \Delta P_n(x) \ll n_{n_0}$  — малый уровень инжекции (МУИ);

$\Delta P_n(x) \approx n_{n_0}$  — средний уровень инжекции (СУИ);

$\Delta P_n(x) \approx P_n(x) \gg n_{n_0}$  — высокий уровень инжекции (ВУИ).

Работа  $p$ – $n$ -перехода при высоком уровне инжекции (больших плотностях тока) характеризуется некоторыми особенностями, на которых следует остановиться подробнее.

Во-первых, большая концентрация инжектированных в базу неосновных носителей (дырок в  $p^+$ – $n$  переходе) для своей нейтрализации (условие электронейтральности базы) потребует такого же (или почти такого же) количества электронов, которые будут поступать в базу из омического контакта к базе (рис. 2.12). Результат этих процессов – появление электрического поля в базе  $E_B$ , направление которого способствует переносу неосновных носителей через базу.

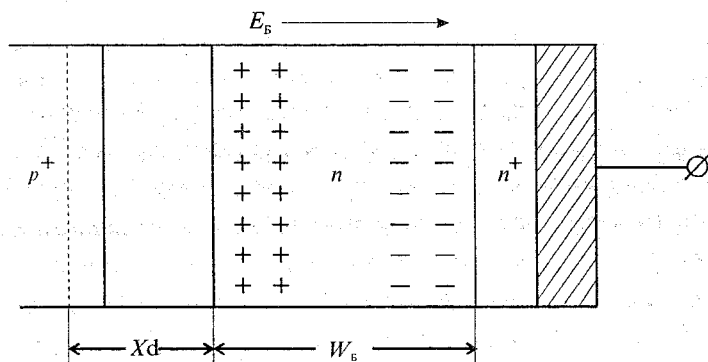


Рис. 2.12

Появление электрического поля в базе при ВУИ проявляется как удвоение коэффициента диффузии  $D$  неосновных носителей, инжектированных в базу. Например, при ВУИ время пролета дырок через  $n$ -базу (2.31) уменьшается до величины

$$t_{np} = \frac{W_n^2}{4D_p}. \quad (2.32)$$

Во-вторых, при больших плотностях тока через  $p$ – $n$ -переход необходимо учитывать падение напряжения в квазинейтральной области базы (эта область обозначена через  $W_B$  на рис. 2.13) как



наиболее высокоомной области  $p$ - $n$ -перехода, так как эмиттер для получения большого коэффициента инжекции легируется значительно сильнее, чем база. Таким образом, напряжение, которое падает на  $p$ - $n$ -переходе  $U$ , нужно рассматривать как сумму падений напряжений на ОПЗ  $U_j$  и квазинейтральной области базы  $U_{rБ}$ . Следовательно, так как  $U \neq U_j$ , а  $U = U_j + U_{rБ}$ , то изменится показатель экспоненты в выражении Шокли (2.31), которое при ВУИ запишется как

$$I = I_S \exp \left[ \frac{q(U - I_{rБ})}{kT} - 1 \right]. \quad (2.33)$$

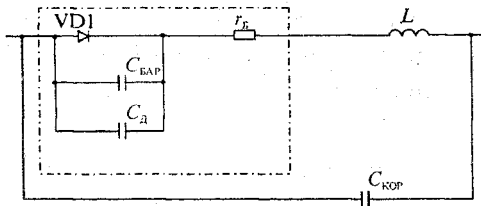
В-третьих, при МУИ неосновные носители в базе, появившиеся в результате инжекции, практически не изменяют сопротивление базы, которое определяется концентрацией легирующей примеси ( $\rho_B \equiv 1/qN_d\mu_n$ ). При ВУИ такое количество электронов  $n_n$  входит из омического контакта в базу для нейтрализации инжектированного заряда дырок, что сопротивление базы в результате инжекции при ВУИ уменьшается, так как  $n_{n0} \approx N_d < n_n$ .

Этот эффект называется модуляцией сопротивления базы при высоком уровне инжекции.

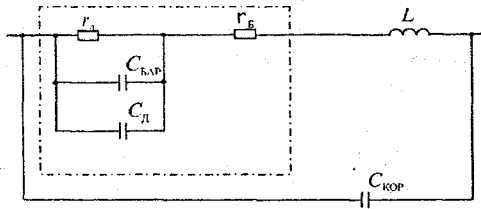
## 2.10. Физические эквивалентные и частотные свойства $p$ - $n$ -перехода (диода)

---

При расчете полупроводниковых приборов, содержащих  $p$ - $n$ -переход, важно правильно представить и рассчитать физическую эквивалентную схему основного его элемента —  $p$ - $n$ -перехода. Полное систематическое описание всех элементов физической эквивалентной схемы (включая паразитные) достаточно сложное, поэтому рассмотрим упрощенные физические эквивалентные схемы для большого (2.13, а) и малого (2.13, б) сигналов.



а



б

Рис. 2.13

Основной нелинейный элемент — идеализированный диод VD1 — учитывает нелинейность ВАХ  $p$ - $n$ -перехода, которая описывается выражением  $I = I_s(\exp qU/kT - 1)$ .

Напомним выражения, необходимые для расчетов элементов схемы.

Сопротивление базы  $r_B$  учитывает распределенное сопротивление  $n$ -базы и иногда сопротивление омических контактов. В случае однородно легированной базы

$$r_B = \rho_B \frac{W}{S}, \quad (2.34)$$

где  $\rho_B$  — удельное сопротивление базы,  $W$  — ширина квазинейтральной области базы,  $S$  — площадь базы.

Для расчета барьерной емкости  $C_{\text{БАР}}$  в зависимости от технологии получения  $p$ - $n$ -перехода необходимо воспользоваться выражением (2.10) или (2.11). Диффузионную емкость  $C_д$  в зависимости от ширины базы можно рассчитать по формуле (2.29)

или (2.31). Дифференциальное сопротивление  $p$ - $n$ -перехода  $R_d$  для малого сигнала, которое линейризует вольт-амперную характеристику идеализированного диода, можно записать как

$$R_d = \frac{kT}{qI}$$

Видно, что оно при данной температуре однозначно определяется величиной тока, протекающего через  $p$ - $n$ -переход.

Штриховой линией обведена часть схемы, учитывающая процессы в полупроводниковом кристалле с  $p$ - $n$ -переходом. Кроме того, корпус диода с выводами имеет собственную емкость  $C_{кор}$  и индуктивность выводов  $L$ , являющихся паразитными параметрами конструкции диода. Естественно, что при анализе полупроводниковых приборов, имеющих два и более  $p$ - $n$ -переходов, нужно учитывать свои паразитные параметры.

В различных режимах работы нет необходимости учитывать все элементы схемы. При обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода емкость  $C_d$  значительно меньше, чем  $C_{бар}$ , и ею можно пренебречь.

Рассмотрим процессы выпрямления при подаче на  $p$ - $n$ -переход напряжения различной частоты. Подадим на вход диода, последовательно с которым включен резистор  $R$ , напряжение  $(U(t) = U_m \sin \omega t$ , где  $U_m$  — амплитуда напряжения;  $\omega = 2\pi f$  — круговая частота ( $f$  — циклическая частота);  $t$  — время.

Ток через диод протекает практически только в одном полупериоде, и форма его оказывается несинусоидальной. На рис. 2.14 приведено графическое построение, позволяющее найти форму тока  $I(t)$ . Значение выпрямленного тока равно среднему значению тока за период  $T$  и составляет  $I_{выпр}$ .

Переходные процессы в диоде протекают в течение времени, примерно равного времени жизни носителей. На низкой частоте, когда  $\omega t < 1$  или  $T > \tau$ , для каждого момента времени изменения напряжения переходные процессы, связанные с рекомбинацией, успевают остановиться. На повышенной частоте, когда  $\omega t \approx 1$  или  $T \approx \tau$ , выпрямляющие свойства  $p$ - $n$ -перехода ухудшаются. Это связано с тем, что на этих частотах инжектированные в базу неоснов-

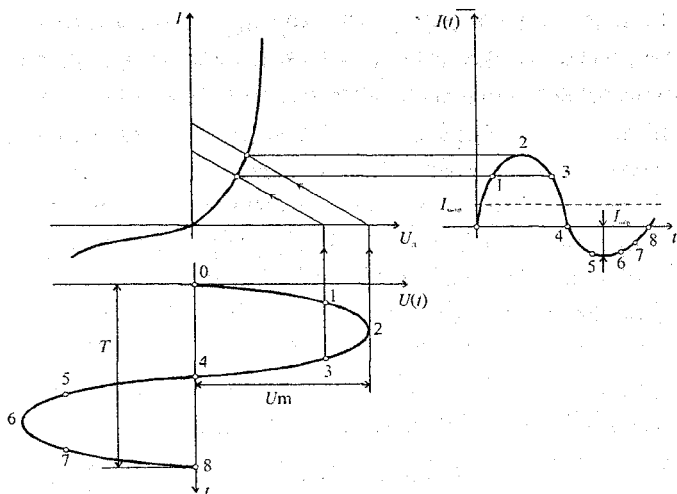


Рис. 2.14

ные носители за полупериод, в котором  $p-n$ -переход открыт, не успевают полностью рекомбинировать. Во время второго полупериода эти носители уходят обратно через  $p-n$ -переход, создавая всплеск обратного тока (2.15, б). Длительность фазы высокой проводимости  $m \approx \tau$ . Среднее значение выпрямленного тока уменьшается. На очень высоких частотах, когда  $\omega\tau > 1$ ,  $p-n$ -переход теряет выпрямительные свойства (2.15, в).

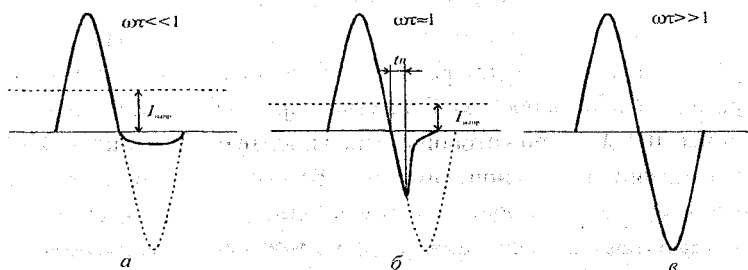


Рис. 2.15

Заряд неосновных носителей заряда, введенных в базы за положительный полупериод, почти полностью выводится из ОПЗ за отрицательный полупериод.

Выпрямленный ток спадает с ростом частоты. Максимальная частота выпрямления обычно определяется как частота, на которой выпрямленный ток уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со своим низкочастотным значением, т.е. на уровне  $I=0,7 I_{\text{выпр}}$ . Рассмотренные процессы имеют место в режиме большого сигнала, когда  $U_m \gg \phi_T$ .

## 2.11. Пробой $p$ – $n$ -перехода

Пробой – резкое увеличение дифференциальной проводимости  $p$ – $n$ -перехода при достижении обратного напряжения некоторого критического значения.

Существуют два электронных вида пробоя – лавинный и туннельный. Лавинный пробой может возникнуть при условии, когда свободный носитель заряда (электрон или дырка), входящий в обедненный слой  $p$ – $n$ -перехода, приобретает энергию, достаточную для образования новой электронно-дырочной пары в результате ударной ионизации соответственно атома полупроводника.

Образовавшиеся в результате ударной ионизации электрон и дырки в свою очередь могут произвести акт ударной ионизации атома с образованием новой электронно-дырочной пары и т.д.

Развивается лавина носителей (подобно снежной лавине в горах), которая приводит к резкому увеличению тока через  $p$ – $n$ -переход, а значит, к пробую. Существует критическая величина ширины ОПЗ  $X_{d_{кр}}$ , при которой каждый носитель, входящий в ОПЗ, производит акт ударной ионизации  $X_{d_{кр}} = l_u$ , где  $l_u$  – ионизационная длина, длина пробега носителя (электрона или дырки), при котором совершается акт ударной ионизации.

Коэффициент лавинного умножения  $M$  – отношение тока, выходящего из ОПЗ  $p$ – $n$ -перехода, к величине тока, входящего в эту область.

Выражение для коэффициента лавинного умножения:

$$M = \frac{1}{1 - (U/U_{пр})^b}, \quad (2.36)$$

где  $U_{пр}$  – величина напряжения пробоя,  $b = 2 \dots 6$  – коэффициент, зависящий от технологии получения  $p$ – $n$ –перехода.

Из выражения (2.36) видно, что при  $U = U_{пр}$  величина  $M$  стремится к бесконечности (рис. 2.16). Пробивное напряжение лавинного пробоя  $p$ – $n$ –перехода можно рассчитать, зная, что

$$|E_{max}| = \frac{qN_d X_n}{\epsilon \epsilon_0}, \quad N_d X_n = N_a X_p, \quad X_n + X_p = X_d.$$

Подставляя в выражение для  $E_{max}$  значение  $X_n$ , обозначенное через  $X_p$ , и приняв величину напряжения  $U$  из (2.8), полагая, что  $U \gg \varphi_k$ , получим

$$U_{пр.л} = \frac{E_{max}^2 \cdot \epsilon \epsilon_0}{2qN_B}. \quad (2.37)$$

Если обе области  $p$ – $n$ –перехода сильно легировать, то, согласно (2.1), ширина ОПЗ будет мала, и мала вероятность возникновения в  $p$ – $n$ –переходе лавинного механизма пробоя. В этом случае электрон может за счет туннельного эффекта переходить из валентной зоны  $p$ –полупроводника в зону проводимости  $n$ –области (рис. 2.17). Выражение для напряжения туннельного пробоя можно записать, исходя из тех же соображений и выражений, как и для лавинного пробоя. Но, во-первых, обе области  $p$ – $n$ –перехода сильно легированы, поэтому вместо  $N_B$  нужно ставить  $N_a \cdot N_d / (N_a + N_d)$ , во-вторых, так как величина напряжения лавинного пробоя достаточно мала ( $U \leq 5B$ ), то нельзя пренебрегать величиной  $\varphi_k$  при

$$U_{пр.т} = \frac{E_{max}^2 \epsilon \epsilon_0}{2} \left( \frac{1}{N_a} + \frac{1}{N_d} \right) - \varphi_k. \quad (2.38)$$

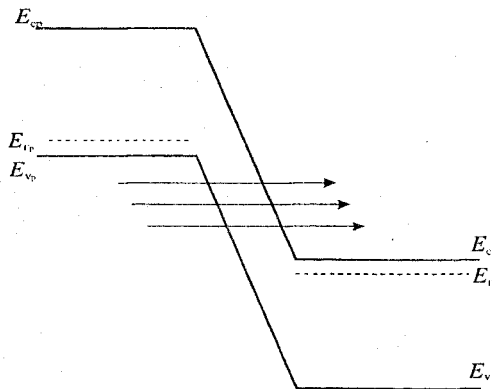


Рис. 2.17

Проведем сравнительный анализ параметров двух механизмов электронного пробоя: лавинного и теплового. Величина напряжения лавинного пробоя больше теплового. Для кремниевых  $p-n$ -переходов  $U_{пр.т} \leq 5\text{В}$ , а  $U_{пр.л} \geq 7\text{В}$ .

Но критическая напряженность поля  $E_{кр}$  (напряженность пробоя) при туннельном механизме пробоя больше, чем при лавинном  $E_{пр.т} > E_{пр.л}$ , так как  $E = V_n/X_d$ . А поскольку из-за сильного легирования  $p$ - и  $n$ -областей ширина ОПЗ при механизме туннельного пробоя  $X_{дт}$  значительно меньше, чем при лавинном  $X_{дл}$ , то  $E_{пр.л} < E_{пр.т}$ .

Важный параметр механизма пробоя — температурный коэффициент напряжения пробоя  $TKU_{пр}$ , так как эффект пробоя используется в стабилитронах, которые часто применяются в базовых цепях транзистора для выбора рабочей точки. При лавинном механизме пробоя  $TKU_{пр}$  положителен (рис. 2.18, а), так как увеличение амплитуды тепловых колебаний решетки собственных атомов в ОПЗ с ростом температуры увеличивает рассеивание энергии носителей и для получения энергии, достаточной для осуществления актов ударной ионизации, необходимо увеличивать обратное напряжение.

При туннельном механизме пробоя  $TKU_{пр}$  отрицателен (рис. 2.18, б).

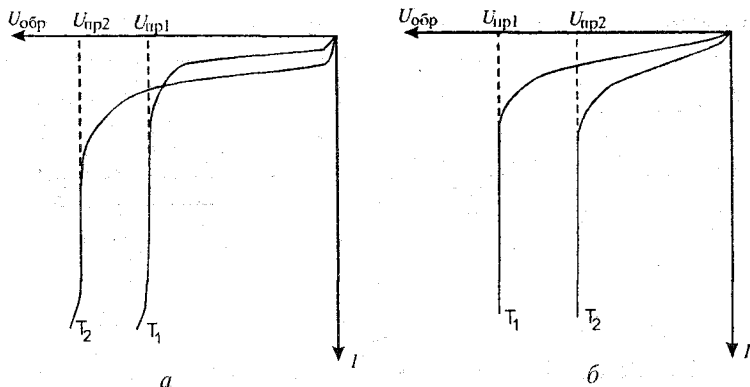


Рис. 2.18

Докажем это. При увеличении температуры ширина запрещенной зоны полупроводников (Ge, Si, Ga, As), которые в настоящее время используются для создания полупроводниковых приборов с  $p-n$ -переходом, уменьшается. На рис. 2.19, *a* представлена энергетическая зонная диаграмма обратнсмещенного  $p-n$ -перехода. Заштрихованной областью обозначен прямоугольный треугольник  $ABC$  с катетами  $AB$  — ширина запрещенной зоны  $E_g$  и  $AC$  — толщина обедненного слоя  $\delta$ . Пусть для температуры  $T$  ширина запрещенной зоны полупроводника будет  $E_{g_1}$ , а толщина обедненного слоя —  $\delta_1$ . При увеличении температуры от  $T_1$  до  $T_2$  ширина запрещенной зоны уменьшится от  $E_{g_1}$  до  $E_{g_2}$ , а толщина ОПЗ от  $\delta_1$  до  $\delta_2$  (рис. 2.19, *б*). Следовательно, при увеличении температуры уменьшается толщина ОПЗ и электроны смогут перейти за счет туннельного эффекта из валентной зоны  $p$ -полупроводника в зону проводимости  $n$ -полупроводника при меньшем напряжении. При увеличении температуры напряжение туннельного пробоя уменьшается, значит,  $TU_{np}$  отрицателен.

Следует отметить, что режим пробоя можно использовать в работе полупроводниковых приборов (стабилитрон, лавинный транзистор и т.д.), если ограничивать величину тока на участке пробоя.



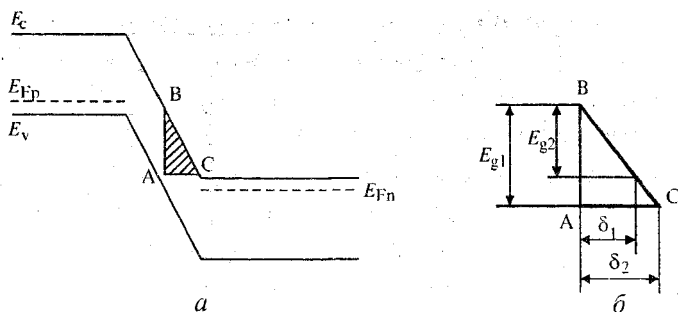


Рис. 2.19

В реальном полупроводниковом диоде выпрямляющий электрический переход ( $p$ - $n$ -переход) обязательно выходит на поверхность полупроводникового кристалла. В связи с этим состояние поверхности (заряд поверхностных состояний) будет влиять на вид ВАХ  $p$ - $n$ -перехода.

Поверхностным пробоем электронно-дырочного перехода называют пробой перехода, который происходит в месте выхода перехода на поверхность кристалла и на пробивное напряжение которого оказывают влияние поверхностные состояния.

Если заряд поверхностных состояний имеет знак, противоположный знаку основных носителей в базе, то на поверхности базы образуется обогащенный слой. Для  $n$ -базы положительный заряд поверхностных состояний в диоксиде кремния близко от границы Si-SiO<sub>2</sub> (например, неокисленный трехвалентный кремний) отталкивает дырки от поверхности  $n$ -базы в объем, обогащая поверхность электронами (рис. 2.20). Поле, создаваемое поверхностными состояниями, слабо проникает в  $p$ -эмиттер, так как он очень сильно легирован. Поэтому около  $p$ - $n$ -перехода у поверхности эмиттера будет небольшое обеднение (рис. 2.20).

В связи с меньшей толщиной электронно-дырочного перехода у поверхности  $X_d$  пробой диода будет происходить именно там, а пробивное напряжение окажется тем меньше, чем будет больше сужение перехода у поверхности. Если  $X_{d1} < X_{d2}$ , то  $E_{пов} = V_{обр}/X_{d2} > E_{об} = V_{обр}/X_{d1}$ , где  $E_{пов}$  и  $E_{об}$  — напряженности электрических полей на поверхности и в объеме соответственно.

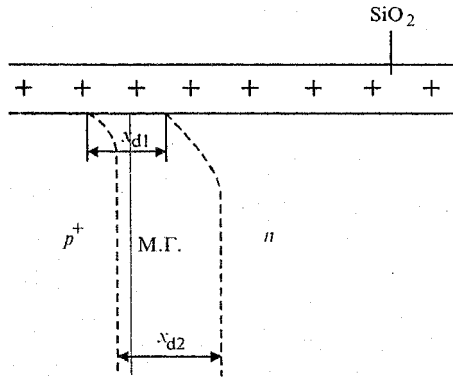


Рис. 2.20

По своей природе поверхностный пробой может быть лавинным или туннельным.

## 2.12. Переходные процессы в $p-n$ -переходе

На переходные процессы в  $p-n$ -переходах основное влияние оказывают два процесса:

- накопление и рассасывание неосновных носителей в базе;
- перезаряд барьерной емкости.

Первый процесс характерен для  $p-n$ -перехода, работающего при высоком уровне инжекции (большой плотности тока), второй — при малом уровне инжекции ( $U_{\text{эк}} \leq \phi_T \approx 0,025 \text{ В}$ ).

При подаче на  $p-n$ -переход включающего импульса напряжения большой амплитуды (рис. 2.21, *a*, *б*) в первый момент  $t = 1$  величина тока через  $p-n$ -переход определяется в основном степенью легированности (сопротивлением) базы. Затем происходит процесс модуляции сопротивления базы: из-за большого количества свободных носителей заряда сопротивление базы уменьшается, ток увеличивается (2, рис. 2.21, *б*). После переключения напряжения на обратное какое-то время через  $p-n$ -переход протекает большой обратный ток (3, рис. 2.21, *б*), величина которого ограни-

чивается только сопротивлением нагрузки  $R_n$ . Появление его объясняется рассасыванием заряда дырок (для  $n$ -перехода), накопленного в базе при прямом смещении  $p$ - $n$ -перехода (рис. 2.21, в). После того как концентрация избыточного заряда в базе на границе ОПЗ ( $X=X_n$ ) станет меньше  $P_{n0}$  ( $P_{nр} \leq P_{n0}$ ), начнется процесс рассасывания избыточного заряда в глубине базы, и обратный ток начнет уменьшаться. Как только величина обратного тока станет равной  $0,01 (0,1) I_1$ ,  $p$ - $n$ -переход готов выполнять выпрямительные функции. Промежуток времени с момента переключения напряжения с прямого на обратное до момента, когда обратный ток станет равным  $0,01 (0,1)$  от максимального обратного тока, называется временем восстановления обратного сопротивления (тока)  $p$ - $n$ -перехода  $\tau_{\text{восст}}$ . (В скобках приводятся определения, встречающиеся в различной литературе.) Время восстановления — важнейший параметр импульсных диодов.

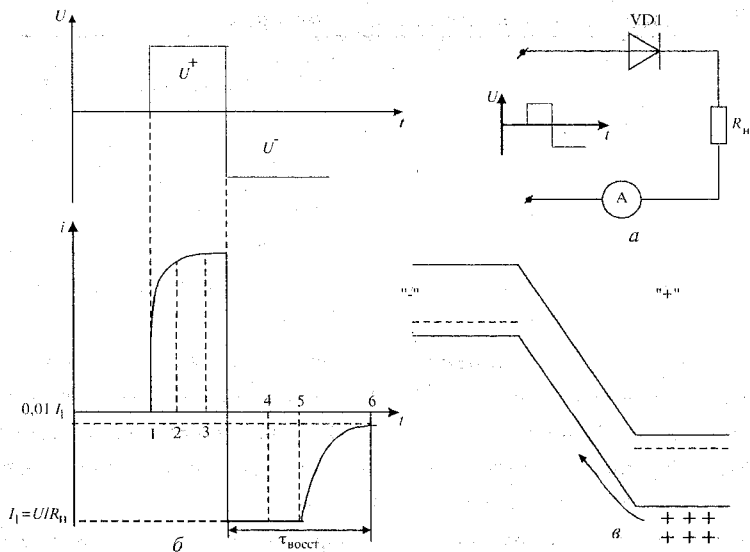


Рис. 2.21

Проанализируем эюру напряжения в  $p-n$ -переходе (диоде) при подаче на него большого импульса прямого тока (ВУИ) (рис. 2.22, а, б). В первый момент после подачи импульса тока ( $t=1$ ) на  $p-n$ -переходе наблюдается «всплеск» импульса напряжения — максимальное импульсное прямое напряжение  $U_{\text{пр.имп.мах}}$  (рис. 2.22, а). Этот всплеск вызван тем, что в первый момент после подачи импульсного тока сопротивление базы велико, так как до начала модуляции сопротивления базы оно определено степенью легированности базы. Затем в промежуток времени  $t=1$  и 2 происходит модуляция сопротивления базы — сопротивление базы, а следовательно, и напряжение на  $p-n$ -переходе падает. В момент времени  $t=2$  напряжение на нем становится равным  $1,1 U_{\text{пр.ст}}$  от прямого статического падения напряжения  $U_{\text{пр}}$ . Промежуток времени с момента подачи на  $p-n$ -переход импульса тока до момента, когда напряжение на нем станет равным  $1,1 U_{\text{пр.ст}}$ , называется временем установления прямого напряжения на  $p-n$ -переходе  $\tau_{\text{уст}}$ . После включения импульса тока  $t=3$  прекращается омическое падение напряжение на модулированном сопротивлении базы  $I r_{\text{б}}$ , а затем по мере рассасывания накопленного заряда неосновных носителей в базе напряжение на  $p-n$ -переходе уменьшается практически до нуля (послеинжекционное напряжение).

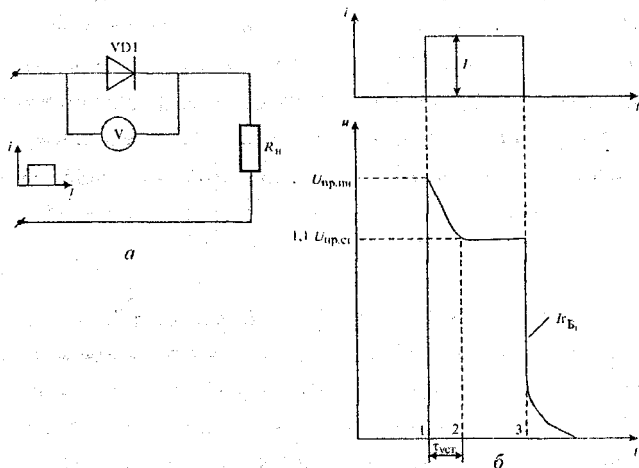


Рис. 2.22

При подаче на  $p-n$ -переход малого ( $U \leq \varphi_r$ ) знакопеременного сигнала (рис. 2.23, б) изменение тока при переключении можно объяснить, привлекая физическую эквивалентную схему  $p-n$ -перехода (рис. 2.23, а). Так как ток, протекающий через  $p-n$ -переход, будет очень мал, то в эквивалентной схеме не учитывается диффузионная емкость  $C_d$ . В момент времени  $t_1$  наблюдается бросок тока — заряд емкости  $C_{\text{БАР}}$  (рис. 2.23, б), а при подаче обратного смещения емкость  $C_{\text{БАР}}$  разряжается через сопротивление  $r_{p-n}$ . Пока разрядный ток велик (намного превышает величину статического обратного тока),  $p-n$ -переход теряет свои выпрямительные свойства.

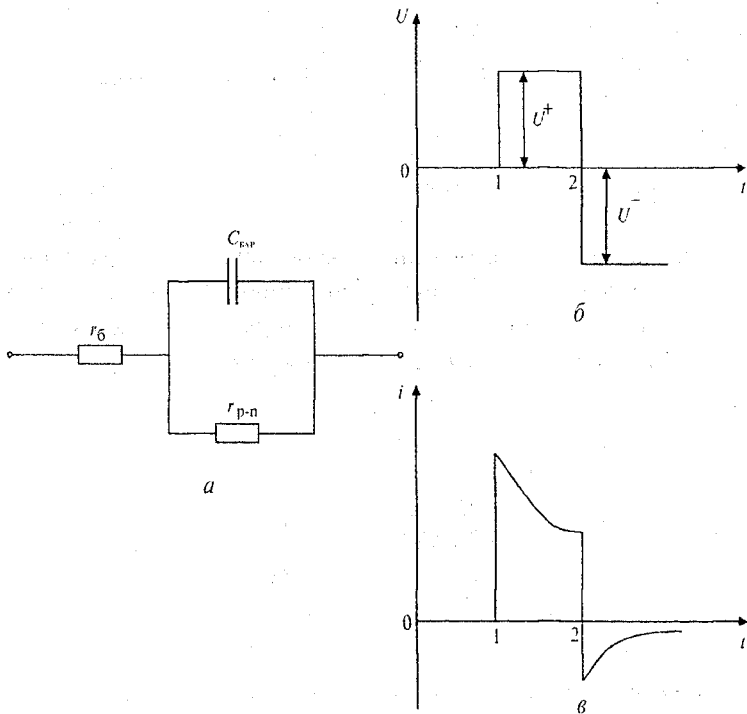


Рис. 2.23

## Контрольные вопросы

1. Что такое электронно-дырочный переход?
2. Почему выпрямляется электронно-дырочный переход?
3. Как и почему изменяется высота потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода с изменением концентрации примеси в прилегающих к переходу областях?
4. Как изменяется высота потенциального барьера  $p$ - $n$ -перехода при приложении прямого и обратного напряжения?
5. Что такое инжекция и экстракция?
6. Чем обеднена ОПЗ?
7. Что такое ток генерации и почему он учитывается при обратном смещении  $p$ - $n$ -перехода?
8. Что такое барьерная емкость и от чего она зависит?
9. Как можно записать условие электрической нейтральности  $p$ - $n$ -перехода?
10. Какие составляющие входят в прямые и обратные токи  $p$ - $n$ -перехода?
11. Как различаются  $p$ - $n$ -переходы по ширине базы?
12. В чем смысл диффузионной емкости и зависит ли ее величина от тока, протекающего через  $p$ - $n$ -переход?
13. Почему обратный ток кремниевого  $p$ - $n$ -перехода зависит от величины обратного напряжения?
14. Что такое время восстановления обратного сопротивления  $p$ - $n$ -перехода (диода)? От чего оно зависит?
15. Почему  $p$ - $n$ -переход не выпрямляет ток на высоких частотах?
16. Почему величина напряжения лавинного пробоя больше величины напряжения туннельного пробоя, а величина напряженности поля при лавинном пробое меньше, чем при туннельном?
17. Когда возникает поверхностный пробой?

## Глава 3. Полупроводниковые диоды

### 3.1. Общие сведения

Полупроводниковый диод — прибор с одним выпрямляющим электрическим контактом, с двумя или одним невыпрямляющими электрическими контактами, в которых используется то или иное свойство выпрямляющего электрического контакта.

В качестве выпрямляющего электрического контакта могут быть использованы  $p$ – $n$ -переход или контакт металл — полупроводник. Если в качестве выпрямляющего контакта используется контакт металл–полупроводник, то для этого диода необходимо создать только один невыпрямляющий электрический контакт.

В полупроводниковых диодах используются следующие свойства выпрямляющего контакта:

1. Эффект выпрямления (выпрямляющие диоды).
2. Туннелирование носителей сквозь тонкий потенциальный барьер (туннельные диоды).
3. Пробой  $p$ – $n$ -перехода (стабилитроны, лавинно-пролетные диоды).
4. Использование барьерной емкости выпрямляющего контакта (варикапы).

В этом разделе будут рассмотрены только некоторые типы диодов.

Полупроводниковым диодам присваивается обозначение из четырех элементов:

*первый элемент* — буква или цифра, обозначающая исходный материал (Г или 1 — германий, К или 2 — кремний, А или 3 — соединения галлия);





регулирующие (переключательные, ограничительные и модуляторные) .....	5
умножительные .....	6
генераторные .....	7
<b>Тиристоры диодные (H) – неуправляемые:</b>	
малой мощности (прямой ток до 0,3 А) .....	1
средней мощности (прямой ток 0,3 – 10 А) .....	2
<b>Тиристоры триодные (У) – управляемые:</b>	
незапираемые малой мощности (прямой ток до 0,3 А) .....	1
незапираемые средней мощности (прямой ток 0,3 – 10 А) .....	2
запираемые малой мощности (прямой ток до 0,3 А) .....	3
запираемые средней мощности (прямой ток 0,3–10 А) .....	4
симметричные незапираемые (симисторы) малой мощности (прямой ток до 0,3 А) .....	5
симметричные незапираемые (симисторы) средней мощности (прямой ток 0,3 – 10 А) .....	6
<b>Туннельные и обращенные (И):</b>	
усилительные .....	1
генераторные .....	2
переключательные .....	3
обращенные .....	4
<b>Излучающие диоды (Л):</b>	
инфракрасного диапазона .....	1
<b>Видимого спектра (светодиоды) с яркостью:</b>	
не более 500 нт .....	3
более 500 нт .....	4
<b>Стабилитроны и стабисторы (С):</b>	
мощностью не более 0,3 Вт с напряжением стабилизации:	
до 10 В .....	1
от 10 до 99 В .....	2
от 100 до 199 В .....	3

мощностью от 0,3 до 5 Вт с напряжением стабилизации:

до 10 В .....	7
от 1 до 99 В .....	8
от 100 до 199 В .....	9

*четвертый элемент* — буква, указывающая разновидность прибора данного типа.

Пример обозначения: КВ 102А — кремниевый (широкого применения) варикап подстроечный, номер разработки 02, группа А.

### 3.2. Выпрямительные диоды

Диоды, используемые в электронных схемах для преобразования переменного тока в постоянный, называются выпрямительными. В зависимости от размеров выпрямляющего контакта эти диоды можно разделить на две большие группы: точечные и плоскостные.

У точечных диодов размеры выпрямляющего контакта соизмеримы с толщиной ОПЗ, определяющей физические процессы в  $p-n$ -переходе. У плоскостных диодов площадь контакта значительно превышает толщину ОПЗ.

В паспортных данных на выпрямительные диоды указывают параметры:

- прямое падение напряжения  $U_{пр}$  — напряжение на диоде при протекающем через него установленном выпрямленном токе  $I_{пр}$ ;
- наибольшее обратное напряжение  $U_{обр.мах}$  — напряжение, которое может быть приложено к диоду в обратном направлении в течение длительного времени без опасности нарушения нормальной работы диода. Это напряжение обычно равно 80 % пробивного напряжения диода;
- наибольший обратный ток  $I_{обр.мах}$  — ток через диод в обратном направлении при приложенном к нему  $U_{обр.мах}$ ;
- наибольшая допустимая мощность рассеивания  $P_{мах}$  — допустимое значение рассеиваемой мощности, при которой

обеспечивается заданная надежность при длительной работе диода;

- диапазон частот  $\Delta f$  – полоса частот, в пределах которой выпрямленный ток диода не уменьшается ниже заданного уровня.

В зависимости от величины тока  $I_{пр}$ , пропускаемого диодами в проводящем направлении, выпрямительные диоды можно разбить на три большие группы:

- диоды малой мощности ( $I_{пр} < 0,3A$ ),
- диоды средней мощности ( $0,3A < I_{пр} < 10A$ ),
- мощные (силовые) диоды ( $I_{пр} > 10A$ ).

Кремниевые диоды имеют во много раз меньшие обратные токи при одинаковом напряжении, чем германиевые. Допустимое обратное напряжение кремниевых диодов может достигать 1000...1500 В, в то время как у германиевых оно лежит в пределах 100...400 В. Кремниевые диоды могут работать при температурах от  $-60$  до  $+150$  °С, а германиевые – от  $-60$  до  $+85$  °С.

К недостаткам выпрямительных диодов следует отнести:

1. Диоды плохо выдерживают импульсные перегрузки, так как пробой происходит чаще всего в слабых локальных местах  $p-n$ -перехода (чаще вблизи поверхности).
2. Наблюдается разброс величин параметров диодов от партии к партии. Разброс величин обратного сопротивления диодов  $R_{обр}$  вынуждает разработчиков при изготовлении высоковольтных столбов, соединяя последовательно определенное число диодов, параллельно к диодам подключать шунтирующий резистор, сопротивление которого  $R_{ш} < R_{обр}$  примерно на порядок.

### 3.3. Импульсные диоды

В схемах импульсной техники используются точечные, сплавные и диффузионные импульсные диоды (рис. 3.1).

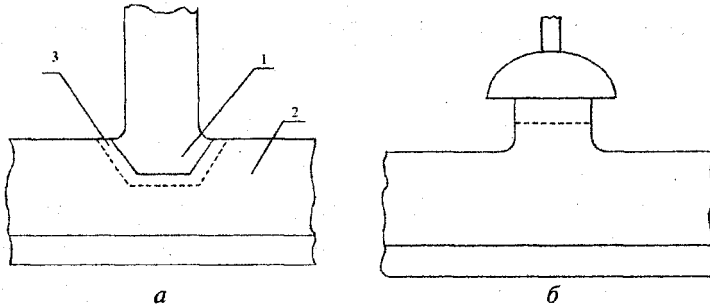


Рис. 3.1

Точечные диоды (рис. 3.1, а) на первой стадии развития электронной техники имели наибольшее распространение. При их изготовлении применяется принцип формовки: через место соединения контактной проволоочки 1 и кристалла полупроводника 2 пропускаются импульсы тока, формирующие в месте контакта  $p$ - $n$ -переход.

В сплавных диодах (рис. 3.1, а)  $p$ - $n$ -переход получают вплавлением в кристалл полупроводника электронной проводимости кусочка сплава, содержащего атомы акцепторной примеси. При создании кремниевых сплавных импульсных диодов в кристалл кремния вплавляется конец тонкой алюминиевой проволочки. После охлаждения в месте спая образуется очень тонкий слой кремния, обогащенный алюминием. Граница между исходным монокристаллом электронной проводимости и сильнолегированным  $p$ -слоем представляет собой  $p$ - $n$ -переход.

При изготовлении диффузионных диодов (рис. 3.1, б) используют метод диффузии донорных и акцепторных примесей в твердый полупроводник. Проникая на некоторую глубину под поверхность, диффундирующие атомы меняют тип проводимости этой части кристалла, вследствие чего возникает  $p$ - $n$ -переход. Для получения малой емкости осуществляют травление приповерхност-

ных слоев полупроводника, после которого  $p-n$ -переход сохраняется лишь на очень малом участке, имеющем вид столика, возвышающегося над остальным кристаллом. Такой вид кристалла называют мезаструктурой.

Основные электрические параметры импульсных диодов:

- импульсное прямое сопротивление  $R_{\text{имп. пр}}$  — отношение наибольшего импульсного прямого напряжения на диоде к вызывавшему его импульсу тока;
- время восстановления обратного сопротивления  $\tau_{\text{восст}}$  — отрезок времени с момента смены направления тока через диод с прямого на обратное до того момента, когда обратный ток уменьшится до заданного значения;
- выпрямленный ток  $I_{\text{пр}}$  — среднее значение тока через диод;
- максимальный импульс тока  $I_{\text{имп. max}}$  — наибольшее значение тока в импульсе заданной длительности, допустимое для диода без повреждения;
- наибольшая емкость диода  $C_d$  — емкость между выводами диода при заданном напряжении.

Для импульсных диодов указывают также величину постоянного прямого напряжения  $U_{\text{пр}}$  при протекании постоянного тока  $I_{\text{пр}}$  и величину обратного тока  $I_{\text{обр}}$  при заданной величине обратного напряжения  $U_{\text{обр}}$ .

Предельные режимы определяются величиной  $U_{\text{обр max}}$  — максимального (предельного) обратного напряжения на диоде любой формы и периодичности и величиной  $I_{\text{пр max}}$  — максимального (предельного) прямого и постоянного или импульсного тока при длительной работе.

### 3.4. Диоды СВЧ

При работе на СВЧ-диапазоне (сотни мегагерц) величина тока выпрямительного диода уменьшается из-за наличия в физической эквивалентной схеме диода барьерной и диффузионной емкостей (см. раздел 2.9).

Величину барьерной емкости уменьшают, применяя точечные диоды (рис. 3.1). Тем самым уменьшают площадь  $p-n$ -перехода, а следовательно, и величину  $C_{\text{бар}}$ . Особенностью выпрямления точечных контактов металл — полупроводник является возможность выпрямления без инжекции неосновных носителей в кристалл полупроводника, т.е. в базу диода. Отсутствие инжекции неосновных носителей приводит к отсутствию процессов накопления и рассеивания неосновных носителей в базе диода. Известно (см. раздел 2.11), что наличие и время протекания этих процессов определяют величину диффузионной емкости  $p-n$ -перехода (диода) и ограничивают частотный диапазон работы большинства полупроводниковых диодов.

Основные параметры диодов СВЧ:

- постоянное прямое падение напряжения  $U_{\text{пр}}$  при заданном прямом токе  $I_{\text{пр}}$ ;
- постоянный обратный ток  $I_{\text{обр}}$  при заданном обратном напряжении;
- максимально допустимый прямой ток  $I_{\text{пр max}}$  — максимальное значение постоянного прямого тока, при котором обеспечивается заданная надежность при длительной работе;
- максимально допустимое обратное напряжение  $U_{\text{обр max}}$  на диоде любой формы и периодичности, при котором обеспечивается надежность при длительной работе;
- предельная (максимальная) частота  $f_{\text{max}}$ , на которой выпрямленный диодом ток снижается на 70 % от выпрямляемого тока на относительно низких частотах.

Важной характеристикой СВЧ диодов (особенно если они предназначены для применения во входных цепях приемных устройств) является коэффициент шума, который можно определить как изменение отношения мощности сигнала к мощности шума на входе и выходе рассматриваемой системы;

$$F = \left( \frac{P_c}{P_{\text{вх}}} \right) // \left( \frac{P_c}{P_{\text{вх}}} \right)_{\text{вых}}$$

По назначению и области применения СВЧ диоды можно разбить на следующие основные группы:

- детекторные, предназначенные для детектирования СВЧ колебаний;
- смесительные, предназначенные для работы в схемах преобразования частоты;
- переключательные, предназначенные для быстродействующей коммутации СВЧ трактов.

Детекторные СВЧ диоды предназначены для детектирования радиоимпульсов СВЧ колебаний. Устройства, в которых применяются эти диоды, называются детекторами. В детекторных диодах используются выпрямляющие свойства точечного контакта металл — полупроводник, который образуется при прижатии к поверхности полупроводника контактной металлической пружины с заостренным концом.

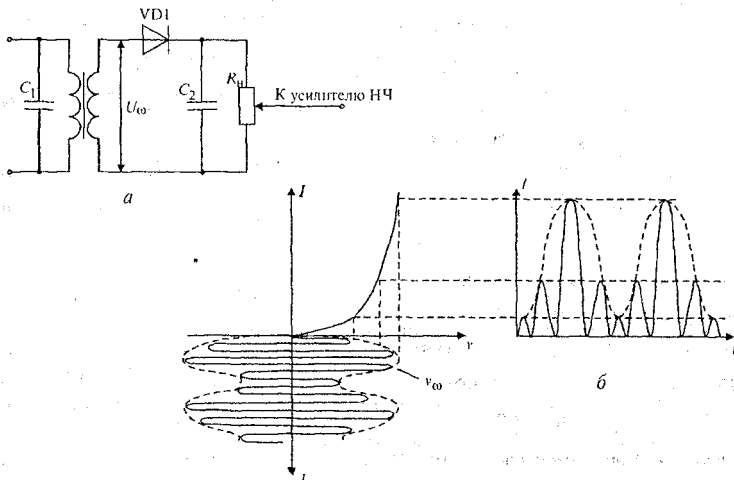


Рис. 3.2

Типовая схема амплитудного детектора радиовещательного приемника приведена на рис. 3.2, а. С помощью графиков (рис. 3.2, б) рассмотрим процессы, происходящие в схеме детектирования.

На вход детектора подается модулированное по амплитуде высокочастотное напряжение  $U_{\omega}$ . Ток, протекающий через детекторный диод VD1, зависит от величины приложенного к нему напряжения и от вида вольт-амперной характеристики (рис. 3.2, б). При подаче на детектор высокочастотного модулированного сигнала  $U_{\omega}$  ток через детектор и включенную последовательно с ним нагрузку  $R_{н}$  изменяется во времени. График изменения тока  $I$  от времени  $t$  показан в правой части рис. 3.2, б. Из этого графика видно, что ток  $I$  представляет собой импульсы, средняя величина которых меняется с низкой частотой, т.е. имеет место детектирование ВЧ сигнала. После детектирования полезный НЧ сигнал с нагрузки  $R_{н}$  поступает в усилитель низкой частоты.

Смесительными называются СВЧ диоды, которые используются в схемах преобразования частоты. Упрощенная схема смесителя на полупроводниковом диоде приемника СВЧ диапазона приведена на рис. 3.3.

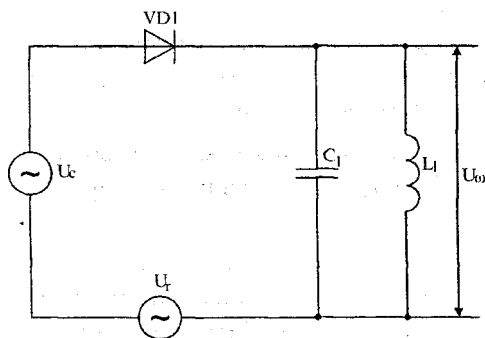


Рис. 3.3

Процесс преобразования частоты в этой схеме сводится к следующему. В электрическую цепь, состоящую из нелинейного сопротивления (полупроводникового диода VD1) и избирательной нагрузки  $L_1, C_1$  (контура, настроенного на промежуточную ча-



стоту), подаются два напряжения: напряжение принятого антенной сигнала  $U_c$  и напряжение местного вспомогательного генератора  $U_r$ . В результате нелинейного преобразования этих напряжений в цепи протекают токи различных частот, в том числе ток разностной промежуточной частоты:  $f_{\text{пр}} = f_c - f_r$ . Ток промежуточной частоты создает на избирательной нагрузке — колебательном контуре — падение напряжения  $U_{\omega}$  промежуточной частоты. Напряжение с этого контура подается на вход первого каскада усилителя промежуточной частоты.

В переключаемых диодах используется эффект изменения полного сопротивления диода в зависимости от величины и полярности напряжения смещения  $U_{\text{см}}$ . Эти диоды нашли применение в схемах коммутации мощности при передаче СВЧ колебаний, в схемах защиты приемников радиотехнических устройств от перегрузок, для дистанционного управления уровнем импульсно-кодовой модуляции, для ограничения сигнала при работе в режиме частотной модуляции и т.д.

В качестве переключаемых используют точечные и плоскостные диоды, параметры которых обеспечивают резонанс на выбранной частоте. Для этого диоды должны обладать малой собственной емкостью. Снижение емкости может быть достигнуто за счет расширения области объемного заряда, т.е., например, использования диодов со структурой *p-i-n*.

Важнейшими параметрами переключаемых диодов являются потери пропускания  $L_n$ , потери запираания  $L_z$  и время переключения  $t_{\text{пер}}$ .

Потери пропускания  $L_n$  — это отношение СВЧ мощности, подводимой к коммутационному устройству с переключаемым диодом  $P_0$ , к мощности, проходящей через это устройство, в случае, когда диод находится в состоянии пропускания СВЧ сигнала  $P_{\text{ип}}$ .

$$L_n = P_0 / P_{\text{ип}}$$

Чем меньше  $L_n$  отличается от единицы, тем ближе коммутационное устройство с переключаемым диодом к идеальному по вносимым потерям пропускания.

Смысл параметра  $L_3$  тот же, только берется отношение  $P_0$  к мощности, проходящей через коммутационное устройство, в случае, когда диод находится в состоянии запирания СВЧ сигнала.

Время переключения  $t_{пер}$  определяется длительностью процессов накопления и рассасывания неосновных носителей в базе диода.

### 3.5. Стабилитроны

Известно (см. раздел 2.10), что если ограничивать ток, то при подаче обратного напряжения на  $p-n$ -переход  $U_{обр}$  по величине больше напряжения пробоя  $U_{пр}$  диод будет нормально функционировать в электрической цепи. Это свойство  $p-n$ -перехода используется в стабилитронах (рис. 3.4, б).

Стабилитроном называется полупроводниковый прибор, у которого вольт-амперная характеристика имеет рабочий участок со слабой зависимостью напряжения от тока, протекающего через прибор. В германиевых диодах электрический пробой быстро переходит в тепловой, поэтому в качестве стабилитронов применяются обычно кремниевые диоды. Кремниевые стабилитроны используют для стабилизации напряжений источников питания, а также для фиксации уровней напряжений (и токов) в схемах (отсюда и происходит второе название кремниевых стабилитронов «опорные диоды») и т.д.

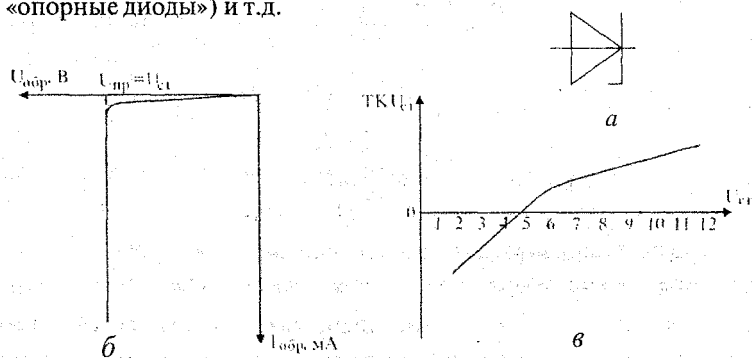


Рис. 3.4

Свойства стабилитронов характеризуют следующие параметры:

- напряжение стабилизации  $U_{ст}$  — значение напряжения на стабилитроне в области стабилизации при номинальном значении тока;
- минимально допустимый ток стабилизации  $I_{ст.мин}$  — такое значение тока через стабилитрон, при котором возникает устойчивый электрический пробой;
- максимально допустимый ток стабилизации  $I_{ст.макс}$  — наибольшее значение тока через стабилитрон, при котором мощность, рассеиваемая на стабилитроне, не превышает допустимого значения;
- дифференциальное сопротивление  $r_{ст}$  — отношение приращения напряжения на стабилитроне к приращению тока в режиме стабилизации  $r_{ст} = \Delta U_{ст} / \Delta I_{ст}$ ; величина  $r_{ст}$  характеризует степень стабильности напряжения стабилизации при изменении тока пробоя: чем меньше ее значение, тем лучше осуществляется стабилизация;
- максимально допустимая мощность  $P_{макс}$  — наибольшая мощность, выделяющаяся в  $p-n$ -переходе, при которой обеспечивается заданная надежность (не возникает тепловой пробой перехода);
- температурный коэффициент напряжения стабилизации ( $TKU_{ст}$ ) — отношение относительного изменения напряжения стабилизации к абсолютному изменению температуры окружающей среды:  $TKU_{ст} = \Delta U_{ст} / U_{ст} \Delta T \text{ \%} / \text{°C}$ ;
- статическое сопротивление постоянному току в рабочей точке — отношение напряжения стабилизации к току стабилизации в заданной рабочей точке:  $R_{стат} = U_{ст} / I_{ст}$ .

Величина напряжения стабилизации  $U_{ст}$  определяется шириной обедненной области  $p-n$ -перехода. Если  $p-n$ -переход изготовлен из сильнолегированного кремния, то ширина обедненного слоя  $X_d$  мала и пробой (туннельный) происходит при малых  $U_{обр}$ , так как повышается напряженность электрического поля  $E = U_{обр} / X_d$

Следовательно, у низковольтных стабилитронов ( $U_{ст} \leq 5В$ )  $T KU_{ст}$  отрицательный. При увеличении толщины ОПЗ  $p-n$ -перехода превалирует лавинный механизм пробоя с положительным  $T KU_{ст}$ . Это характерно для стабилитронов с  $U_{ст} > 7В$  (рис. 3.4, в).

### 3.6. Варикапы

---

Полупроводниковый прибор с  $p-n$ -переходом может быть использован в качестве конденсатора с управляемой емкостью. Специально изготовленные приборы, использующие как конденсатор барьерную емкость, называют варикапами.

Барьерная емкость связана с токами смещения, т.е. изменение величины  $C_{бар}$  при изменении приложенного к  $p-n$ -переходу напряжения обусловлено перемещением основных носителей заряда в  $p$ - и  $n$ -областях. Инерционность этого процесса проявляется только на очень высоких частотах (ГГц).

К специфическим параметрам варикапов (кроме параметров обычных диодов) относятся  $C_{max}$  — максимальная емкость варикапа при заданном минимальном напряжении смещения;  $C_{min}$  — минимальная емкость варикапа при максимальном напряжении смещения;  $R_c$  — коэффициент перекрытия — отношение максимальной емкости и минимальной;  $Q_{ном}$  — номинальная добротность варикапа при номинальном напряжении смещения;  $K$  — показатель степени в зависимости емкости от напряжения; ТКЕ и ТКД — температурные коэффициенты  $C$  и  $Q$ , т.е. относительное изменение емкости или добротности при заданном напряжении смещения при изменении температуры окружающей среды на  $1^\circ C$  в заданном интервале температур.

Величины  $C_{max}$  и  $C_{min}$  определяются величинами обратных напряжений  $U_{min}$  и  $U_{max}$  (рис. 3.5).

При малых величинах  $U(|U| < |U_{min}|)$  уменьшается  $dU/dI$ , а значит, уменьшается сопротивление перехода  $r_j$ . Уменьшение  $r_j$ , как будет показано далее, приводит к уменьшению добротности варикапа.

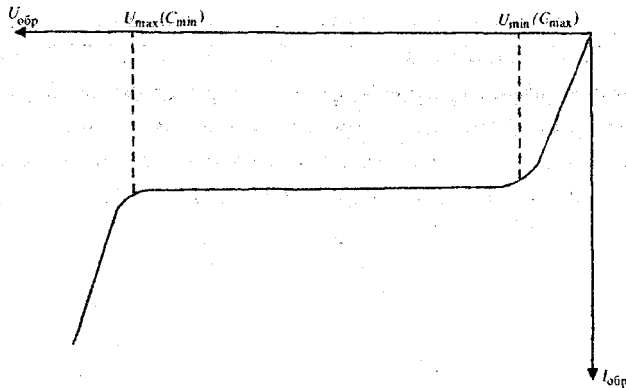


Рис. 3.5

Максимальная величина обратного напряжения смещения определяется напряжением пробоя.

Зависимость емкости  $p$ - $n$ -перехода от обратного напряжения может быть записана в виде

$$C = AS(\varphi_k + U)^{-k}, \quad (3.1)$$

где  $A$  — постоянный коэффициент, а  $k = 1/2$  для резкого  $p$ - $n$ -перехода.

Изменение емкости от температуры определяется изменением величины контактной разности потенциалов (раздел 2.2). С ростом напряжения ТКЕ уменьшается за счет уменьшения влияния  $\varphi_k$  на емкость.

Добротность — величина, обратная тангенсу угла потерь,  $Q = 1/\operatorname{tg} \delta$ .

Для объяснения графика зависимости  $Q = \varphi(f)$  рассмотрим физическую эквивалентную схему варикапа (рис. 3.6) и проанализируем упрощенные физические эквивалентные схемы на низкой (рис. 3.7, а) и на высокой (рис. 3.8, б) частотах.

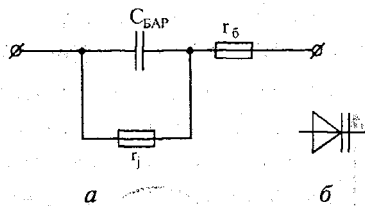


Рис. 3.6

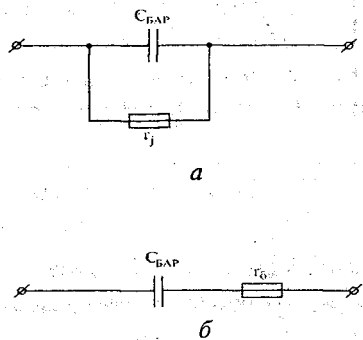


Рис. 3.7

Анализ начнем с того, что  $p-n$ -переход при обратном смещении обладает большим сопротивлением  $r_j$ . На низкой частоте сопротивление  $X_c = 1/\omega C_{\text{БАР}}$  велико, так как  $\omega$  мала. Следовательно, на низкой частоте можно пренебречь сопротивлением  $r_b$ , и эквивалентная схема варикапа принимает вид, представленный на рис. 3.7, а.

Исходя из этой схемы  $\text{tg } \delta = 1/\omega C_{\text{БАР}} r_j$ ;  $Q = \omega C_{\text{БАР}} r_j$ .

Следовательно, на НЧ добротность с увеличением частоты растет. Чтобы иметь большую величину  $Q$  на НЧ, необходимо применять полупроводник с достаточно широкой запрещенной зоной (чтобы  $r_j$  было велико).

На высокой частоте  $X_c$  мало и шунтирующим действием  $r_j$  можно пренебречь. Эквивалентная схема имеет вид, представленный на рис. 3.7, б.

На ВЧ  $\text{tg } \delta = \omega C_{\text{БАР}} r_B'$ ;  $Q = 1/\omega C_{\text{БАР}} r_B'$ .

Следовательно, на ВЧ добротность с увеличением частоты падает (рис.3.8).

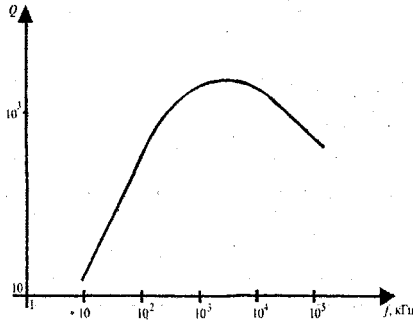


Рис. 3.8

Так как  $r_6 = \rho_6 w / S$ , а  $\rho_6 = 1/\sigma = 1/qN\mu$ , то для повышения добротности необходимо использовать полупроводник с большой величиной подвижности. Здесь  $w$  – ширина базы,  $N$  – концентрация, а  $\mu$  – подвижность носителей в базе.

Исходя из анализа величины  $Q$  и технологичности полупроводника, в качестве материала для изготовления варикапа применяют кремний. При изготовлении варикапа сначала изготавливают структуру типа  $p^+ - n - n^+$  и омические контакты к структуре на пластине кремния диаметром 25...35 мм и только в дальнейшем нарезают кристаллы нужной площади (в зависимости от номинальной емкости), вплавляют золоченые контакты, химически обрабатывают, осуществляют защиту поверхности перехода и бескорпусную металлизацию.

### 3.7. Диоды Шоттки

Немецким ученым Шоттки была разработана теория контакта металл – полупроводник. Поэтому диоды, в которых используют выпрямляющие свойства контакта металл – полупроводник, называют его именем.

Как известно (см. раздел 1.9), контакт полупроводника с металлом, из которого термодинамический выход электронов больше, чем из полупроводника  $A_m > A_n$ , обладает выпрямляющими свойствами (рис. 3.9). При подаче на контакт прямого смещения («+» на металл, «-» на полупроводник) потенциальный барьер для электронов  $q\varphi_k$  уменьшается и через контакт течет ток  $I_{ш}$  (рис. 3.9, б). Но при этом отсутствует инжекция неосновных носителей в высокоомную область контакта, т.е. отсутствует инжекция дырок в *n*-полупроводник по двум причинам: во-первых, так как контакт металл – полупроводник – гетеропереход (переход, образованный материалами с различными электрофизическими свойствами), то потенциальный барьер для дырок  $q\varphi_{кр}$  значительно больше, чем потенциальный барьер для электронов  $q\varphi_k$ ; во-вторых, концентрация дырок в металле вообще очень мала. Следовательно, прямой ток через такой контакт (ток диода Шоттки  $I_{ш}$ ) в основном представляет собой направленное движение электронов.

При обратном смещении контакта (3.9, в) может протекать ток экстракции (в основном дырочная составляющая), ток термогенерации носителей в обедненном слое перехода  $X_0$  (рис. 3.9, а). Если полупроводник будет сильно легирован, то может протекать сквозь барьер Шоттки  $q\varphi_b$  туннельный ток ( $I_t$ , рис. 3.9, в). Этого стараются не допускать. Запишем аналитическое выражение для ВАХ диода Шоттки.

$$I = I_{Sш} \left( \exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) = S J_{Sш} \left( \exp \frac{qU}{kT} - 1 \right), \quad (3.2)$$

где  $S$  – площадь;  $J_{Sш} = A^* T^2 \exp(-q\varphi_b/kT)$  – плотность тока диода Шоттки,  $A^*$  – эффективная постоянная Ричардсона;  $U$  – напряжение, приложенное к диоду с учетом знака;  $q\varphi_b$  – высота барьера Шоттки (рис. 3.10, а).

При проведении расчетов величину постоянной Ричардсона можно взять из [3].



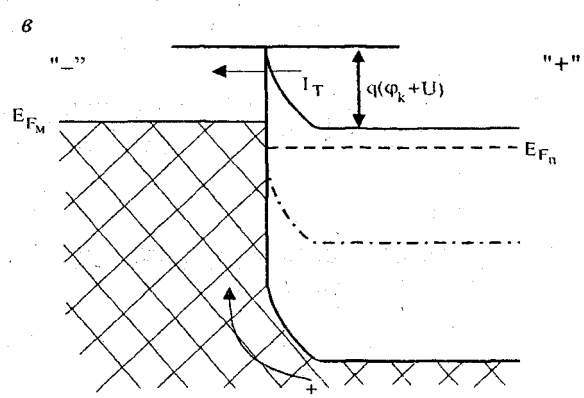
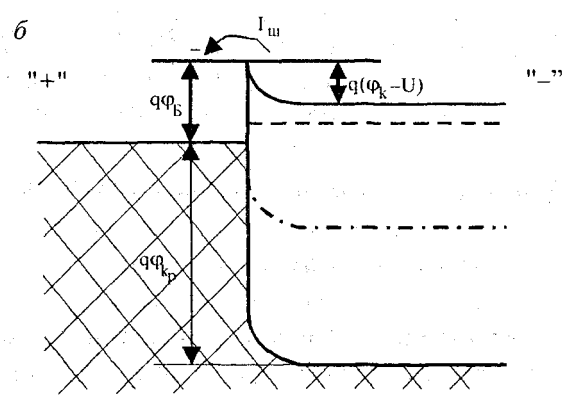
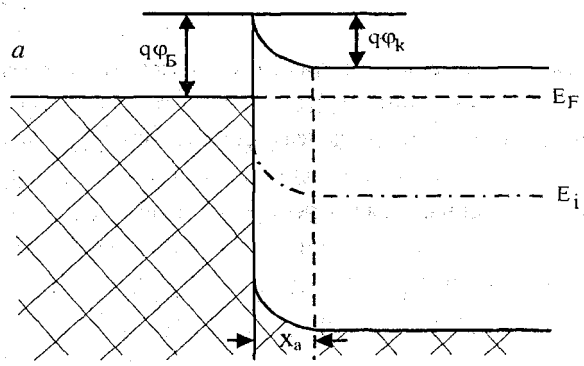


Рис. 3.9

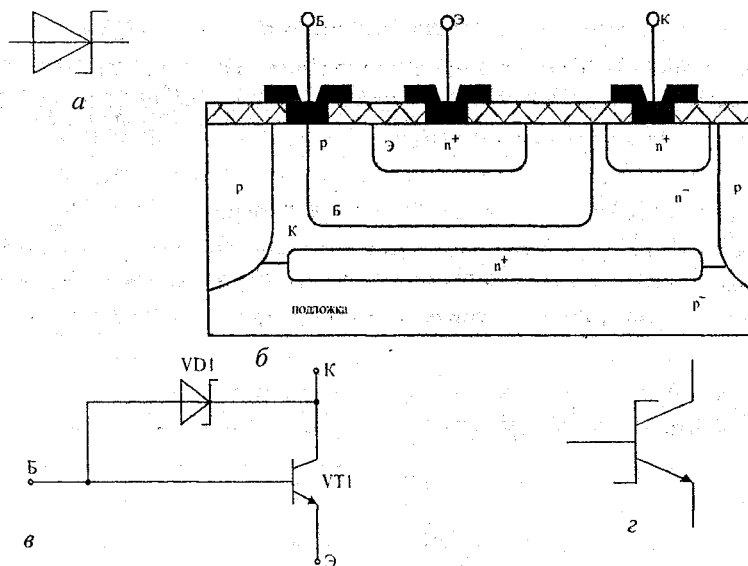


Рис. 3.10

Отметим некоторые особенности физики работы диодов Шоттки, которые определяют область их применения. При прямом смещении диода ток обусловлен в основном электронной составляющей ( $I_p/I_n \approx 10^{-4}$ ). Следовательно, эффект накопления и высвобождения дырок в полупроводнике можно не учитывать. Электроны, инжектированные из полупроводника в металл, становятся «горячими», т.е. их энергия превышает фермиевскую (в металл) на величину, соответствующую высоте барьера  $q\phi_B$  (0,7...0,8 эВ). При резкой смене полярности приложенного напряжения они могут вернуться в полупроводник только в том случае, если смогут преодолеть барьер Шоттки  $q\phi_B$ , т.е. пока остаются «горячими». Так как «остывают» они за время  $t \approx 10^{-14}$ с, то в течение этого времени будет протекать большой обратный ток после смены полярности напряжения. Другие физические эффекты (на которых мы не будем останавливаться) несколько увеличивают время восстановления диода Шоттки  $\tau_{\text{восст}}$ , но незначительно. Быстродействующие дискретные диоды Шоттки используются в СВЧ диапазоне.

Диоды Шоттки нашли широкое применение в интегральных микросхемах транзистор-транзисторной логики Шоттки (ТТЛШ), что обусловлено двумя причинами. Во-первых, величина прямого падения напряжения диода Шоттки  $U_{пр} (U_{ш}^*) \approx 0,3...0,45$  В, т.е. меньше 0,6В, при котором открывается кремниевый  $p-n$ -переход. Поэтому, зашунтировав коллекторный  $p-n$ -переход транзистора диодом Шоттки (рис. 3.10, б), можно гарантировать, что на нем не упадет в прямом направлении больше 0,45В, он не откроется, транзистор не войдет в режим насыщения, а значит, существенно уменьшится время накопления и рассасывания неосновных носителей в областях базы и коллектора, что намного увеличивает быстродействие транзистора.

Во-вторых, технология изготовления диода Шоттки хорошо совмещается с технологиями изготовления интегральных полупроводниковых микросхем (рис. 3.10, б).

Обозначение по ЕСКД транзистора Шоттки представлено на рис. 3.10, г, а на рис. 3.10, в — его физическая эквивалентная схема. Диод Шоттки VD1, который включен между базой и коллектором транзистора VT1, получают осаждением алюминия на поверхность кремниевой пластины на участке границы  $p$ -базы и  $n$ -коллектора (см. вывод Б рис. 3.10, б). Как уже отмечалось, прямое падение напряжения на диоде Шоттки меньше 0,6 В (величина напряжения, при котором открывается кремниевый  $p-n$ -переход), а значит, транзистор VT1 не будет работать в режиме насыщения при любой величине положительного сигнала, поданного на базу.

### 3.8. Лавинно-пролетные диоды

---

Лавинно-пролетные диоды (ЛПД) относятся к классу двухполюсников, обладающих отрицательным дифференциальным сопротивлением (ОДС) на зажимах. Однако в отличие от таких приборов, как, например, туннельные диоды, ЛПД проявляется только на достаточно высоких частотах и не проявляется в статическом режиме. Причиной этого является наличие фазового

сдвига между током и напряжением на ЛПД. Фазовый сдвиг обусловлен физикой лавинного процесса и временем пролета через область пространственного заряда. Для простоты будем говорить о времени пролета, включая в это понятие и сдвиг во времени, вызванный лавинным процессом. Рассмотрим диаграммы тока и напряжения, представленные на рис. 3.11, а.

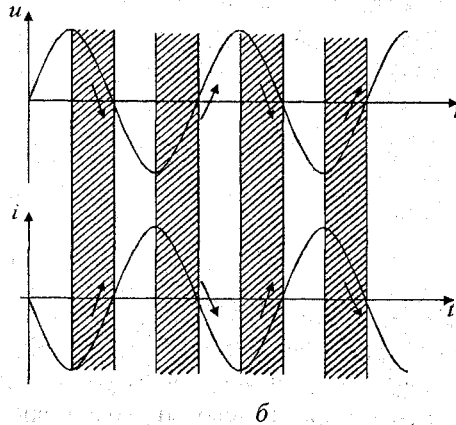
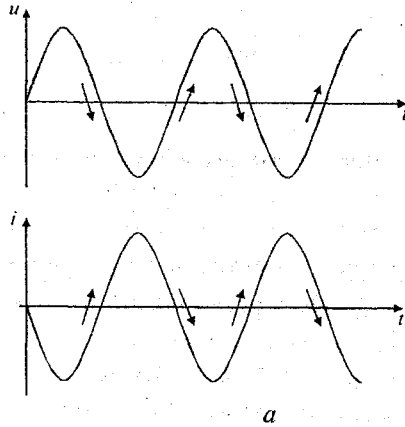


Рис. 3.11

Предположим, что пролетное время носителей в точности равно половине периода колебаний некоторой частоты. В этом случае ток через диод будет отставать на полпериода ( $180^\circ$  или  $\pi$  радиан) от вызвавшего его напряжения. При этом нарастание напряжения будет все время сопровождаться падением тока, а падение напряжения — наоборот, ростом тока. Это свидетельствует о том, что для данной частоты в течение всего периода колебаний выполняются условия отрицательного сопротивления.

Если понизить частоту (увеличить период колебаний) при той же величине времени пролета, то ток будет отставать на угол, меньший чем  $180^\circ$ . Большую часть периода колебаний будут сохраняться условия отрицательного сопротивления. Меньшую часть периода эти условия выполняться не будут. Если продолжать понижать частоту до такой величины, когда пролетное время будет составлять четверть периода ( $90^\circ$  или  $\pi/2$  радиан), то, как это можно видеть из диаграмм рис. 3.11, б, условия отрицательного сопротивления будут выполняться на протяжении половины периода, чередуясь через каждые четверть периода с условиями положительного сопротивления. В этом предельном случае в среднем за период мы не будем больше наблюдать отрицательного сопротивления на зажимах прибора.

Аналогичные рассуждения можно провести и для фазовых углов, превышающих  $180^\circ$ . В этом случае прибор потеряет свойства отрицательного сопротивления на частоте, на которой фазовый сдвиг между током и напряжением достигнет  $270^\circ$ . Таким образом, наличие области высокочастотного отрицательного сопротивления будет обусловлено фазовым сдвигом между током и напряжением. Нижняя и верхняя граничные частоты этой области будут соответствовать фазовым сдвигам  $90^\circ$  и  $270^\circ$ .

Принцип действия лавинно-пролетного диода в самых общих чертах рассмотрим на модели, предложенной Ридом в 1958 г. Нужно отметить, что эта модель довольно долгое время оставалась нереализованной.

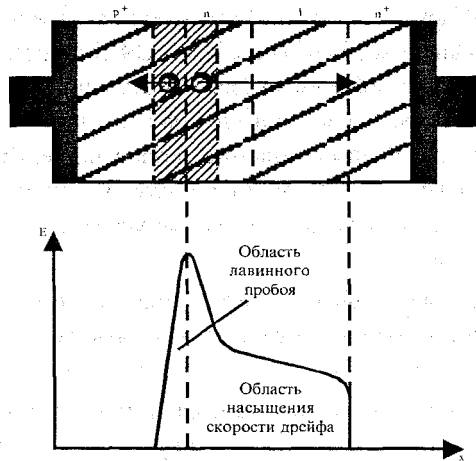


Рис. 3.12

На рис. 3.12 изображена структура  $p-n-i-n$ , наиболее удобная для рассмотрения процессов в лавинно-пролетном диоде. Ниже изображена диаграмма распределения напряженности электрического поля по структуре. Напряжение, приложенное к структуре, имеет такую величину, при которой в электронно-дырочном переходе достигается напряженность поля, соответствующая развитию лавинного пробоя. Электронно-дырочные пары, генерируемые в переходе, разделяются полем перехода.

Поскольку область лавинного пробоя имеет малую толщину, время дрейфа дырок в  $p$ -области очень мало. В то же время электроны дрейфуют сквозь слой собственной проводимости до  $n$ -области значительно дольше. Время дрейфа электронов через слой собственной проводимости будет определяться скоростью дрейфа и толщиной этого слоя. Скорость дрейфа носителей заряда возрастает с напряженностью поля лишь до определенной величины. Начиная с некоторого значения напряженности поля, скорость дрейфа перестает практически расти. Этот эффект называют насыщением скорости дрейфа. Скорость насыщения для электронов в кремнии составляет около  $10^7$  см/с. Скорость насыщения в германии несколько ниже и составляет около  $5 \cdot 10^6$  см/с.

Если напряжение и геометрические размеры структуры выбраны правильно, то по всему слою собственной электропроводности поддерживается напряженность поля ниже критической напряженности лавинного пробоя, но выше напряженности, обеспечивающей насыщение скорости дрейфа, близкой к скорости насыщения. Разброс скоростей будет невелик, и в результате размытие пакетов электронов за время дрейфа будет несущественным.

Время дрейфа (пролета) электронов через область собственной электропроводности будет определять диапазон частот, в котором наблюдается отрицательная электропроводность.

Следует заметить, что фазовый сдвиг напряжения и тока будет определяться не только пролетным временем, но и некоторой инерционностью лавинных процессов. В колебательном режиме с изменением напряжения напряженность поля будет превышать напряженность лавинного пробоя, проходить через максимальное значение и снова уменьшаться до величины, меньше критической. Ток же будет продолжать нарастать некоторое время после того, как напряженность поля прошла через максимум. Только инерционность лавинного процесса может дать фазовый сдвиг, достигающий  $90^\circ$ .

Лавинно-пролетные диоды могут быть использованы в качестве генераторов с импульсной модуляцией, а также в усилительном режиме в СВЧ диапазоне. Однако серьезным препятствием для применения ЛПД в режиме усиления являются высокие уровни собственных шумов, присущие механизму лавинной ионизации.

Определенную сложность представляет также получение ЛПД с высокими значениями к.п.д. Это объясняется тем, что напряжение на диоде должно иметь величину, не намного превышающую критическое напряжение лавинного пробоя. С другой стороны, напряжение не должно снижаться настолько, чтобы скорость дрейфа носителей падала ниже скорости насыщения.

Эти факторы ограничивают допустимый размах колебательного напряжения, развиваемого на диоде, относительно небольшой долей постоянного напряжения.

### 3.9. Типы конструкций полупроводниковых диодов

Конструкции выпрямительных диодов могут быть самыми разнообразными. Диоды малой мощности герметизируются в металлоглазчатые (рис. 3.13, *а*) или пластмассовые корпуса с гибкими проволочными выводами. Для корпусов диодов средней и большой мощностей обычно предусматривается возможность крепления к шасси схемы или к специальному радиатору при помощи винта (рис. 3.13, *б*). Для диодов большой мощности требуется принудительное воздушное или водяное охлаждение. Для работы диодов при повышенных напряжениях используют выпрямительные столбы. Они представляют собой последовательно соединенные полупроводниковые диоды одного типа с параметрами, близкими по значениям. Приложенное к цепочке обратное напряжение распределяется равномерно и не вызывает пробоя отдельных диодов с повышенным сопротивлением. Схемы соединений диодов в выпрямительных столбах могут быть различными. Столбы оформляются в металлических и пластмассовых корпусах в виде единого блока. Одна из схем соединения и конструкция пластмассового корпуса столба приведена на рис. 3.14.

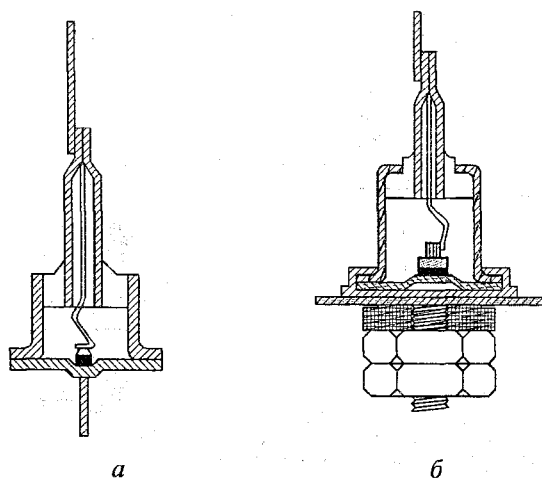


Рис. 3.13



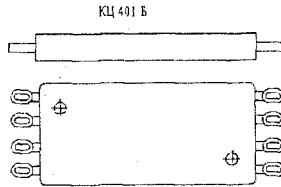
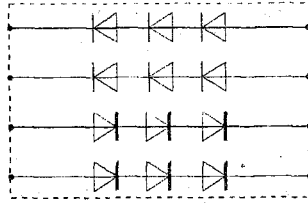


Рис. 3.14

Отличительной особенностью СВЧ диодов является их конструктивное оформление. Корпус диода СВЧ диапазона проектируется таким образом, чтобы он имел минимальную собственную емкость и индуктивность, обеспечивал надежное крепление прибора (на рис. 3.15, а, б показаны основные типы конструкций СВЧ диодов).

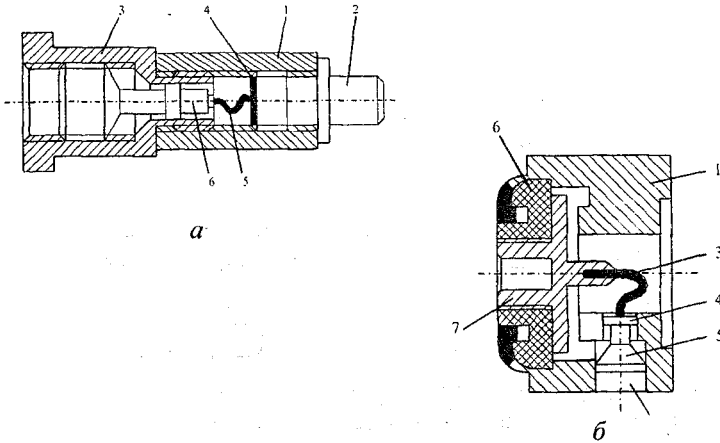


Рис. 3.15

Корпус патронного типа — металлокерамический (рис. 3.15, а) или металлостеклянный — используется в длинноволновом участке СВЧ диапазона. Основными узлами этой конструкции являются керамическая втулка с резьбой 3 и соединяемые с ней резьбовая втулка 1 и иглодержатель 6. Контактная пружинка 5 с заостренным концом изготовлена из вольфрамовой проволоки. Полупроводниковый кристалл 4 напаян на кристаллодержатель 2. Настройку прибора в корпусе осуществляют путем ввинчивания кристаллодержателя во втулку при закреплении корпуса в волноводной камере. Для снижения сопротивления контакта и повышения коррозионной стойкости металлические фланцы серебрят или золотят.

В более коротковолновой части СВЧ диапазона используют другие конструкции. Для конструкции коаксиального типа характерно отсутствие выступающих деталей корпуса. Баллон корпуса серебрят или золотят. Для сборки и настройки прибора в баллон ввинчивается резьбовой кристаллодержатель с полупроводниковым кристаллом. В конструкции волноводного типа кристалл полупроводника и контактную пружину монтируют непосредственно в отрезке волновода. На рис. 3.15, б приведена волноводная конструкция видеодетектора. Корпус представляет собой участок волновода и состоит из баллона 1, в который с помощью керамического изолятора 6 смонтирован иглодержатель 7 с пружинным контактом в виде вольфрамовой заостренной проволоки 3. Волноводное окно 2 в корпусе обеспечивает герметичное соединение. Окончательную настройку прибора в корпусе проводят с помощью кристаллодержателя 5 с резьбой. На кристаллодержатель напаян полупроводниковый кристалл 4.

В настоящее время используются точечные и плоскостные конструкции импульсных диодов. Технология их изготовления аналогична технологии изготовления обычных выпрямительных диодов. Наименьшее время переключения имеют диоды с выпрямляющим переходом металл — полупроводник, в которых практически отсутствует эффект накопления неосновных носителей заряда (см. 3.7).

Подобно другим маломощным выпрямительным диодам, импульсные диоды герметизируются в стеклянные, металлостеклянные, металлокерамические и пластмассовые корпуса. Пример конструкции приведен на рис. 3.16. Импульсные диоды используются в качестве ключевых элементов импульсных схем и широко применяются в цифровых вычислительных машинах и устройствах автоматики.

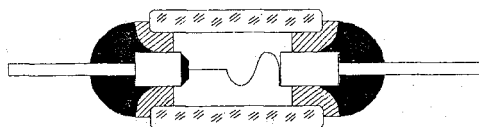


Рис. 3.16

### Контрольные вопросы

1. В чем состоят основные отличия свойств и параметров кремниевых и германиевых выпрямительных диодов?
2. Какой основной динамический параметр импульсных диодов?
3. Почему в ВЧ диапазоне используются точечные диоды?
4. Каков принцип действия варикапа?
5. Почему на прямой ветви ВАХ туннельного диода имеется участок отрицательного дифференциального сопротивления?
6. Какой участок ВАХ  $p-n$ -перехода используется при работе стабилитрона?
7. Для чего и на какой частоте применяются лавинно-пролетные диоды? Почему?
8. При каких условиях контакт металл – полупроводник будет выпрямляющим?
9. Напряжение какой полярности должно быть приложено к металлу диода Шоттки (металл –  $n$ -полупроводник) для того, чтобы диод был включен в прямом направлении?
10. Почему диод Шоттки может работать в СВЧ диапазоне?

## Глава 4. Биполярный транзистор

### 4.1. Основные определения и классификация биполярных транзисторов

Биполярный транзистор (БТ) – полупроводниковый прибор, имеющий два выпрямляющих и три невыпрямляющих контакта и предназначенный для усиления и генерации электромагнитных колебаний. Слово «транзистор» произошло от английского «transfer resistor», что в переводе означает «передающий резистор», т.е. оказывающий сопротивление.

Таким образом, в первом приближении можно считать, что работа биполярного транзистора определяется величиной его сопротивления, которое меняется в зависимости от величины и фазы электрического сигнала, подаваемого на управляющий электрод БТ. Название «биполярный» транзистор получил из-за того, что токи в нем определяются движением двух типов свободных носителей: основных и неосновных. БТ имеет три области и, соответственно, три электрода: эмиттер, база и коллектор. Функции эмиттерной и коллекторной частей предопределены их названиями: эмиттировать (инжектировать) носители и собирать носители. Терминологическое название «база» включает историческую и техническую стороны.

В первые транзисторы (конец сороковых годов) в основание (базу) вплавляли эмиттерные и коллекторные электроды. Их работа в основном определяется электрофизическими и электрическими параметрами (закон распределения примесей, прохождением токов и т.д.) той области транзистора, куда инжектируются носители из эмиттера. И эта область называется «базой» (основой).

В зависимости от типа носителей, которые в основном определяют эмиттерный и коллекторный токи, БТ подразделяются на

$n-p-n$  и  $p-n-p$  (рис. 4.1). Направление стрелки эмиттера (к базе или от базы) показывает направление токов эмиттера и коллектора в активном нормальном режиме работы транзистора (рис. 4.1, а, б).

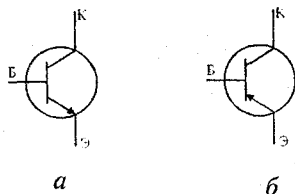


Рис. 4.1

Хотя структура биполярного транзистора по типу электропроводности абсолютно симметрична ( $n-p-n$ ,  $p-n-p$ ), его нельзя считать обратимым прибором, т.е. нельзя без изменения величины его основных электрических параметров менять местами области эмиттера и коллектора. Это объясняется прежде всего тем, что эмиттерная область имеет значительно большую концентрацию примесей, чем коллекторная.

Если база БТ легирована равномерно, то он называется бездрейфовым и перенос носителей (ток) обусловлен только диффузией. В случае, когда база легирована неравномерно (около эмиттера база легируется значительно сильнее, чем около коллектора), в ней появляется электрическое поле, которое способствует переносу заряда неосновных носителей через базу. В этих транзисторах, называемых дрейфовыми, перенос носителей осуществляется за счет дрейфа и диффузии.

Поясним процесс образования встроенного электрического поля в базе дрейфового транзистора  $E_b$  на примере  $n-p-n$ -транзистора. Пусть база около эмиттера легирована значительно сильнее, чем около коллектора, и закон распределения примеси близок к экспоненциальному (рис. 4.2). Так как мы рассматриваем диапазон температур, когда все примеси ионизированы, то около эмиттера в базе концентрация свободных носителей заряда (дырок) намного выше, чем около коллектора. Диффузия, которая будет происходить из-за градиента концентрации, приведет к

тому, что база около эмиттера из-за нескомпенсированного заряда ионизированных акцепторов будет заряжена отрицательно, а около коллектора из-за избыточного заряда дырок — положительно. Направление поля в базе  $E_6$  будет способствовать переносу электронов через базу (рис. 4.2). От чего зависит величина этого поля? Предположим, что плотность дырочного тока в базе без приложения потенциалов к эмиттерному и коллекторному переходам равна 0.

$$I_p = q\mu_p pE - qD_p \frac{dp}{dx} = 0. \quad (4.1)$$

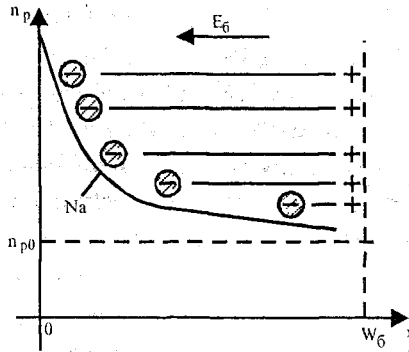


Рис. 4.2

Определим  $E$ , подставив в выражение (4.1)  $D/\mu = kT/q$  и

$$E = \frac{kT}{q} \frac{1}{p} \frac{dp}{dx}. \quad (4.2)$$

Проинтегрировав  $1/dx$  от 0 до  $W_6$ , а  $dp/p$  от  $N_{6э}$  до  $N_{6к}$ , получим

$$E_6 = \frac{kT}{qW_6} \ln \frac{N_{6э}}{N_{6к}} = \frac{kT}{qW_6} m, \quad (4.3)$$

где  $m$  — дрейфовый коэффициент (фактор поля), равный логарифму отношения величин концентрации примеси в базе около эмиттера  $N_{6э}$  к концентрации примеси в базе около коллектора  $N_{6к}$ . В реальных БТ  $m \approx 4 \dots 7$ .

Существует большое разнообразие конструкций и технологий создания БТ (см. раздел 4.12). Приведем конструкцию планарно-эпитаксиального интегрального  $n-p-n$ -транзистора (рис. 4.3) с изоляцией  $p-n$ -переходом.

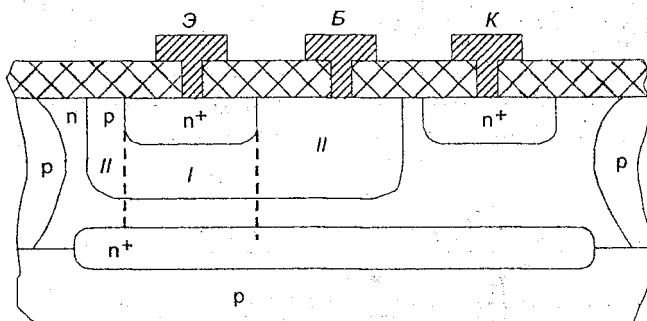


Рис. 4.3

Та область БТ, которая находится непосредственно под эмиттером (I на рис. 4.3), называется активной областью, а остальная область (II на рис. 4.3) — пассивной.

Классификация транзисторов по их назначению, физическим свойствам, основным электрическим параметрам, конструктивно-технологическим признакам, роду исходного полупроводникового материала находит свое отражение в системе условных обозначений их типов.

В основу системы обозначения положен буквенно-цифровой код, его первый элемент обозначает исходный полупроводниковый материал, на основе которого изготовлен транзистор.

Второй элемент обозначения — буква Т, третий — цифра, определяющая его основные функциональные возможности (допустимое значение рассеиваемой мощности и граничную частоту).

Четвертый — число, обозначающее порядковый номер разработки технологического типа транзисторов (каждый технологический тип может включать в себя один или несколько типов, различающихся по своим параметрам).

Пятый элемент — буква, условно определяющая классификацию по параметрам транзисторов, изготовленных по единой технологии.

Стандарт предусматривает также введение в обозначение рядом дополнительных знаков, отмечающих отдельные существенные конструктивно-технологические особенности приборов.

Для обозначения исходного материала используются следующие символы (первый элемент обозначения):

Г или 1 — для германия или его соединений;

К или 2 — для кремния и его соединений;

А или 3 — для соединений галлия (практически для арсенида галлия, используемого для создания полевых транзисторов);

И или 4 — для соединений индия (эти соединения для производства транзисторов в качестве исходного материала пока не используются).

Для обозначения наиболее характерных эксплуатационных признаков транзисторов (их функциональных возможностей) используется девять цифр (третий элемент обозначения), характеризующих подклассы биполярных транзисторов по значениям рассеиваемой мощности и граничной частоты:

1 — транзисторы маломощные ( $P_{\text{макс}} < 0,3$  Вт) низкочастотные ( $f < 3$  МГц);

2 — транзисторы маломощные средней частоты ( $3 < f < 30$  МГц);

3 — транзисторы маломощные высокочастотные и СВЧ ( $f > 30$  МГц);

4 — транзисторы средней мощности ( $0,3$  Вт  $< 3 P_{\text{макс}} < 1,5$  Вт) низкочастотные;

5 — транзисторы средней мощности средней частоты;

6 — транзисторы средней мощности высокочастотные и СВЧ;

7 — транзисторы большой мощности ( $P_{\text{макс}} > 1,5$  Вт) низкочастотные;

8 — транзисторы большой мощности средней частоты;



9 — транзисторы большой мощности высокочастотные и СВЧ.

Для обозначения порядкового номера разработки используются буквы русского алфавита от А до Я, за исключением сходных по начертанию с цифрами З, О, Ч.

В качестве дополнительных элементов обозначения используются следующие символы:

буква С после второго элемента обозначения для наборов в общем корпусе однотипных транзисторов (транзисторные сборки), не соединенных, как правило, электрически;

цифра, написанная через дефис, после седьмого элемента обозначения для бескорпусных транзисторов; значение этой цифры соответствует следующим модификациям конструктивного исполнения:

- 1 — с гибкими выводами без кристаллодержателя (подложки);
- 2 — с гибкими выводами на кристаллодержателе (подложке);
- 3 — с жесткими выводами без кристаллодержателя (подложки);
- 4 — с жесткими выводами на кристаллодержателе (подложке);
- 5 — с контактными площадками без кристаллодержателя (подложки) и без выводов (кристалл);
- 6 — с контактными площадками на кристаллодержателе (подложке), но без выводов (кристалл на подложке).

Таким образом, современная система обозначений позволяет по наименованию типа получить значительный объем информации о свойствах транзистора.

Пример обозначений:

2Т399А — кремниевый биполярный маломощный СВЧ, номер разработки 99, группа А.

## 4.2. Схемы включения и режимы работы БТ

Существуют три схемы включения БТ: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и с общим коллектором (ОК) (рис. 4.4, а, б, в). В схеме ОБ (рис. 4.4, а) входной электрод – эмиттер, а выходной – коллектор. Эта схема обладает усилением по напряжению и мощности, а коэффициент передачи тока меньше единицы, так как ток эмиттера (суммарный ток БТ) состоит из токов коллектора и базы  $I_э = I_к + I_б$ , следовательно, коэффициент передачи тока  $K_i = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} = I_к / I_э$  будет меньше единицы.

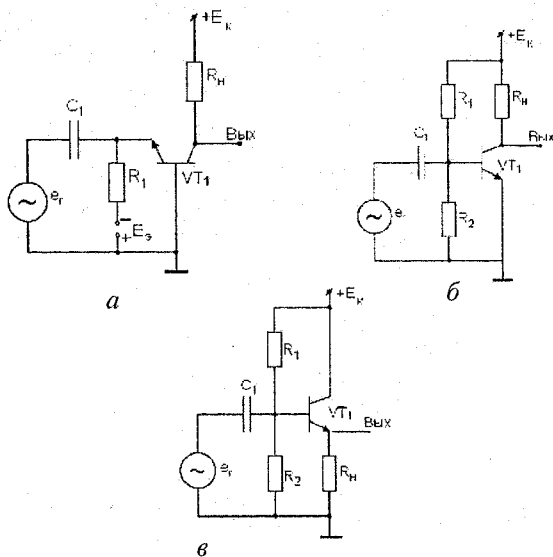


Рис. 4.4

В схеме ОЭ (рис. 4.4, б) входной электрод – база, выходной – коллектор. Эта схема обладает усилением по напряжению, мощности и току, так как отношение  $I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} = I_к / I_б \gg 1$ .

В схеме ОК (рис. 4.4, в) входной электрод – база, выходной – эмиттер. Эта схема отличается от двух предыдущих тем, что она не переворачивает фазу входного сигнала: увеличение сигнала на вхо-

де сопровождается увеличением сигнала на выходе и наоборот. Эта схема усиливает по току (из всех схем имеет максимальный коэффициент усиления), по мощности, а коэффициент усиления по напряжению  $K_U = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} \leq 1$ . Исходя из перечисленных особенностей работы схемы ОК, ее называют «эмиттерный повторитель».

БТ может работать в четырех режимах (не рассматриваем работу БТ в области пробоя): активный нормальный режим, режим отсечки, режим насыщения и активный инверсный режим работы.

При активном нормальном режиме работы БТ эмиттерный переход включен в прямом ( $+U_{эб}$ ), а коллекторный – в обратном направлении ( $-U_{кб}$ ) (рис. 4.5, а).

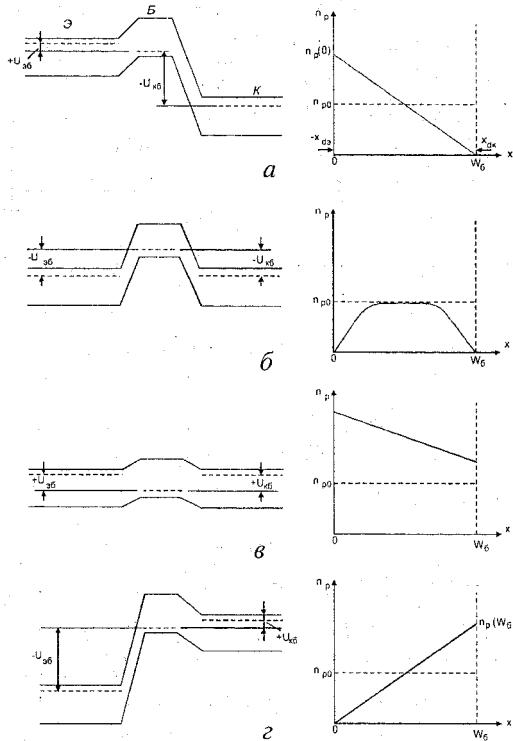


Рис. 4.5

При подаче прямого смещения  $U_{эб}$  понижается потенциальный барьер эмиттерного перехода, и из  $n$ -эмиттера электроны инжектируются в базу. Одновременно для обеспечения условия электронейтральности базы из вывода базы в нее поступит такое же количество дырок (естественно, происходит и инжекция дырок из базы в эмиттер, но об этом скажем позднее). Электроны и дырки за счет диффузии или за счет дрейфа и диффузии в дрейфовом транзисторе двигаются по базе к ОПЗ коллекторного перехода. В этот момент коллекторный ток отсутствует, а ток эмиттера  $I_э$  равен току базы  $I_б$ . По истечении времени пролета носителей через базу  $t_{пр}$  электроны будут втягиваться полем обратнорасположенного  $p$ - $n$ -перехода в ОПЗ коллектора, создавая ток коллектора, а дырки или уйдут из базы через базовый вывод (схема ОБ) или рекомбинируют через время жизни  $\tau_p$  (схема ОЭ).

В режиме отсечки оба перехода БТ смещены в обратном направлении:  $U_{эб} < 0$  и  $U_{кб} < 0$ ; для режима насыщения выполняется условие  $U_{эб} > 0$ ,  $U_{кб} > 0$ , а в активном инверсном режиме коллекторный переход включен в прямой, а эмиттерный — в обратном направлении ( $U_{кб} > 0$ ,  $U_{эб} < 0$ ).

Распределение концентрации неосновных носителей в базе для всех режимов работы БТ (рис. 4.5, а, б, в, г) выполнялось исходя из двух условий:

- база в БТ всегда тонкая; БТ — бездрейфовый;
- концентрация неосновных носителей в базе на границах база — эмиттер  $U_p(0)$  и база — коллектор  $U_p(W_б)$  определяется по формуле  $n_{p,sp} = n_{p0} \exp qU/kT$ , где  $U$  — напряжение  $U_{эб}$  или  $U_{кб}$  с соответствующим знаком.

### 4.3. Распределение потоков носителей (токов) в БТ

Распределение потоков носителей (токов) в БТ, работающем в активном нормальном режиме, рассмотрим на примере  $p$ - $n$ - $p$ -транзистора, поскольку направление основного потока инжектированных носителей (дырок из эмиттера в базу) совпадает с направлением коллекторного и эмиттерного токов.

Суммарный ток БТ – ток эмиттера  $I_э$ , который включает в себя ток коллектора  $I_к$  и ток базы  $I_б$ .

При приложении к эмиттерному  $p$ - $n$ -переходу прямого напряжения («+» на  $p$ -эмиттер и «-» на  $n$ -базу) его потенциальный барьер понижается и начинается инжекция дырок из эмиттера в базу и электронов из базы в эмиттер. Поток электронов, инжектированных из базы в эмиттер  $I_{ин}$  (1 на рис. 4.6), проходит между электродами база – эмиттер, не имеет отношения к току коллектора и является одной из составляющих тока базы. Часть дырок, инжектированных из эмиттера, будет рекомбинировать в ОПЗ эмиттерного перехода, создавая ток рекомбинации в  $p$ - $n$ -переходе эмиттера  $I_{(p-n)}$  (2 на рис. 4.6), который тоже входит в ток базы. Далее часть потока дырок, проходящая через базу, будет рекомбинировать в объеме или на поверхности базы, создавая третью составляющую тока базы  $I_б$  (3 на рис. 4.6). Все остальные составляющие тока базы:

- ток экстракции электронов из  $p$ -коллектора в  $n$ -базу и дырок из  $n$ -базы в  $p$ -коллектор (ток насыщения коллекторного  $p$ - $n$ -перехода  $I_{кс}$ );
- ток генерации в обратном смещенном коллекторном переходе  $I_G$ ;
- ток утечки в коллекторном  $p$ - $n$ -переходе  $I_{ут}$ , который всегда в той или иной мере присутствует из-за несовершенства технологии.

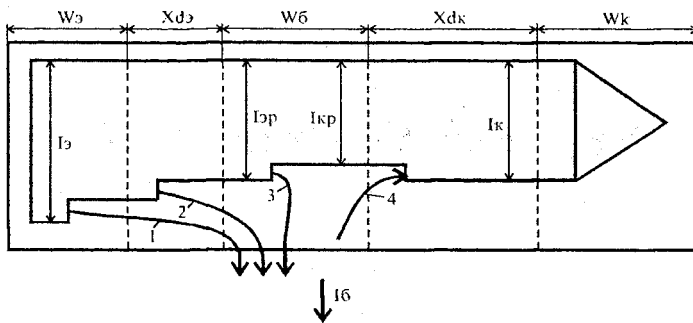


Рис. 4.6

Этот поток носителей создает обратный ток коллектора, который в случае отключенного эмиттера обозначается через  $I_{кбо}$  (4 на рис. 4.6).

Направление тока  $I_{кбо}$  совпадает с направлением потока дырок, входящих в ОПЗ коллекторного  $p-n$ -перехода, а значит, суммируется с током  $I_{кп}$ . В то же время он входит в ток базы со знаком «-» (4 на рис. 4.6).

Таким образом,

$$I_э = I_к + I_б; \quad (4.4)$$

$$I_б = I_{эп} + I_{(p-n)э} + I_{гб} + I_{кбо}; \quad (4.5)$$

$$I_{кбо} = I_{кс} + I_G + I_{ум}. \quad (4.6)$$

#### 4.4. Усилительные свойства биполярного транзистора

Рассмотрим усиление по току, напряжению и мощности одномерной модели транзистора, работающего в активном нормальном режиме (одномерная модель – модель транзистора, в котором рассматривается движение носителей только в направлении одной оси  $X$ ).

Коэффициент усиления (передачи) тока транзистора – это отношение выходного тока к входному. Следовательно, коэффициент передачи тока в схеме ОБ

$$K_I = \frac{I_к}{I_э} = \frac{I_к}{I_к + I_б} < 1, \quad (4.7)$$

где  $K_I$  – коэффициент передачи постоянного тока эмиттера.

Или  $K_I = i_к / i_э + i_б < 1$ , где  $i_э$ ,  $i_к$  и  $i_б$  – амплитуды переменных токов эмиттера, коллектора и базы на низкой частоте соответственно;  $K_I$  – коэффициент передачи переменного тока эмиттера. Биполярный транзистор в схеме с ОБ не усиливает по току.

Обозначим коэффициент передачи постоянного тока эмиттера (статический коэффициент передачи тока эмиттера) БТ, работающего в активном нормальном режиме через

$$\alpha_N = \frac{I_K}{I_3}. \quad (4.8)$$

Умножив и поделив дробь  $I_K/I_3$  на электронный ток эмиттера  $I_{эп}$  и электронный ток коллектора  $I_{кп}$ , получим

$$\alpha_N = \frac{I_{эп}}{I_3} \cdot \frac{I_{кп}}{I_{эп}} \cdot \frac{I_K}{I_{кп}} = \gamma \cdot \alpha_T \cdot M, \quad (4.9)$$

где  $\gamma = I_{эп}/I_3 = I_{эп}/I_{эп} + I_{эп}$  – коэффициент инжекции эмиттера (эффективность эмиттера)  $n-p-n$ -транзистора.

$\alpha_T = I_{кп}/I_{эп}$  – коэффициент переноса носителей (электронов) через базу;

$M = I_K/I_{кп}$  – коэффициент лавинного умножения носителей в ОПЗ коллекторного  $p-n$ -перехода (для активного режима работы БТ  $M=1$ ).

Следовательно,

$$\alpha_N = \gamma \alpha_T. \quad (4.10)$$

Учитывая (2.25), соотношение Эйнштейна  $D/\mu = kT/q$ , а также полагая, что подвижности электронов и дырок в базе и эмиттере равны (что не совсем корректно, так как величина подвижности зависит от концентрации носителей заряда), получим простое выражение для эффективности эмиттера:

$$\gamma \approx \left( 1 + \frac{\sigma_6 W_6}{\sigma_3 W_3} \right)^{-1} \approx 1 - \frac{\sigma_6 W_6}{\sigma_3 W_3}, \quad (4.11)$$

где  $\sigma_6 = q\mu_p N_a$  – удельная проводимость базы;  $\mu_p$  – подвижность дырок в базе;  $N_a$  – концентрация акцепторной примеси в базе;  $\sigma_3 = q\mu_{ns} N_{ds}$  – удельная проводимость эмиттера;  $\mu_{ns}$  – подвижность электронов в эмиттере;  $N_{ds}$  – концентрация донорной примеси в

эмиттере;  $W_6$  и  $W_3$  — ширина квазинейтральной области базы и эмиттера соответственно.

Из (4.11) видно, что для увеличения эффективности эмиттера нужно эмиттер легировать значительно сильнее, чем базу, т.е.  $N_d \gg N_a$ . Обычно в реальных приборах это соотношение выполняется, поэтому величина  $\gamma$  близка к единице.

Коэффициент переноса носителей через базу  $\alpha_T = I_{кн}/I_{эн}$  — отношение тока электронов, выходящего из базы (входящего в коллекторный  $p-n$ -переход) к току электронов, входящему в базу. Таким образом, этот коэффициент характеризует рекомбинационные потери электронного тока в базе (другими словами, он характеризует основную составляющую тока базы —  $I_6$  (4.5)).

Предположим, что за время пролета носителей через базу  $t_{пр} = W_6/2D_n$  все электроны, вошедшие в базу, достигли коллекторного  $p-n$ -перехода, т.е. плотности электронных токов эмиттера и коллектора равны  $j_{кн} = j_{эн} = qn/t_{пр}$ . Но в действительности за это время часть электронов в базе рекомбинирует, и плотность тока рекомбинации равна  $j_R = qn/\tau_n$ , где  $\tau_n$  — время жизни электронов в  $p$ -базе. Следовательно,

$$j_{кн} = j_{эн} - j_R = j_{эн} \left( 1 - \frac{t_{пр}}{\tau_n} \right).$$

Таким образом, для бездрейфового БТ

$$\alpha_T = \frac{I_{кн}}{I_{эн}} = \frac{j_{кн}}{j_{эн}} = 1 - \frac{W_6^2}{2D_n \cdot \tau_n} = 1 - 0,5 \left( \frac{W_6}{L_n} \right)^2, \quad (4.12)$$

где  $D_n$  — коэффициент диффузии электронов в базе,  $L_n = \sqrt{D_n \tau_n}$  — диффузионная длина электронов в базе.

Запишем выражение для коэффициента переноса носителей через базу для дрейфового транзистора с экспоненциальным распределением примеси в базе:



$$\alpha_T = 1 - 0,5 \left( \frac{W_6}{L_n} \right)^2 \cdot \frac{2(m-1)}{m^2}, \quad (4.13)$$

где  $m = \ln(N_{63}/N_{6K})$  — дрейфовый коэффициент (4.3).

Так как в реальных приборах всегда  $W_6 \gg 1$ , то величина коэффициента переноса носителей через базу близка к единице. Следует отметить, что коэффициент передачи эмиттерного тока в дрейфовых транзисторах больше, чем в бездрейфовых, так как у последних больше величина коэффициента переноса носителей через базу (4.13).

Если коллекторный переход включен в прямом направлении, а эмиттерный — в обратном, то транзистор работает в активном инверсном режиме, т.е. роль эмиттера выполняет коллектор, а роль коллектора — эмиттер.

В этом случае инверсный коэффициент передачи тока эмиттера запишем как  $\alpha_I$ :

$$\alpha_I = \gamma_I \cdot \alpha_{TI}, \quad (4.14)$$

где  $\gamma_I = 1 - \sigma_6 \cdot W_6 / \sigma_K \cdot W_K$  — коэффициент инжекции коллектора,  $\sigma_K = q\mu_{nk} \cdot N_{dk}$  — удельная проводимость коллектора,  $\mu_{nk}$  — подвижность электронов,  $N_{dk}$  — концентрация донорной примеси в коллекторе,  $\alpha_{TI}$  — коэффициент переноса носителей через базу при инверсном включении транзистора. Поскольку  $\sigma_3 \gg \sigma_K$ , то и  $\alpha_N \gg \alpha_I$ .

Коэффициенты переноса носителей в бездрейфовых транзисторах для нормального и инверсного включений транзистора равны. В дрейфовых транзисторах электрическое поле в базе, которое способствует переносу носителей от эмиттера к коллектору (нормальное включение транзистора), будет тормозить процесс переноса носителей от коллектора к эмиттеру (инверсное включение транзистора), т.е. в этом случае  $\alpha_{TI} < \alpha_I$ .

Коэффициент усиления по напряжению — это отношение выходного напряжения транзистора к входному. Если на входе БТ эмиттерный ток изменился на какую-то величину  $\Delta I_3$ , то коллек-

торный ток — на  $\Delta I_k$ . Обозначим через  $i_3 = \Delta I_3$  и  $i_k = \Delta I_k$  амплитуды малых переменных токов на низкой частоте. На входе напряжение изменилось на величину  $\Delta U_{зб} = U_{зб} = i_3 \cdot r_{вхОБ}$ , где  $U_{зб}$  — амплитуда малого переменного напряжения,  $r_{вхОБ}$  — входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ, которое равно дифференцированному сопротивлению  $p$ - $n$ -перехода (см. параграф 2.3). На выходе транзистора напряжение изменилось на величину  $\Delta U_{кб} = U_{кб} = i_k \cdot R_n$ .

Следовательно,

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{i_k \cdot R_n}{i_3 \cdot r_{вхОБ}} = \alpha_0 \frac{R_n}{r_{вхОБ}} > 1, \quad (4.15)$$

где  $R_n$  — сопротивление нагрузки в цепи коллектора,  $\alpha_0$  — коэффициент передачи тока в схеме ОБ на низкой частоте. Обычно  $\alpha_0 \approx \alpha_N$ . Так как  $R_n \gg r_{вхОБ}$ , а величина  $\alpha_0$  близка к единице, то  $K_U > 1$ . Следовательно, БТ, включенный по схеме ОБ, усиливает по напряжению.

Коэффициент усиления по мощности  $K_p$  — это отношение выходной мощности БТ к входной. Так как  $P = U \cdot I$ , то  $P_{вх} = U_{зб} \cdot i_3$ , а  $P_{вых} = U_{кб} \cdot i_k$ . Тогда

$$K_p = \frac{P_{вых}}{P_{вх}} = \frac{U_{кб} \cdot i_k}{U_{зб} \cdot i_3} = \frac{i_k \cdot R_n \cdot i_k}{i_3 r_{вхОБ} \cdot i_3} = \alpha_0^2 \frac{R_n}{r_{вхОБ}}. \quad (4.16)$$

Поскольку  $R_n \gg r_{вхОБ}$ , а величина  $\alpha_0^2$  близка к единице, то  $K_p > 1$ .

Транзистор, включенный по схеме ОБ, усиливает по мощности.

Коэффициент передачи переменного тока эмиттера на низкой частоте примерно равен статическому коэффициенту передачи и уменьшается с увеличением частоты.

Входной и выходной токи транзистора в схеме ОБ связаны выражением

$$I_k = \alpha_N I_3 + I_{кбо}, \quad (4.17)$$

где  $I_{кбо}$  — обратный ток коллектора при отключенном эмиттере.

Коэффициент усиления БТ в схеме ОЭ (коэффициент передачи тока базы)  $K_I$  — это отношение выходного тока  $I_k$  ко входному

току  $I_6$ , т.е.  $I_k / I_6 = \beta_N$  — статический коэффициент усиления по току в схеме ОЭ при нормальном включении транзистора, а  $K_I = i_k / i_6 = \beta_0$  — коэффициент усиления переменного тока в схеме ОЭ на низкой частоте, обычно  $\beta_0 = \beta_N$  и уменьшается с ростом частоты. Выразим  $\beta_N$  через  $\alpha_N$

$$\beta_N = \frac{I_k}{I_6} = \frac{I_k}{I_3 - I_k} = \frac{\alpha_N}{1 - \alpha_N}. \quad (4.18)$$

Таким образом,  $\beta$  однозначно выражается через  $\alpha$ . При расчетах по приведенным выше формулам определяют  $\alpha_N$  и по формуле (4.18) —  $\beta_N$ . Так как  $I_6 \ll I_k$ , то  $\beta_N \gg 1$  (если  $\alpha_N = 0,99$ , то  $\beta_N = 99$ ). Схема с общим эмиттером усиливает по току. Следует помнить, что  $\beta$  — важнейший параметр биполярного транзистора.

Если воспользоваться рассуждениями, приведенными в начале этого раздела, то коэффициент усиления по напряжению схемы с ОЭ на НЧ

$$K_U = \frac{\Delta U_{кз}}{\Delta U_{63}} = \frac{U_{кз}}{U_{63}} = \frac{i_k \cdot R_H}{i_6 \cdot r_{вх\text{ОЭ}}} \approx \frac{\beta_0 \cdot R_H}{\beta_0 \cdot r_{вх\text{ОБ}}} = \frac{R_H}{r_{вх\text{ОБ}}} \gg 1, \quad (4.19)$$

где  $r_{вх\text{ОЭ}}$  — входное сопротивление транзистора, включенного по схеме ОЭ.

Входное сопротивление в схеме ОЭ приблизительно в  $\beta$  раз больше, чем в схеме ОБ.

Транзистор, включенный по схеме ОЭ, усиливает по напряжению. Коэффициенты усиления в схемах ОЭ и ОБ при тех же сопротивлениях нагрузки  $R_H$  примерно равны, так как величина  $\alpha$  близка к единице.

$$K_P = \frac{P_{вк}}{P_{вх}} = \frac{U_{кз} \cdot i_k}{U_{63} \cdot i_6} = \frac{(i_k \cdot R_H) i_k}{(i_6 \cdot r_{вх\text{ОЭ}}) i_6} = \beta_0^2 \frac{R_H}{r_{вх\text{ОЭ}}} \approx \beta_0 \frac{R_H}{r_{вх\text{ОБ}}} \gg 1. \quad (4.20)$$

Схема ОЭ усиливает по мощности.

Коэффициент усиления по мощности схемы ОЭ примерно в  $\beta$  раз больше, чем в схеме ОБ.

## 4.5. Пробой БТ

---

Следует остановиться на двух механизмах пробоя кремниевых транзисторов: смыкании эмиттерного и коллекторного  $p$ – $n$ -переходов и лавинном пробое коллекторного  $p$ – $n$ -перехода.

Смыкание эмиттерного и коллекторного  $p$ – $n$ -переходов может стать следствием эффекта Эрли, если база в транзисторе очень тонкая и достаточно высокоомная по отношению к коллекторной области. Тогда при увеличении обратного напряжения на коллекторе величина  $X_{ак}$ , увеличиваясь в основном в сторону базы, при определенном напряжении на коллекторе  $U_{кб} = U_{см}$  «проглотит» базу, и коллекторный и эмиттерный переходы сомкнутся (рис. 4.7, а). Ток базы  $I_b$  станет равным нулю, а коэффициенты передачи тока  $\alpha_N = 1$ ,  $\beta_N = \infty$ .

Если конструкция транзистора не способствует образованию этого вида пробоя, то при дальнейшем увеличении обратного напряжения на коллекторе может создаться ситуация, когда каждый свободный носитель заряда (электрон для  $n$ – $p$ – $n$ -транзистора), входящий в ОПЗ коллекторного перехода, будет производить акт ударной ионизации собственных атомов с образованием пары носителей: электрона и дырки. Электрон электрическим полем  $p$ – $n$ -перехода переносится в коллекторную область, а дырка – в базу. Дальнейшее поведение транзистора, величина напряжения на коллекторе, при котором произойдет лавинный пробой, будет определяться схемой включения БТ. В схеме ОБ, в которой база транзистора подключится к общему выводу, дырки, образовавшиеся в результате ударной ионизации в ОПЗ коллекторного  $p$ – $n$ -перехода и перенесенные полем в базу, уйдут в общий вывод. И в этом случае напряжение пробоя  $U_{кб пр}$  будет полностью соответствовать величине напряжения лавинного пробоя отдельного  $p$ – $n$ -перехода (диода) (рис. 4.7, б).

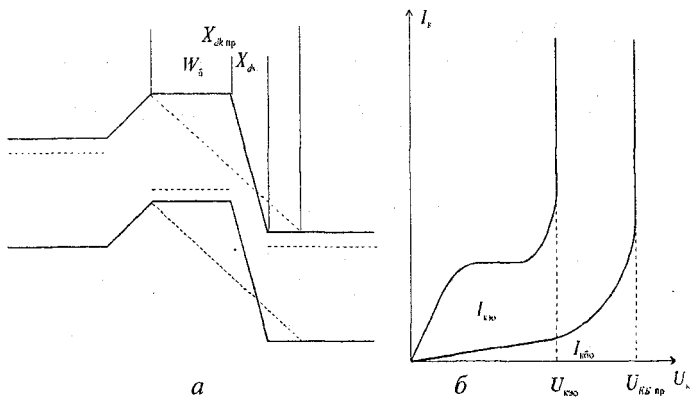


Рис. 4.7

В схеме ОЭ в зависимости от величины сопротивления, включенного между базой и эмиттером  $R_{\text{бэ}}$ , величина напряжения на коллекторе, при котором произойдет лавинный пробой, может изменяться в большом диапазоне. Рассмотрим процессы, которые происходят в БТ при наихудшем для него случае — отключенном базовом электроде, т.е.  $R_{\text{бэ}} = \infty$ . В этом случае дырки, перенесенные полем в области базы, понижают величину потенциального барьера эмиттерного  $p$ – $n$ -перехода, вызывая увеличение инжекции электронов из эмиттера. Вследствие этого в ОПЗ коллекторного перехода войдет дополнительное количество электронов, возрастет количество актов ударной ионизации, увеличится коллекторный ток еще и за счет электронов лавинного умножения, станет больше дырок, перенесенных полем в базу, еще больше понизится потенциальный барьер эмиттерного  $p$ – $n$ -перехода, увеличивая инжекцию электронов, и т.д.

Величина напряжения на коллекторе, при котором произойдет пробой для рассмотренного случая  $U(L)_{\text{кэо}}$  (или  $BU_{\text{ceo}}$  согласно международному обозначению), связана с величиной  $U_{\text{кб пр}}$  соотношением

$$U(L)_{\text{кэо}} = \frac{U_{\text{кб пр}}}{N\sqrt{\beta_N}}, \quad (4.21)$$

где  $N = 4 \dots 5$ .

## 4.6. Статические ВАХ биполярного транзистора

Входные и выходные токи и напряжения биполярного транзистора  $I_1, I_2, U_1, U_2$  наиболее удобно связать с помощью следующих выражений:

$$U_1 = f(I_1, U_2); \quad I_2 = f(I_1, U_2), \quad (4.22)$$

где  $I_1, U_1$  – входные ток и напряжение;  $I_2, U_2$  – выходные ток и напряжение.

Из выражения (3.34) получаем статические характеристики:

$U_1 = f(U_1)$  при  $U_2 = \text{const}$  – входная ВАХ;

$I_2 = f(U_2)$  при  $I_1 = \text{const}$  – выходная ВАХ;

$U_1 = f(U_2)$  при  $I_1 = \text{const}$  – характеристика обратной связи;

$I_2 = f(I_1)$  при  $U_2 = \text{const}$  – характеристика передачи тока.

В теории транзисторов наиболее часто используются первые две характеристики, и чаще всего входная статическая ВАХ анализируется как  $I_1 = f(U_1)$  при  $U_2 = \text{const}$ .

### 4.6.1. Схема с ОБ

На рис. 4.8, а представлена входная ВАХ биполярного транзистора в схеме ОБ. При  $U_{кб} = 0$  она подобна вольт-амперной характеристике  $p-n$ -перехода при прямом смещении.

При уменьшении напряжения на коллекторе (увеличении обратного смещения) вследствие эффекта Эрли уменьшится напряжение  $U_{эб}$ . Следовательно, при увеличении по абсолютному значению коллекторного напряжения семейство входных характеристик смещается вправо.

Дифференциальное входное сопротивление  $r_{вх}$  в схеме ОБ приблизительно равно величине дифференциального сопротивления  $p-n$ -перехода. Следовательно,

$$r_{вх \text{ ОБ}} = \frac{kT}{qI_3}. \quad (4.23)$$

На выходной характеристике цифрами I, II, III и IV обозначены соответственно области насыщения, активной нормальной работы, отсечки и пробоя. Напряжение, при котором в области насыщения  $I_{\kappa} = 0$ , соответствует величине приблизительно  $U^*$  (для  $U_{S_i}^* \approx 0,7B$ ).

При увеличении обратного смещения на коллекторе в активном нормальном режиме работы БТ (см. рис. 4.8, б, область II) из-за эффекта Эрли растет коллекторный ток. Следовательно, величина дифференциального выходного сопротивления  $r_{\kappa} = dU_{\kappa} / dI_{\kappa}$  не бесконечна и имеет конечное значение (1...2 МОм).

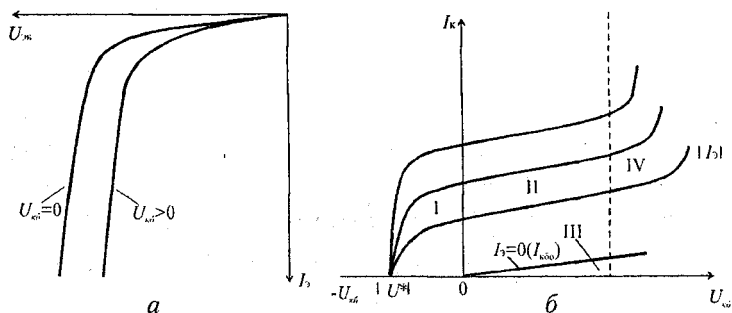


Рис. 4.8.

#### 4.6.2. Схема с ОЭ

Вид входной характеристики  $I_6 = f(U_{63})$  при  $U_{кз} = \text{const}$  для этой схемы включения практически не отличается от схемы с ОБ, но, естественно, нужно учитывать, что по оси ординат откладывается ток базы, который в  $\beta_N + 1$  раз меньше тока эмиттера.

На входной ВАХ (рис. 4.9, а) действие обратной связи, вызванное эффектом Эрли, проявляется в смещении характеристик  $I_6 = f(U_{63})$  в сторону больших значений  $U_{63}$  при увеличении обратного смещения на коллекторном переходе  $U_{кз}$ .

Дифференциальное входное сопротивление  $r_{вх}$  в схеме ОЭ приблизительно в  $\beta_N$  раз больше величины этого параметра БТ в схеме ОБ:

$$r_{вх\text{ ОЭ}} \approx \beta_N r_{вх\text{ ОБ}} = \beta_N \frac{kT}{qI_3}. \quad (4.24)$$

На выходной характеристике (рис. 4.9, б) все области работы БТ в схеме с ОЭ: I – насыщение, II – активной нормальной работы, III – отсечки, IV – пробоя располагаются в одном квадранте.

Известно [5], что при  $I_k=0$

$$r_{вх\text{ ОЭ}} \approx \beta_N r_{вх\text{ ОБ}} = \beta_N \frac{kT}{qI_3}. \quad (4.25)$$

Следовательно, область насыщения в отличие от схемы с ОБ лежит в том же квадранте, что и две другие области.

В реальном транзисторе область насыщения занимает несколько больший диапазон напряжений  $U_{кз}$ , чем тот, что выводится из модели Эберса – Молла. Необходимо учитывать падение напряжения в квазинейтральной области коллектора  $r_{кк}$ . На рис. 4.9, б приrost напряжения на транзисторе в режиме насыщения с учетом  $I_k r_{кк}$  обозначен штриховой линией. Выходное дифференци-

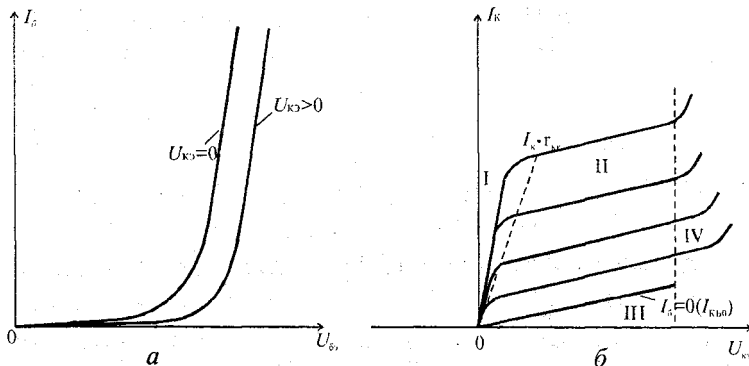


Рис. 4.9



альное сопротивление  $r_k^*$  в схеме с ОЭ в  $\beta_N + 1$  раз меньше, чем в схеме с ОБ:

$$r_k^* = \frac{r_k}{\beta_N + 1} \approx \frac{r_k}{\beta_N}. \quad (4.26)$$

#### 4.7. Частотные свойства биполярных транзисторов

Частотные свойства БТ связаны с физической структурой транзистора временем задержки неравновесного заряда, переносимого от эмиттера к коллектору ( $t_{эк}$ ).

Время задержки в каждой из пяти областей транзистора (квазинейтральных областей эмиттера, базы и коллектора и двух областей обедненных слоев) складывается в результирующее время установления коллекторного тока.

Предельной частотой (частотой отсечки) является та, на которой модуль коэффициента усиления по току в схеме с общим эмиттером равен 1. Она определяется как

$$\omega_T = \frac{1}{t_{эк}}, \quad (4.27)$$

где  $t_{эк}$  — суммарное время задержки сигнала, характеризующее последовательные фазы движения носителей от эмиттера к коллектору.

$$t_{эк} = \tau_э + t_б + \tau_к + t_{(p-n)к}. \quad (4.28)$$

В квазинейтральных областях эмиттера и коллектора механизм проводимости подобен проводимости в металлическом проводнике  $n$ -типа со временем максвелловской релаксации

$$t_{оэ} \approx t_{ок} = \tau^* = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{\sigma_n} = \frac{\varepsilon\varepsilon_0}{q\mu_n N_d}.$$

Для типовых значений  $N_d$  и  $\mu_n$  величина  $\tau^*$  лежит в пределах  $10^{-13} \dots 10^{-14}$ с и в выражении (4.28) не учитывается.

Время установления напряжения на эмиттерном переходе равно постоянной времени

$$\tau_3 = r_3 (C_{\text{бар.э}} + C_n) \approx \frac{kT}{qI_3} (C_{\text{бар.э}} + C_n), \quad (4.29)$$

где  $r_3$  и  $C_{\text{бар.э}}$  — дифференциальное сопротивление и емкость обедненного слоя эмиттерного перехода,  $C_n$  — паразитные емкости, связанные с базовым выводом.

Чаще всего при расчете величины  $\omega_T$  это время определяется как  $r_3 C_{\text{бар.э}}$ , и учитывается оно в основном в микрорежиме, так как величина  $r_3$  обратно пропорциональна эмиттерному току.

Время задержки в области базы  $t_b$  определяется временем установления стационарного заряда  $Q_{nb}$  или градиента концентрации  $dn/dx$ . Минимальное значение времени задержки имеем при управлении транзистора эмиттерным током (схема с ОБ), и оно равно времени пролета  $t_{np}$ . Для транзистора с равномерно легированной базой  $t_{np} = W_b^2/2D_n$ , а для дрейфового транзистора с неравномерным распределением примеси

$$t_{np} = \frac{W_b^2}{mD_n}, \quad (4/30)$$

где  $m$  — дрейфовый коэффициент. Диффузионная емкость эмиттерного  $p-n$ -перехода  $C_{Дэ}$  записывается как

$$C_{Дэ} = \frac{dQ_{\text{инж}}}{dU_3} \approx \frac{dQ_{nb}}{dU_3}, \quad (4.31)$$

где  $Q_{nb}$  — заряд электронов, инжектированный в базу.

Полагая, что  $Q_N \approx Q_{nb}$  ( $Q_N$  — полный инжектированный заряд) и  $I_3 \approx I_k$ , можно записать

$$t_{np} = r_3 C_{Дэ}. \quad (4.32)$$

Следовательно, окончание зарядки диффузионной емкости эмиттера через дифференциальное сопротивление  $r_3$  сигнализирует об окончании формирования коллекторного импульса тока. Моделирование диффузионного процесса с помощью  $C_{Дэ}r_3$  позволяет получить простые выражения для некоторых характерных частот транзистора ( $\omega_\alpha$  и  $\omega_\beta$ ).

Граничная частота в схеме с ОБ  $\omega_\alpha$  — это частота, на которой модуль коэффициента передачи тока эмиттера  $|\alpha|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со своим низкочастотным значением  $\alpha_0$ .

$$\omega_\alpha = \frac{1}{t_{пр}}. \quad (4.33)$$

Граничная частота в схеме с ОЭ  $\omega_\beta$  — это частота, на которой модуль коэффициента передачи тока базы  $|\beta|$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению со своим низкочастотным значением  $\beta_0$ .

$$\omega_\beta = \frac{1}{\tau_n}. \quad (4.34)$$

В кремнии, а тем более в арсениде галлия подвижность электронов велика, поэтому средняя длина свободного пробега  $l$  будет того же порядка или больше ширины обедненной области  $p$ - $n$ -перехода. В этом случае электроны (дырки) будут проходить ОПЗ со скоростью, близкой к скорости насыщения  $V_s \approx 10^7$  см/с, а время пролета можно рассчитать как  $\sim X_d/2V_s$ .

Так как эмиттер и база около эмиттера сильно легированы, а эмиттерный переход смещен в прямом направлении, то ширина  $X_{d3}$  мала и время пролета  $\tau_3 = X_{d3}/2V_s$  можно не учитывать.

Иногда учитывается время пролета носителей через коллекторный переход

$$t_k = \frac{X_{dk}}{2V_s}. \quad (4.35)$$

Время установления напряжения на коллекторном  $p-n$ -переходе не определяет времени установления коллекторного тока, так как он задается током эмиттера и практически не зависит от напряжения на коллекторе. Дифференциальное сопротивление коллектора  $r_k$  в режиме короткого замыкания на выходе не оказывает влияния на постоянную заряда барьерной емкости коллектора, которая определяется соотношением

$$\tau_r = r_b C_{\text{бар.к}} \quad (4.36)$$

или

$$\tau_k = C_{\text{бар.к}} (r_b + r_{\text{кк}}), \quad (4.37)$$

где  $r_{\text{кк}}$  — сопротивление объема коллектора. Выражение (4.35) используется при анализе частотных свойств транзистора с высокоомным коллектором.

Суммарное время задержки при пролете носителей от эмиттера к коллектору равно

$$t_{\text{эк}} = \frac{(C_{\text{бар.э}} + C_{\text{п}})kT}{qI_s} + t_{\text{пр}} + \frac{X_{d_k}}{2V_s} + C_{\text{бар.к}} (r_k + r_{\text{кк}}). \quad (4.38)$$

Максимальной частотой  $\omega_{\text{max}}$  называют частоту, на которой коэффициент усиления по мощности равен 1. Таким образом, при частоте  $\omega > \omega_{\text{max}}$  транзистор становится пассивным элементом

$$\omega_{\text{max}} = 2\pi \left( \frac{\beta_0 f_T}{8\pi r_b C_{\text{бар.к}}} \right)^{1/2}. \quad (4.39)$$

Рис. 4.10 дает представление о соотношении величин характерных частот транзистора  $f_T, f_\beta, f_\alpha$ .

Справедливо соотношение

$$f_T \approx \alpha_0 f_\alpha \approx \beta_0 f_\beta. \quad (4.40)$$

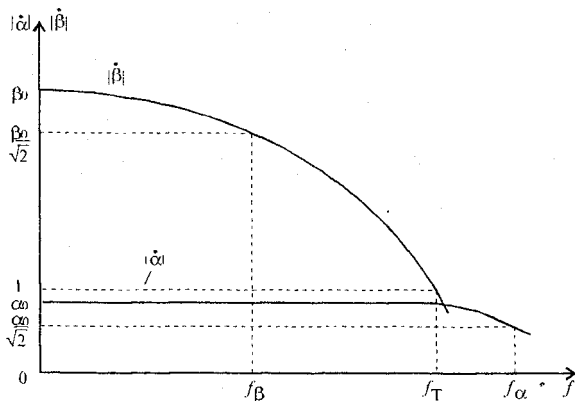


Рис. 4.10

#### 4.8. Зависимость электрических параметров транзисторов от режима работы и температуры

Режим работы транзистора оказывает существенное влияние на его параметры. Превышение предельных режимов приводит к нарушению функций прибора или выходу его из строя. Основными параметрами транзистора в предельных режимах являются: максимально допустимая мощность рассеяния коллектора  $P_{к_{\max}}$ ; максимально допустимое обратное напряжение на коллекторном переходе  $U_{кб_{\max}}$ ; максимально допустимый ток коллектора  $I_{к_{\max}}$ .

Рабочая точка определяется током эмиттера и коллекторным напряжением.

Рассмотрим, как меняются параметры транзистора в зависимости от тока эмиттера и коллекторного напряжения.

Коэффициент передачи тока эмиттера зависит от  $U_{кб}$  вследствие эффекта Эрли. Чем выше напряжение на коллекторе, тем тоньше база и тем ближе величина  $\alpha$  к единице. Следовательно, коэффициент передачи тока эмиттера увеличивается с ростом  $U_{кб}$ .

и приближается к значению, определяемому эффективностью эмиттера. При высоких напряжениях зависимость  $\alpha(U_{кб})$  обусловлена наличием ударной ионизации в коллекторном переходе, в результате которой ток коллектора определяется коэффициентом умножения, и коэффициент передачи тока  $\alpha = \gamma\alpha_e M$ . Даже при очень незначительном превышении  $M$  единицы величина  $\alpha$  может приблизиться к единице. Более того, при сравнительно невысоком напряжении  $U_{кб} = 20 - 30$  В  $\alpha$  может превысить единицу, что может привести к появлению  $S$ -образной выходной характеристики, используемой в лавинных транзисторах – приборах с качественно иными, чем у обычных транзисторов, свойствами.

Зависимость  $\alpha(I_e)$  обусловлена в первую очередь изменением эффективности эмиттера (с возрастанием тока эмиттера  $\gamma$  уменьшается). Соответственно  $\alpha$  падает, что ограничивает максимальный рабочий ток транзистора. В области малых токов эмиттера наблюдается падение  $\alpha$  с уменьшением тока. Спад коэффициента передачи эмиттерного тока в области больших и малых токов эмиттера приводит к появлению максимума на кривой  $\alpha(I_e)$  при некотором значении тока. Этот ток обычно близок к номинальному току транзистора.

Сопротивления эмиттера и коллектора обратно пропорциональны току эмиттера вплоть до самых малых его значений. Зависимость  $r_k(U_{кб})$  очень слабая и ею пренебрегают. Сопротивление коллекторного перехода должно изменяться в зависимости от напряжения на коллекторе по закону  $r_k \sim \sqrt{U_{кб}}$ . Практически такой зависимости не наблюдают вследствие влияния поверхностных утечек при малых  $U_{кб}$  и ударной ионизации в коллекторном переходе – при больших. В результате сопротивление коллектора оказывается меньше ожидаемых значений и с ростом  $U_{кб}$  иногда уменьшается.

При больших токах эмиттера вследствие инжекции большого количества дырок увеличивается концентрация электронов и модулируется объемное сопротивление базы, уменьшаясь в несколько раз. Чем меньше отношение  $W/L_p$ , тем слабее при задан-

ном токе эмиттера сказывается модуляция сопротивления базы и меньше падает  $r_b$ .

Изменение коллекторного напряжения приводит к модуляции толщины базы, что и определяет зависимость  $r_b(U_{кв})$ . Обычно эта зависимость, за исключением высокочастотных транзисторов с тонкой базой, выражена слабо.

Диффузионная емкость эмиттера линейно зависит от тока эмиттера, вплоть до больших токов. При больших токах (высоких уровнях инжекции) в области базы появляется электрическое поле, ускоряющее движение дырок. Поэтому реальная емкость вдвое меньше расчетной. Изменение коллекторного напряжения модулирует толщину базы, а изменение толщины базы сказывается на значении диффузионной емкости эмиттера.

Характерным свойством транзисторов, как и других полупроводниковых приборов, является зависимость их параметров и характеристик от температуры, в основе которой лежит температурное изменение свойств полупроводникового материала.

Входные и выходные статические характеристики транзисторов изменяются с изменением температуры аналогично прямым и обратным ВАХ диодов, так как в основе их температурных зависимостей лежат те же явления.

Коэффициент передачи тока эмиттера зависит от температуры вследствие изменения времени жизни и коэффициента диффузии носителей заряда, а также от электропроводности базы и эмиттера. Время жизни с ростом температуры обычно растет. Коэффициент диффузии носителей в области рабочих температур уменьшается, так как уменьшается подвижность носителей вследствие возрастания рассеяния на тепловых колебаниях решетки. Электропроводность по этой же причине уменьшается. Главную роль играет изменение времени жизни, поэтому коэффициент передачи тока эмиттера возрастает при нагревании транзистора и падает при его охлаждении.

Сопротивление эмиттера, согласно расчетной формуле, линейно зависит от температуры.

Сопrotивление коллектора зависит от температуры вследствие изменения диффузионной длины, т.е. времени жизни носителей, и должно увеличиваться при нагревании транзистора. Это наблюдается при температурах ниже комнатных; в диапазоне комнатных температур сопротивление коллектора максимально и при дальнейшем нагревании оно уменьшается, что связано с влиянием утечек и возрастанием токов насыщения и генерации в области пространственного заряда коллекторного перехода.

Объемное сопротивление базы изменяется вследствие температурной зависимости электропроводности. В случае сильнолегированной базы, что характерно для современных планарных транзисторов, сопротивление базы монотонно, но слабо возрастает в рабочем интервале температур, следуя изменению подвижности.

#### 4.9. Типы структур биполярных транзисторов

Диффузионная технология позволяет получить базу, толщина которой в 10–20 раз меньше, чем у сплавных транзисторов. Время пролета носителей через базу в сотни раз меньше, чем у сплавных, поэтому граничная частота выше. Коэффициент передачи тока базы достигает 300. У транзисторов специальных типов с базой толщиной 0,2–0,3 мкм удается получить  $\beta \sim 5000$ , но рабочие напряжения таких транзисторов всего 1–1,5 В.

Для получения сплавно-диффузионного транзистора в исходную пластину  $p$ -типа электропроводности проводят диффузию донорной примеси и в полученный  $n$ -слой вплавливают сплав, содержащий акцепторную примесь (рис. 4.11, а). Исходная пластина является коллектором, а  $p$ -слой, образованный при сплавлении, используют для того, чтобы из расплава вести одновременную двойную диффузию донорной и акцепторной примесей. Вследствие различия их коэффициентов диффузии получают  $p$ - $n$ - $p$ - или  $n$ - $p$ - $n$ -структуры, обладающие тонкими базами.



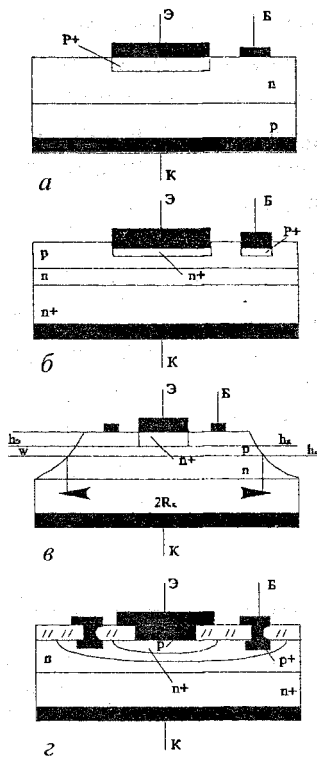


Рис. 4.11

Для получения транзисторов с двойной последовательной диффузией вначале в пластину  $n$ -типа электропроводности проводят диффузию акцепторной примеси для образования коллекторного перехода и базовой  $p$ -области. Затем проводят диффузию донорной примеси для создания эмиттерной  $n$ -области. Диффузия является более управляемым процессом, чем сплавление, поэтому толщина базы составляет единицы микрометров и менее. Коэффициент передачи тока эмиттера диффузионных транзисторов достигает 0,99, максимальная частота генерации — свыше 100 МГц, т.е. по частотным характеристикам они существенно превосходят сплавные транзисторы.

При изготовлении эпитаксиальных транзисторов базовую и эмиттерную области располагают у поверхности полупроводниковой пластины. Коллекторная область с высоким удельным сопротивлением обеспечивает большое рабочее напряжение, но ограничивает максимальную выходную мощность транзистора вследствие значительного последовательного сопротивления. Эпитаксиальная технология позволяет уменьшить толщину слаболегированного коллекторного слоя до нескольких микрометров и тем самым уменьшить сопротивление этого слоя. Пластина кремния чаще всего имеет  $n$ -тип электропроводности и удельное сопротивление около  $0,01 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ . На нее наращивают эпитаксиальный слой  $n$ -типа толщиной  $1-10 \text{ мкм}$  с удельным сопротивлением  $0,1-10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ . В этот слой проводят диффузию акцепторной примеси с низкой поверхностной концентрацией для получения базового  $p$ -слоя, а затем вплавляют сплавы для создания  $n$ - и  $p$ -областей эмиттера и контакта базы. Структура эпитаксиального транзистора показана на рис. 4.11, б.

Мезаструктура представляет собой пластину полупроводника, над которой возвышается плато (исп. mesa – плато), несущее активный элемент прибора с  $p-n$ -переходами. Изготовление мезатранзистора производят по диффузионной или сплавной технологии групповым методом. Пластина содержит сотни транзисторных структур, имеющих общие коллекторные и базовые области. Для разделения коллекторных переходов и базовых областей применяют химическое травление. Активная часть транзистора оказывается сосредоточенной в платообразном возвышении – это и есть мезаструктура (рис. 4.11, в). Мезаструктура позволяет уменьшить емкость коллекторного перехода менее чем до  $1 \text{ пФ}$ , а граничную частоту довести до  $0,5 \text{ ГГц}$ .

Наибольшее распространение получили в настоящее время транзисторы, изготавливаемые в виде планарных (англ. planar – плоский) структур. Такая структура представляет собой кристалл полупроводника, содержащий один или несколько  $p-n$ -переходов, боковые границы которых выходят на поверхность кристалла под изолирующим покрытием и находятся на одной плоскости

(рис. 4.11, з). Планарные структуры позволяют создавать  $p-n$ -переходы произвольной конфигурации и обеспечивают стабильность параметров. В пластину кремния с выращенной на ней пленкой диоксида кремния проводят локальную диффузию акцепторной примеси во вскрытые для этого «окна» в диоксиде. Образуется коллекторный  $p-n$ -переход. Поверхностная граница перехода вследствие диффузии оказывается на некотором удалении от границы окна в диоксиде, что обеспечивает надежную пассивацию границы перехода. Эмиттерный переход образуют путем последующей диффузии донорной примеси.

Проектирование маломощных германиевых и кремниевых ВЧ и СВЧ транзисторов базируется на планарно-эпитаксиальной технологии. Планарная технология открыла новые возможности в создании структуры транзистора за счет управления профилем распределения примеси и геометрией переходов. Наличие защитной диэлектрической пленки на поверхности полупроводника позволило перейти к расширенным, превышающим площади  $p-n$ -переходов контактам, размещающимся на диэлектрике, что привело к значительному уменьшению активных областей эмиттера и базы — ширина эмиттера составляет около 1 мкм.

Оптимальной для маломощного транзистора в СВЧ диапазоне считается гребенчатая конфигурация (рис. 4.12, а, б). Использование чередующихся близко расположенных полос эмиттера и базы сводит к минимуму сопротивление базы и влияние поверхности на процессы генерации — рекомбинации. Например, сужение эмиттерных полос от 10 до 1,5 мкм и увеличение их числа от одной до 12 позволяют получить коэффициент шума  $K_{ш} < 5$  дБ на частоте 4 ГГц вместо  $K_{ш} < 6$  дБ на частоте 1 ГГц. При создании транзисторной структуры с оптимальным сочетанием высокого значения рабочей частоты  $f$  и низкого значения  $r_6$  важную роль играет глубина залегания коллекторного перехода. Уменьшение ее с 0,6 до 0,3 мкм ведет к уменьшению  $r_6$  примерно на 30 %. Расширение возможностей управления распределением примесей в структуре транзистора было достигнуто в результате применения технологии ионной имплантации. Глубина залегания коллекторного перехода составляет

около 0,2 мкм. Метод ионной имплантации позволил получить базу толщиной 0,05 мкм с сопротивлением, меньшим, чем в диффузионном транзисторе. Дальнейшее уменьшение размеров  $p-n$ -переходов позволяет снизить емкость перехода, но приводит к возрастанию сопротивления контактов и коэффициентов шума.

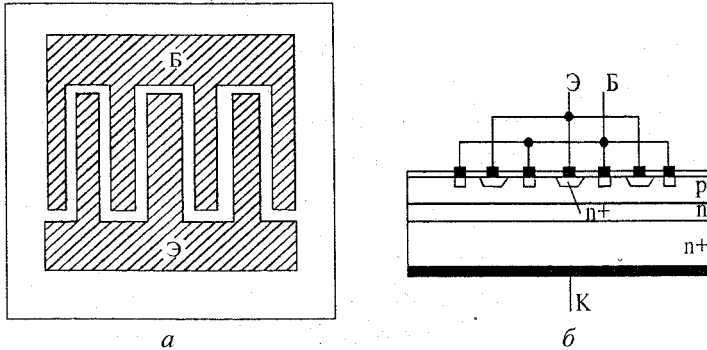


Рис. 4.12

Для того чтобы увеличить максимально допустимое значение тока мощного СВЧ-транзистора, его эмиттер изготавливают в виде очень узких полос с большим периодом. Это делается для того, чтобы уменьшить плотность тока, свести до минимума эффект расширения базы и обеспечить максимальное значение  $v_r$ . Произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания  $v_r$  будет также увеличиваться при уменьшении переходной емкости эмиттера  $C_e$ , время заряда которой влияет на общее время задержки. То же самое можно сказать о переходной емкости коллекторного перехода  $C_k$ . Требование уменьшения площади эмиттера приводит к очень большой величине отношения периметра эмиттера к его площади. С другой стороны, уменьшение площади коллектора влечет за собой резкое увеличение отношения периметра эмиттера к площади базы. Среди всех конструкций, удовлетворяющих этим требованиям, выделяются конструкции типа оверлей, с базой в виде сетки, и типа мэш — с эмиттером-сеткой. Эти конструкции дают возможность введения балластных сопротивлений в эмиттерные цепи, обеспечивают хорошее распределение тока на высоких частотах и уменьшение емкостей.

Структура типа оверлей схематически представлена на рис. 4.13, 4.14. Как видно на рисунках, эмиттер состоит из множества дискретных элементов, соединенных параллельно тонкой полосой металлизации 1, прикрывающей все элементы. Выходы базы на поверхность под металлический контакт 2 сделаны в виде сетки из полученных методом диффузии  $p$ -элементов 4. Между  $n$ -эмиттерами 3 и слоем эмиттерной металлизации размещаются балластные сопротивления 5, представляющие собой поликремниевый проводящий слой. Каждый эмиттер имеет отдельное балластное сопротивление, чтобы обеспечить однородное распределение тока на радиочастотах и исключить тем самым опасность возникновения «горячих» точек.

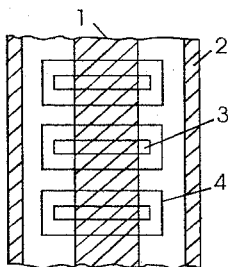


Рис. 4.13

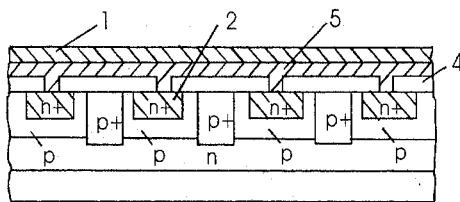


Рис. 4.14

Мэш-структура (рис. 4.15) по своим очертаниям как бы «обратна» оверлей-конструкции: выходы  $n$ -эмиттера представляют собой сетку, а базовые  $p$ -контакты — множество дискретных элементов. Каждая из структур имеет свои достоинства и недостатки. Технологический цикл изготовления мэш-структуры, например, короче, чем цикл оверлей-структуры. Ток управления для обоих типов структур

равен примерно  $0,5 \text{ A} \cdot \text{cm}^{-1}$ . В настоящее время кремниевые СВЧ-транзисторы используются главным образом на частотах ниже 4 ГГц; на частотах выше 4 ГГц применяются транзисторы на основе GaAs.

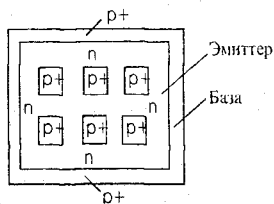


Рис. 4.15

### Контрольные вопросы

1. О чем говорит направление стрелки эмиттера (от базы или к базе) в  $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторах?
2. В каких режимах может работать транзистор?
3. Является ли биполярный транзистор обратимым прибором? Поясните ответ.
4. По каким причинам в базе транзистора возникает электрическое поле?
5. Почему транзистор, включенный по схеме с общим эмиттером, может обеспечить усиление по току?
6. Один из режимов работы транзистора назван «режим насыщения». Что насыщается? Почему?
7. Какие составляющие образуют ток базы?
8. Какие физические процессы происходят в транзисторе при его пробое?
9. Как и почему коэффициент передачи тока эмиттера зависит от величины постоянного тока эмиттера?
10. Как объяснить вид выходных статических ВАХ транзистора, включенного по схеме с общей базой и общим эмиттером?
11. Какие факторы определяют инерционность транзистора при его работе на высокой частоте?

## Глава 5. Полевые транзисторы

### 5.1. Общие сведения

Вне зависимости от конструкторских и технологических особенностей полевые транзисторы (ПТ) включают в себя проводящий канал, изготовленный из полупроводника  $n$ - или  $p$ -типа, и три, а иногда и четыре омических контакта для подключения к внешней цепи электродов: истока, стока, затвора и подложки. Со стороны истока основные свободные носители входят в канал, а со стороны стока выходят из канала в нагрузку.

Затвор располагается между истоком и стоком, и с его помощью осуществляется модуляция проводимости канала. Ток в цепи, образованной проводящим каналом, нагрузкой  $R_n$  и источником питания, изменяется в соответствии с управляющим напряжением на затворе  $U_z$ .

В зависимости от конструкции затвора полевые транзисторы можно разбить на две группы. В первую группу включают ПТ, проводимость канала которого модулируется изменением его сечения путем расширения (сужения) ширины обедненного слоя  $p$ - $n$ -перехода или обедненного слоя контакта металл – полупроводник (MeП-транзисторы). У ПТ данной группы в качестве управляющей области используется диод Шоттки. Эти полевые транзисторы называют также канальными транзисторами.

Ко второй группе ПТ относятся транзисторы, у которых затвор представляет собой металлический электрод или сильнолегированный поликремний, изолированный от проводящего канала тонкой пленкой диэлектрика. Полевые транзисторы этой группы получили сокращенное наименование МДП (металл – диэлектрик – полупроводник) или МОП-транзисторов (металл – оксид –

полупроводник), так как чаще всего в качестве диэлектрика используется диоксид кремния  $\text{SiO}_2$ .

В обеих группах ПТ могут быть *p*- и *n*-канальные транзисторы в зависимости от типа электропроводности проводящего канала. Причем в транзисторах первой группы тип канала совпадает с типом электропроводности подложки, а во второй — противоположен.

В группе канальных ПТ наряду с наиболее распространенным нормально открытым транзистором, т.е. прибором, в котором проводящий канал существует при нулевом напряжении на затворе, в маломощных ВЧ схемах нашел применение нормально закрытый ПТ, в котором канал настолько узок, что при  $U_g = 0$  обедненный слой *p-n*-перехода или контакта металл — полупроводник перекрывают его и проводимость канала изменяется при уменьшении ширины обедненного слоя.

В группе МОП-транзисторов широко используются две их разновидности: МОП-транзисторы с индуцированным каналом (работающие в режиме обогащения) и МОП-транзисторы со встроенным каналом (работающие в режиме обеднения). В первом виде приборов этой группы отсутствует проводящий канал между истоком и стоком при нулевом напряжении на затворе, а транзистор открывается (проводит ток) при напряжении на затворе, равном пороговому, при котором индуцируется канал. Вторым видом МОП-транзисторов проводит ток при  $U_{зп} = 0$  и перестает проводить, когда напряжение на затворе станет равным напряжению отсечки, при котором перекрывается канал, технологически встроенный на поверхности подложки между истоком и стоком в процессе изготовления прибора.

Не вдаваясь в теорию отдельных видов полевых транзисторов, о которых будет сказано в следующих главах, можно отметить некоторые основные различия в работе биполярных и полевых транзисторов, определяющие область их использования.

Полевые транзисторы имеют большое входное сопротивление, так как они управляются или обратным смещенным *p-n*-переходом, или выпрямляющим контактом металл — полупроводник,



или емкостью МОП-конденсатора. Поэтому в отличие от биполярных транзисторов полевые транзисторы управляются напряжением (полем). В биполярных транзисторах токопрохождение обусловлено двумя видами носителей: основными и неосновными, а у ПТ – только основными. Поэтому ПТ иногда называют униполярными приборами. Униполярностью ПТ объясняется малый уровень шумов канальных транзисторов, у которых проводящий канал находится в объеме полупроводника. И наконец, в отличие от БТ полевой транзистор – обратимый прибор.

Классификация полевых транзисторов по их назначению, физическим свойствам, основным электрическим параметрам, конструктивно-технологическим признакам, роду исходного материала в основном повторяет информацию, приведенную в параграфе 4.1 для биполярных транзисторов.

Остановимся на отличиях:

второй элемент обозначения – буква П.

третий элемент обозначения – цифра, определяющая его основные функциональные возможности, характеризует значение рассеиваемой мощности и максимальную частоту (а не граничную частоту, как в случае биполярного транзистора).

Пример обозначений: 2П904Б – кремниевый полевой мощный высокочастотный, номер разработки, группа Б.

По своему основному назначению полевые транзисторы делятся на три группы: усилительные, генераторные, переключающие.

По виду затвора и способу управления проводимостью канала полевые транзисторы делятся на четыре группы:

- с затвором на основе  $p-n$ -перехода;
- с затвором на основе барьера Шоттки;
- с изолированным затвором (МДП-транзисторы или МОП-транзисторы), работающие в режиме обогащения (МОП-транзисторы с индуцированным каналом);
- с изолированным затвором, работающие в режиме обеднения (МОП-транзисторы со встроенным каналом).

## 5.2. Канальные транзисторы (КТ)

Для интенсивно развивающейся интегральной электроники технологичность — одна из определяющих характеристик прибора. В этом аспекте КТ с  $p$ - $n$ -переходом заметно уступают Мет-транзисторам.

В настоящее время Мет-транзисторы и ПТ с  $p$ - $n$ -переходом используются в основном в арсенид-галлиевых логических ИС и СВЧ — приборах, так как огромная подвижность электронов GaAs  $\mu_n \geq 10^4$  см<sup>2</sup>/В·с позволяет использовать  $n$ -канальные арсенид-галлиевые Мет-транзисторы в диапазоне  $10^9$  —  $10^{10}$  Гц.

### 5.2.1. Простая теория Мет-транзистора

Теория Мет-транзистора практически ничем не отличается от теории ПТ с управляющим  $p$ - $n$ -переходом. Поэтому в этом разделе приведем простую теорию Мет-транзистора, делая поправки по мере необходимости применительно к теории ПТ с управляющим  $p$ - $n$ -переходом.

Фактическое смещение на переходе затвора зависит от расположения рассматриваемого участка в канале, так как оно будет зависеть от распределения напряжения между истоком и стоком. Для однороднолегированного канала напряжение в нем задается выражением

$$U(x) = U_{\text{сн}} \frac{x}{L_3}, \quad (5.1)$$

где  $U_{\text{сн}}$  — напряжение на стоке,  $L_3$  — длина затвора (рис. 5.1).

В  $n$ -канальных транзисторах напряжение на затворе отрицательное по отношению к истоку. Без учета эффектов, связанных с сильными электрическими полями в канале, толщина обедненного слоя перехода затвора равна (2.8).

$$X_d = \left( \frac{2\epsilon\epsilon_0 U_3}{qN_d} \right)^{1/2}.$$

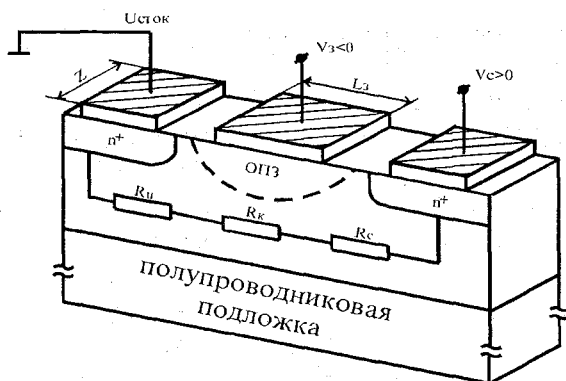


Рис. 5.1

По мере увеличения напряжения на стоке  $U_{\text{си}}$  растет величина обратного смещения на переходе и увеличивается толщина обедненной области под затвором со стороны стока, где одновременно уменьшается сечение проводящего канала и увеличивается сопротивление  $R_k$ . Если предположить, что обедненный слой достигнет подложки, то канал будет полностью перекрыт, сопротивление  $R_k$  значительно возрастет и ток через канал практически упадет до нуля. В результате обратное смещение на переходе упадет, ширина обедненного слоя уменьшится, а сечение проводящего канала увеличится. Следовательно, это саморегулирование приводит к тому, что в какой-то части канала около стока (в дальнейшем будем эту часть канала называть перекрытой) при напряжении, равном напряжению насыщения  $U_{\text{си нас}}$ , устанавливается некоторая минимальная величина сечения канала. При дальнейшем увеличении напряжения на стоке длина перекрытой части канала растет по направлению к истоку, ток протекает через открытую часть канала и затем в точке насыщения инжектируется в обедненную область между затвором и истоком. В этой области величин напряжений на стоке ( $U_{\text{си}} \geq U_{\text{нас}}$ ) ток стока практически не увеличивается с ростом  $U_{\text{си}}$ . Величину напряжения насыщения  $U_{\text{нас}}$ , а следовательно, и ток насыщения легко можно менять, изменяя напряжение на затворе.

Запишем аналитическое выражение для ВАХ MeП-транзистора, связывающее ток стока  $I_c$ , напряжения  $U_{зи}$  и  $U_{си}$  в двух областях работы транзистора: линейной и насыщения (рис. 5.2).

Выражение для тока  $I_c$  в линейной области [5]:

$$I_c = q_0^* \left\{ U_{си} - \frac{2}{3} \left( \frac{2\epsilon\epsilon_0}{qN_d a^2} \right)^{1/2} \cdot \left[ (U_{си} + \varphi_k - U_{зи})^{3/2} - (\varphi_k - U_{зи})^{3/2} \right] \right\}, \quad (5.2)$$

где  $q_0^* = q_0 / (1 + q_0 R_n)$ ,  $q_0 = qN_d \mu_n Z a / L$  – проводимость,  $Z$  – ширина,  $a$  – длина канала.

Выражение  $I_c$  в области насыщения:

$$I_{c\text{нас}} = q_0^* \left\{ (U_{зи} - U_{отс}) - \frac{2}{3} (\varphi_k - U_{отс}) \cdot \left[ 1 - \left( \frac{1 - U_{зи} - U_{отс}}{\varphi_k - U_{отс}} \right) \right] \right\}. \quad (5.3)$$

Крутизна  $S$  полевого транзистора определяется как отношение приращения тока стока  $dI_c$  к вызвавшему его изменению напряжения на затворе  $dU_{зи}$  при постоянном напряжении на стоке  $U_{си}$

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} \quad \text{при } U_{си} = \text{const.}$$

MeП-транзисторы широко применяются в высокочастотных схемах для усиления малого сигнала ( $U_{вк} < kT/q$ ).

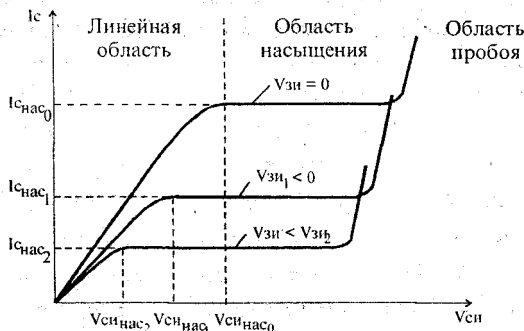


Рис. 5.2

Частотные характеристики MeП-транзисторов определяются временем заряда затвора  $\tau_z$  и временем пролета носителей через канал. Если канал легирован равномерно и подвижность носителей постоянная, то время пролета определяется как

$$t_{\text{пр}} = \frac{L}{U} = \frac{L}{\mu_n \varepsilon E_x} = \frac{L^2}{\mu_n U_{\text{си}}}. \quad (5.4)$$

При высоких электрических полях величина  $U$  приближается к величине скорости насыщения  $U_s$  и при малых длинах канала время пролета невелико по сравнению с постоянной времени заряда затвора, определяемой входной емкостью затвор – канал  $C_{\text{зк}}$  (обычно полагают  $C_{\text{зк}} \approx C_{\text{зи}}$ ) и крутизной транзистора  $S$ . Величину предельной частоты MeП-транзистора (частота, при которой модуль коэффициента усиления по току равен единице) можно определить как

$$f_{\tau} = \frac{S}{2\pi C_{\text{зи}}}. \quad (5.5)$$

Максимальная частота колебаний определяется как

$$f_{\text{max}} \approx \frac{f_{\tau}}{2} \left[ \frac{(R_z + R_k + R_c)}{R_{\text{си}}} + \omega_{\tau} R_z C_{\text{зи}} \right]^{1/2}, \quad (5.6)$$

где  $R_z$ ,  $R_k$ ,  $R_c$  – сопротивление затвора, канала и стока соответственно;  $R_{\text{си}}$  – сопротивление между стоком и истоком;  $C_{\text{зи}}$  – емкость затвор – исток.

### 5.3. МОП-транзисторы

#### 5.3.1. Идеальная МДП-структура

В идеальной МДП-структуре в зависимости от величины и полярности напряжения, приложенного к металлическому электроду  $U_M$ , можно получить три возможные ситуации проводимости слоя на границе диэлектрик – полупроводник. Прикладывая положительное напряжение ( $U_M > 0$ ) к МДП-структуре с полупроводником *n*-типа, мы тем самым отталкиваем дырки и притягиваем электроны к полупроводниковой обкладке МДП-конденсатора, обогащая электронами приграничный слой полупроводника. Если мы предполагаем, что диэлектрик идеален и через него не протекает ток, то энергия Ферми остается постоянной. Ее значения в области металлического полевого электрода и в полупроводнике будут различаться на величину  $qU_M$ . Край зоны проводимости на границе раздела изгибается вниз, уменьшая разницу  $E_C - E_F$  (увеличивая  $q\phi_{fn}$ ) (рис. 5.3, а).

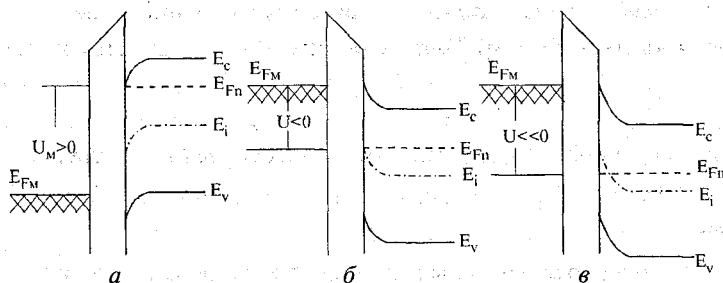


Рис. 5.3

Этот режим называется режимом обогащения (аккумуляции). Отрицательный заряд на металлическом электроде  $U_M < 0$ , отталкивая электроны, обедняет приповерхностный слой полупроводника, искривляя зоны  $E_C$ ,  $E_i$  и  $E_V$  вверх (рис. 5.3, б). Этот режим называется режимом обеднения. И, наконец, большое отрица-

тельное напряжение, приложенное к металлическому электроду  $U_m \ll 0$ , может привести к ситуации, когда собственный энергетический уровень  $E_i$  пересечет уровень Ферми  $E_{fn}$ , и у поверхности на границе раздела образуется слой с противоположным типом электропроводности (в данном случае  $p$ -типа рис. 5.3, в). Эта ситуация называется режимом инверсии. Аналогичные ситуации можно получить в МДП-структурах с полупроводником  $p$ -типа при изменении полярности напряжения, прикладываемого к металлическому электроду.

### 5.3.2. Реальная МДП-структура

Рассмотрим энергетические зонные диаграммы реальных МДП-структур [Al – (сильнолегированный поликремний) – SiO<sub>2</sub> – Si], предполагая, что сопротивление диэлектрика бесконечно велико и полупроводниковая подложка легирована равномерно. Эти предположения, как правило, остаются в силе при расчете параметров реальных МОП-транзисторов.

В идеальных МОП-структурах мы считали, что граница раздела Si – SiO<sub>2</sub> лишена каких-либо зарядовых состояний, способных повлиять на работу МОП-транзистора. В реальных структурах влияние неидеальной границы раздела и заряда в оксиде может привести к существенным изменениям их электрофизических параметров и приборов, изготовленных на основе МОП-структур.

В настоящее время различают следующие типы зарядов и ловушек:

1. Заряд поверхностных состояний, возникающий в глубине запрещенной зоны полупроводника из-за несовершенства кристаллической решетки, обусловленного разорванными связями, избыточными атомами кремния, избыточным кислородом или атомами примеси.
2. Фиксированный заряд в оксиде, расположенный в слое толщиной порядка 3 нм вблизи границы раздела Si – SiO<sub>2</sub>.

Предположительно фиксированный заряд обусловлен или избыточным (трехвалентным) кремнием, или избыточным (несвязанным, потерявшим один электрон) кислородом в приповерхностном слое.

3. Заряд в оксиде, вызванный дрейфом ионизированных атомов легких щелочных металлов, таких, как натрий или калий, при сравнительно низком напряжении на металлическом полевом электроде.

Для предотвращения проникновения подвижного ионного заряда в оксид используют фосфоросиликатные стекла (оксид  $\text{SiO}_2$ , обогащенный  $\text{P}_2\text{O}_5$ ).

Если для простоты не учитывать заряд, захваченный на поверхностных состояниях, и предположить, что заряд в оксиде находится на границе раздела  $\text{Si} - \text{SiO}_2$ , то напряжение на затворе, обусловленное этим заряженным слоем, может быть выражено по закону Гаусса как

$$U = \frac{Q_{ss}}{C_o}, \quad (5.7)$$

где  $Q_{ss}$  — поверхностная плотность заряда на границе раздела  $\text{Si} - \text{SiO}_2$ ,  $C_o = \epsilon_g \epsilon_0 / d$  — удельная емкость затвора,  $\epsilon_g$  — диэлектрическая проницаемость  $\text{SiO}_2$ ,  $d$  — толщина  $\text{SiO}_2$ . Величина напряжения на затворе, необходимого, чтобы энергетические зоны полупроводника в МОП-структурах стали плоскими, называется напряжением плоских зон  $U_{пз} (U_{BВ})$  и будет равна алгебраической сумме разности работы выхода металл затвора — полупроводник  $\phi_{мп}$  и напряжения, обусловленного зарядом в оксиде

$$U_{пз} = \phi_{мп} - \frac{Q_{ss}}{C_o}. \quad (5.8)$$

Напряжение плоских зон  $U_{пз}$  МОП-структуры с алюминиевым и поликремниевым  $n^+$ -типа затворами вне зависимости от типа и степени легированности полупроводника имеет отрицательное значение. Для полупроводника (подложки)  $p$ -типа инверсный



$n$ -канал на поверхности может возникнуть даже при нулевом потенциале на металлическом полевом электроде (затворе) при малой концентрации акцепторной примеси  $N_a$  в подложке и при большой величине положительного встроенного заряда в оксиде. Поэтому целесообразно рассмотреть ситуации, возникающие при подаче напряжения на затвор МОП-структуры с полупроводником  $n$ -типа до величины  $U_{пор}$ , при котором на поверхности образуется проводящий канал  $p$ -типа.

Рис. 5.4 иллюстрирует процесс включения (создание инверсного проводящего канала)  $p$ -канального МОП-транзистора с индуцированным каналом (МОП-транзистор, работающий в режиме обогащения). Если к затвору не прикладывается напряжение  $U_g = 0$  (рис. 5.4, а), то искривление энергетических зон полупроводника обусловлено зарядом накопленных электронов  $Q_n$ , вызванным разностью работ выхода металл – полупроводник и положительным зарядом в оксиде  $Q_{ss}$ . Следовательно, для достижения условия плоских зон на затворе, нужно подать отрицательный заряд такой плотности, которая сможет нейтрализовать положительный заряд в оксиде (рис. 5.4, б), а величина напряжения плоских зон будет определяться выражением (5.13). При дальнейшем увеличении плотности отрицательного заряда на затворе он сможет скомпенсировать положительный заряд ионизированных доноров у поверхности, оттолкнув нейтрализовавшие его электроны в глубь полупроводника (рис. 5.4, в). Для реализации этой ситуации плотность отрицательного заряда на затворе должна возрасти на величину плотности заряда обедненного слоя  $Q_{oc}$ , которая в случае равномерного легирования подложки равна

$$Q_{oc} = qN_n X_d,$$

где  $N_n$  – концентрация примеси в подложке,  $X_d$  – ширина обедненного слоя.

Проводящий канал на поверхности полупроводниковой подложки будем считать созданным, когда проводимость поверхностного слоя будет такой, как в объеме, но обратной электропроводности. Таким образом, плотность отрицательного заря-

да на затворе должна увеличиться на плотность заряда канала  $Q_k$ . Заряд такой плотности сможет удерживать дырки инверсного слоя на поверхности (рис. 5.4, з), обеспечивая проводимость в канале такую же, как в объеме.

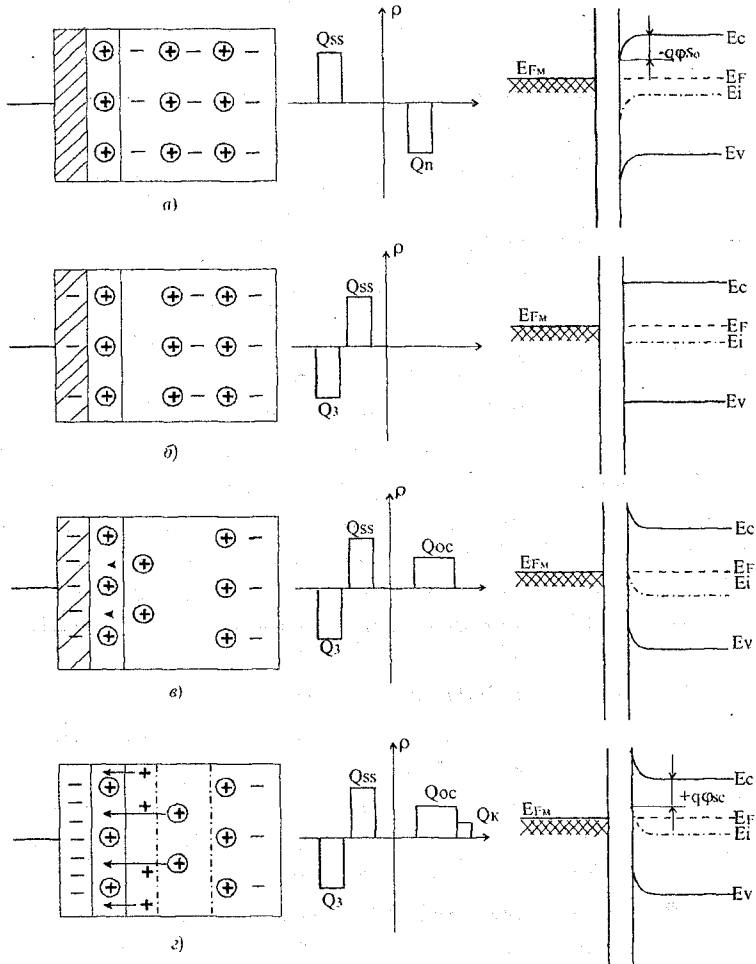


Рис. 5.4

### 5.3.3. Величина порогового напряжения и пути ее регулирования

---

Напряжение на затворе, при котором индуцируется канал инверсной электропроводности с проводимостью такой же, как в объеме, называется пороговым  $U_{\text{пор}}$ .

Воспользовавшись законом Гаусса, величину  $U_{\text{пор}}$  для длинно-канальных транзисторов (длина канала много больше, чем толщина обедненных областей переходов стока или истока) можно выразить через плотности зарядов, участвующих в создании инверсного канала

$$U_{\text{пор}} = -\frac{Q_{ss}}{C_0} + \varphi_{\text{мп}} \pm \frac{Q_{\text{ос}}}{C_0} \pm \frac{Q_{\text{к}}}{C_0}, \quad (5.9)$$

где  $C_0$  – удельная емкость затвора (5.12).

Знак «+» соответствует величине  $U_{\text{пор}}$  для  $n$ -канального транзистора, знак «-» для  $p$ -канального.

Пороговое напряжение является очень важным параметром МОП-транзисторов, поскольку с его величиной связаны скорость переключения и подпороговый ток утечки. Величина  $U_{\text{пор}}$  зависит от материала затвора, плотности заряда на границе раздела  $\text{SiO}_2 - \text{Si}$ , толщины подзатворного окисного слоя и концентрации примеси в полупроводнике. Изменяя эти параметры, можно управлять режимом работы МОП-транзистора.

Для  $p$ -канальных МОП-транзисторов все слагаемые правой части выражения для  $U_{\text{пор}}$  (5.9) следует брать со знаком «-» (исключение составляет  $\varphi_{\text{мп}}$  при использовании  $p^+$ -поликремниевом затворе) и тогда получаем достаточно большую отрицательную величину порогового напряжения. Чтобы уменьшить эту величину, нужно подбирать соответствующие материалы, входящие в МОП-структуру, их геометрические размеры и использовать технологические приемы, позволяющие понизить положительный заряд в оксиде (применение ФСС, низкотемпературный отжиг и т.д.), а также приемы, позволяющие получить бездефектный тонкий оксид  $\text{SiO}_2$ .

### 5.3.4. Статическая выходная ВАХ МОП-транзистора с индуцированным каналом

Трехмерный вид  $n$ -канального МОП-транзистора представлен на рис. 5.5.

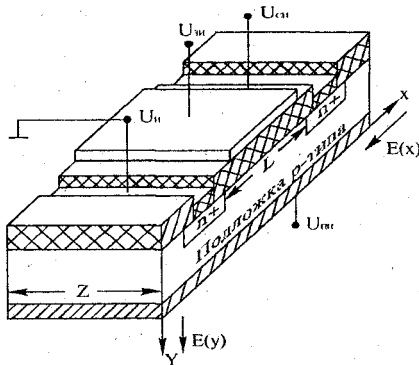


Рис. 5.5

При нормальной работе МОП-транзистора исток заземлен. Подложка обычно тоже заземляется или на нее подается напряжение с полярностью, противоположной полярности напряжения на затворе (на подложку  $n$ -канального транзистора подается отрицательное смещение). Будем считать, что исток и подложка заземлены. Если напряжение на стоке  $U_{ст}$  равно нулю, а напряжение на затворе  $U_{зи}$  увеличить до порогового, то электроны, притягиваясь к поверхности, образуют инверсный слой. Считается, что он представляет собой прямоугольную область, равномерно заполненную носителями на глубину, равную примерно  $10 \text{ нм}$ . Подвижные носители в инверсном слое (электроны в рассматриваемом примере) образуют вблизи поверхности проводящий слой, соединяющий исток со стоком. При дальнейшем увеличении  $U_{зи}$  потенциал на поверхности незначительно увеличивается относительно  $2\phi_{Fn}$ , а разность напряжения  $U_{зи} - U_{пор}$  в основном падает на оксиде. Следовательно, напряжение на затворе, создавая электрическое

поле в направлении оси  $YE(y)$  (рис. 5.5), служит для создания проводящего канала между истоком и стоком.

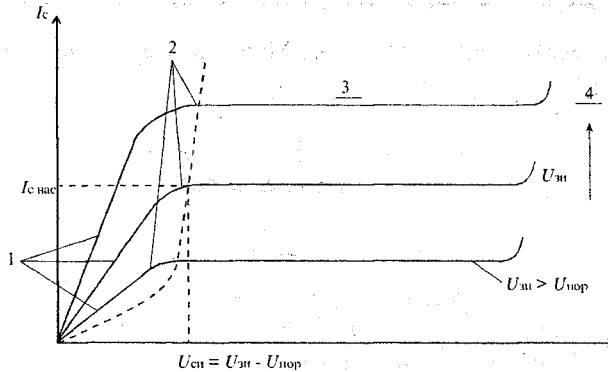


Рис. 5.6

Электрическое поле  $E(x)$ , которое определяется напряжением на стоке  $U_{си}$ , обеспечивает поток электронов (для  $n$ -канального транзистора) от истока к стоку. При  $U_{зи} < U_{пор}$  в транзисторе протекает подпороговый ток, который обусловлен только диффузией, так как отсутствует проводящий канал между истоком и стоком. Несмотря на то что величина этого тока относительно мала (порядка 1 нА при комнатной температуре и при напряжении на стоке более 100 мВ), он играет достаточно важную роль в работе транзистора: влияет на скорость переключения прибора, а также на величину мощности, рассеиваемой в ждущем режиме. Когда напряжение на затворе становится больше порогового, а напряжение на стоке  $U_{си} < U_{зи} - U_{пор}$ , проводящий канал соединяет исток со стоком, и прибор, который ведет себя как полупроводниковый резистор, управляемый напряжением, имеет линейный (крутой) участок на выходной статической ВАХ (область 1 на рис. 5.6). Так как величина напряжения на стоке мала, то на этом участке толщина инверсного проводящего канала на поверхности практически одинакова на всем расстоянии от истока к стоку (рис. 5.7, а).

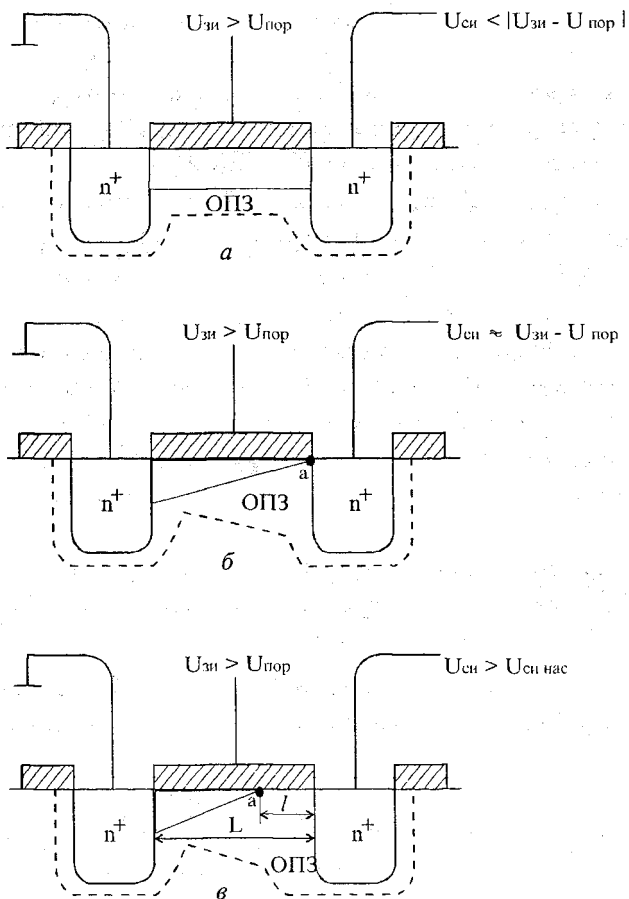


Рис. 5.7

При увеличении напряжения на стоке разность потенциалов между затвором и стоком уменьшается, а следовательно, уменьшается толщина проводящего канала около стока. При дальнейшем увеличении  $U_{си}$  обедненная область у стока еще больше расширяется, а толщина проводящего инверсного канала еще больше сужается. Это приводит к отклонению от линейности и зависимости тока стока от напряжения  $U_{си}$  (область 2 на рис. 5.6). И, наконец, когда величина напряжения на стоке станет равной  $U_{зи} - U_{пор}$

(т.е. разность потенциалов между затвором и стоком станет равной пороговому напряжению), проводящий инверсный канал около стока отсекается (рис. 5.7, б). Эта величина напряжения на стоке называется напряжением насыщения  $U_{\text{си нас}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$ , а ток стока —  $I_{\text{с нас}}$ . При дальнейшем увеличении  $U_{\text{си}}$  точка отсечки «а» сдвигается к истоку (область 3 на рис. 5.6; рис. 5.7, в). Перенос носителей заряда из точки отсечки канала в область стока происходит так же, как в обедненной области коллекторного  $p-n$ -перехода биполярного транзистора. В области насыщения величина тока стока  $I_{\text{с}}$  увеличивается благодаря тому, что в точке отсечки канала величина напряжения постоянна и равна  $U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}$ , а длина канала с увеличением  $U_{\text{си}}$  уменьшается на  $\Delta L = L - l$ . Величина тока стока выражается формулой

$$I_{\text{с}} = I_{\text{с нас}} \frac{L}{(L-l)},$$

а дифференциальное сопротивление стока  $r_{\text{с}}$  имеет конечное значение.

Выражение (5.17) описывает ВАХ упрощенной модели транзистора, работающего в линейной области (крутой участок характеристики).

$$I_{\text{с}} = \kappa \left[ (U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}) U_{\text{си}} - \frac{1}{2} U_{\text{си}}^2 \right], \quad (5.10)$$

где  $\kappa$  — удельная крутизна;

$$\kappa = \frac{\mu_{\text{эфф}} C_0 Z}{L}.$$

Как уже отмечалось, работа транзистора в области насыщения (в пологой области) начинается с момента отсечки проводящего инверсного канала около стока из-за роста величины напряжения на стоке, т.е. при  $Q_{\text{ин}}(L) = 0$ , напряжение на стоке равно

$$U_{\text{си}} = U_{\text{си нас}} = U_{\text{зи}} - U_{\text{пор}}. \quad (5.11)$$

Ток насыщения можно найти, подставив выражение (5.11) в (5.10):

$$I_{c \text{ нас}} = \frac{K}{2} (U_{зи} - U_{пор})^2 = \frac{K}{2} U_{си \text{ нас}}^2, \quad (5.12)$$

или, с учетом выражения (5.16), вольт-амперную характеристику транзистора в режиме насыщения можно описать выражением

$$I_c = \frac{Z\mu_{эфф} - C_0 Z}{2(L-l)} U_{си \text{ нас}}^2. \quad (5.13)$$

### 5.3.5. Параметры МОП-транзистора

В аналитических выражениях для ВАХ  $n$ -канальных транзисторов фигурирует такая электрофизическая характеристика полупроводникового материала, как подвижность  $\mu_n$ . В объеме кристалла кремния, где подвижность определяется рассеиванием в основном на решетке и ионизированных примесях,  $\mu_n = 1350 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ . Эта величина приблизительно сохраняется в полевых канальных транзисторах, в которых проводящие слои (каналы), соединяющие исток со стоком, находятся в теле кристалла кремния. В МОП-транзисторах с индуцированным каналом (работающим в режиме обогащения) носители протекают вблизи от границ раздела с подвижностью  $\mu_{эфф}$ , величина которой значительно меньше объемной (например, значение поверхностной подвижности электронов в кремнии, где носители ограничиваются тонким инверсионным слоем, лежит в пределах  $300 \dots 700 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$ ).

Основным статическим параметром МОП-транзистора является пороговое напряжение  $U_{пор}$ , величина которого связана со скоростью переключения и подпороговым током утечки. Выражения для порогового напряжения, входящие в него составляющие, а также пути регулирования величины  $U_{пор}$  изложены в параграфе 5.3.3. Согласно ГОСТу, пороговое напряжение — это напряжение, при котором ток стока принимает заданное низкое



значение. Каждый завод-изготовитель определяет свою минимальную величину тока стока, которая указывается в паспорте.

Усиление в биполярном транзисторе в режиме малого сигнала характеризуется коэффициентом передачи тока  $\beta_{np}$ , так как выходной ток управляется входным (базовым) током. Поскольку выходной ток  $I_c$  в полевом транзисторе управляется входным напряжением  $U_{зи}$ , то в МОП-транзисторе усиление характеризует крутизна

$$S = \frac{dI_c}{dU_{зи}} \quad \text{при } U_{си} = \text{const.}$$

В биполярном транзисторе, работающем в микрорежиме, иногда усиление также характеризуют крутизной

$$S_{BT} = \frac{dI_k}{dU_{бэ}} = \left( \frac{dI_k}{dI_б} \right) \left( \frac{dI_б}{dU_{бэ}} \right) = \frac{\beta_0}{r_{вх}}, \quad (5.14)$$

где  $\beta_0$  — коэффициент усиления на низкой частоте.

### 5.3.6. Частотные характеристики МОП-транзистора

Чаще всего на практике подложка, соединенная с истоком, является общим электродом прибора. Этот вид физической эквивалентной схемы МОП-транзистора для малого сигнала изображен на рис. 5.8, б, где распределенная емкость затвор — канал представлена двумя сосредоточенными емкостями затвор — исток  $C_{зи}$  и затвор — сток  $C_{зс}$ . Транзисторный эффект моделирует генератор тока  $\dot{S}U_{зи}$ , параллельно которому подключены проводимость стока (канала)  $g_c$  и емкость сток — исток (подложка)  $C_{си}$ . Пользуясь этой схемой, модуль коэффициента усиления по току транзистора  $K_I$  запишем

$$|K_I| = \frac{|I_{\text{ВЫХ}}|}{|I_{\text{ВХ}}|} \approx \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{SU_{зи}}{U_{зи} \omega C_{зк}}. \quad (5.15)$$

Полагая, что  $C_{зи} = C_{зк}$ , получим

$$|K_I| = \frac{\mu_{эфф} U_{си\text{ нас}}}{L^2 2\pi f}. \quad (5.16)$$

По определению частота  $f$  равна предельной  $f_T$ , когда модуль коэффициента усиления по току равен единице. Следовательно,

$$f_T = \frac{\mu_{эфф} U_{си\text{ нас}}}{2\pi L^2}. \quad (5.17)$$

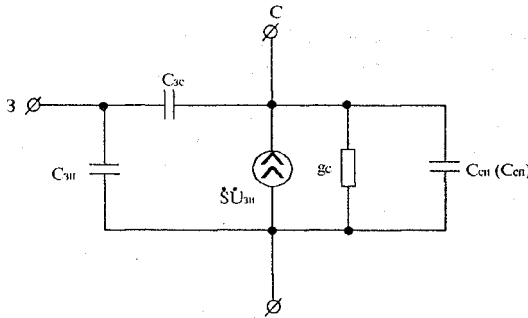


Рис. 5.8

Из выражения (5.17) видно, что для повышения быстродействия транзистора необходимо в первую очередь увеличивать эффективную подвижность носителей в канале  $\mu_{эфф}$  и уменьшить длину канала  $L$ . Уменьшать величины порогового напряжения  $U_{пор}$  для увеличения  $f_T (U_{си\text{ нас}} = U_{зи} - U_{пор})$  надо осторожно, так как это может привести к снижению помехозащищенности прибора.

### 5.3.7. Эффекты короткого канала

Желание увеличить быстродействие транзистора и плотность упаковки на кристалле заставляет разработчиков уменьшать длину канала до размеров, которых позволяют достигнуть существую-

щие технологические операции. Но уменьшение длины канала влияет на другие параметры прибора ( $S$ ,  $U_{\text{пор}}$ ,  $\mu_{\text{эфф}}$  и  $I_{\text{ут}}$ ).

Проведенные экспериментальные измерения порогового напряжения  $U_{\text{пор}}$  показали, что при уменьшении длины канала ее величина изменяется — уменьшается в  $p$ -канальных транзисторах и может уменьшаться в  $n$ -канальных.

Длина канала, при которой употребляют термин «короткий канал», в настоящее время не имеет однозначного определения. Многие авторы считают, что эффекты короткого канала для приборов с типичной концентрацией примеси в подложке  $N_n \approx 10^{15} \text{ см}^{-3}$  проявляются при длине канала  $L_{\text{min}} \leq 3 \text{ мкм}$ . В [3] приводится эмпирическая формула для минимальной длины канала, при которой подпороговый участок еще сохраняет длинно-канальный характер:

$$L_{\text{min}} = 0,4 \left[ \gamma_j d (X_{d_n} + X_{d_c})^2 \right]^{1/3} \text{ [мкм]}, \quad (5.18)$$

где  $\gamma_j$  — глубина  $p$ - $n$ -перехода (мкм) областей истока и стока,  $d$  — толщина окисного слоя ( $\text{Å}$ ),  $(X_{d_n} + X_{d_c})$  — сложение толщины обедненных слоев стока и истока, вычисленной в приближении одномерного резкого  $p$ - $n$ -перехода (мкм).

На изменение величины  $U_{\text{пор}}$  влияют два эффекта: во-первых, снижение величины порогового напряжения становится заметным, когда длина канала имеет тот же порядок, что и толщина обедненного слоя у переходов сток — подложка и исток — подложка; во-вторых, уменьшение  $U_{\text{пор}}$  в  $p$ -канальных транзисторах объясняется инжекцией «горячих» электронов в подзатворный диэлектрик  $\text{SiO}_2$  [3], что уменьшает положительный заряд на границе  $\text{Si} - \text{SiO}_2$ .

В короткоканальных транзисторах нельзя пренебречь подпороговым током (током утечки), который протекает в закрытом состоянии прибора. Величина подпорогового тока определяет мощность рассеяния прибора в ждущем режиме, а также в основном скорость переключения и время возобновления информации в некоторых цифровых схемах.

В приборах с коротким каналом подвижность в канале уменьшается при возрастании продольной составляющей напряженности поля  $E_x$  из-за перехода дрейфовой скорости в режим насыщения.

### 5.3.8. Пробой МОП-транзистора

---

За пробой МОП-транзистора ответственны три физических механизма:

- пробой подзатворного оксида;
- лавинное умножение носителей в ОПЗ около стока;
- смыкание обедненных слоев стока и истока.

При проектировании МОП-транзистора следует учитывать, что стремление использовать в приборе тонкий подзатворный оксид (для улучшения параметров транзистора) может привести к его пробоям. Если толщина оксида не превышает 80 нм, то напряженность поля пробоя можно связать с толщиной  $\text{SiO}_2$  эмпирическим соотношением

$$E_{\text{пр}} \sim d_{\text{ок}}^{-0,21}. \quad (5.19)$$

Для термически осажденного оксида кремния электрическое поле напряженности  $7 \cdot 10^6$  В/см, как правило, вызывает необратимый пробой. При использовании металлического затвора со временем может произойти увеличение напряжения пробоя, так как ионы металла, попавшие в поры оксида во время осаждения, по истечении какого-то времени могут испариться.

В длинноканальных транзисторах при больших напряжениях на стоке ( $U_{\text{си}} > U_{\text{си н}}$ ), в обедненной области около стока, где приложено максимальное электрическое поле  $E_x$ , может произойти лавинное умножение носителей (аналог: лавинный пробой коллекторного  $p-n$ -перехода биполярного транзистора). Дырки, образующиеся в результате лавинного умножения, уходят в подложку, а электроны — в сток, увеличивая тем самым величину  $I_c$ . Величина напряжения на стоке  $U_{\text{си}}$ , при котором происходит ла-

винный пробой  $U_{пр}$ , будет зависеть от напряжения на затворе ( $U_{зи} > U_{пор}$ ), так как при увеличении напряжения на затворе разница напряжений  $U_{сз} = U_{си} - U_{зи}$  уменьшается и процесс лавинного умножения затрудняется (рис. 5.2).

Если в длинноканальных транзисторах дырки, коллектируясь подложкой, приводят только к увеличению тока подложки  $I_{п}$ , то в короткоканальных приборах они являются также причиной уменьшения напряжения пробоя. Падение напряжения на сопротивлении подложки  $r_{п}$  (рис. 5.9), в силу того что для изготовления МОП ИС обычно используются подложки с относительно высоким удельным сопротивлением и в силу весьма малых их размеров, даже при незначительных токах подложки, может стать причиной механизма «включения» паразитного биполярного  $n-p-n$ - (исток — подложка — сток) — транзистора. Действительно, дрейфовая составляющая дырочная тока подложки может увеличить потенциал подложки относительно вблизи расположенного истокового перехода  $U_{пн}$  (рис. 5.9) настолько, что на истоке прибора создается режим прямого смещения. Если на  $p-n$ -переходе подложка — исток напряжение  $U_{пн}$  достигнет 0,6 В, то может начаться инжекция электронов из истока в подложку (процесс 2 на рис. 5.9).

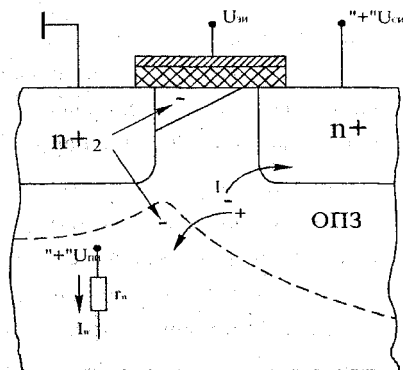


Рис. 5.9

В короткоканальных ( $L \approx 1 \dots 2$  мкм) и слаболегированных приборах ( $N_n < 10^{16}$  см<sup>-3</sup>) пробой, как правило, наступает при меньшей величине напряжения. Это связано с одним механизмом пробоя — сквозным обеднением (смыкание истокового и стокового переходов). Сквозное обеднение происходит при таком взаимодействии обедненных областей истока и стока, которое снижает потенциальный барьер между ними, препятствующий протеканию электронного тока.

Известно, что когда напряжение на стоке достигает насыщения  $U_{си\text{нас}}$ , ширина обедненного слоя  $X_{dc}$  не остается постоянной, а зависит от приложенного к нему напряжения ( $U_{си} - U_{си\text{нас}}$ ).

Когда величина напряжения на стоке  $U_{си}$  станет равной напряжению пробоя, вызывающему сквозное обеднение  $U_{пр\text{о}}$ , то длина канала  $L = X_{dc}$ , следовательно

$$U_{пр\text{о}} - U_{си\text{нас}} = L^2 \cdot q \cdot N_n / 2\epsilon\epsilon_0. \quad (5.20)$$

При малых величинах  $L$  и  $N_n$  напряжение пробоя  $U_{пр\text{о}}$ , вызывающее сквозное обеднение, намного меньше, чем напряжение лавинного пробоя  $U_{пр\text{лав}}$ .

### 5.3.9. МОП-транзистор со встроенным каналом

Все аналитические выражения, приведенные в параграфе 5.3 для МОП-транзистора с индуцированным каналом, справедливы и для МОП-транзистора со встроенным каналом. Но в связи с наличием встроенного канала (рис. 5.10, а) такой МОП-транзистор открыт при напряжении на затворе, равном нулю, т.е. существует какой-то средний ток  $I_c$  (рис. 5.10, б), намного превосходящий подпороговый ток МОП-транзистора с индуцированным каналом при  $U_{зи} = 0$ . Поперечное сечение и проводимость канала будут изменяться при изменении напряжения на затворе как положительной, так и отрицательной полярности. Таким образом, МОП-транзистор со встроенным каналом может работать в двух режимах: в режиме обогащения и в режиме обеднения канала

основными свободными носителями заряда. Эта особенность МОП-транзистора со встроенным каналом отражается на смещении выходных статических характеристик при изменении полярности напряжения на затворе (рис. 5.10, б).

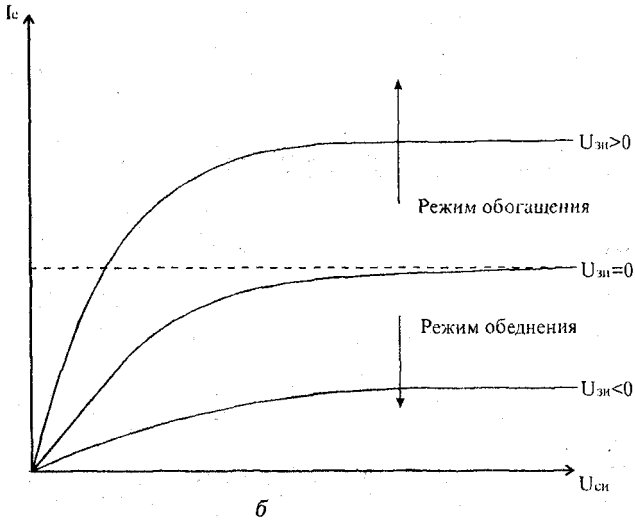
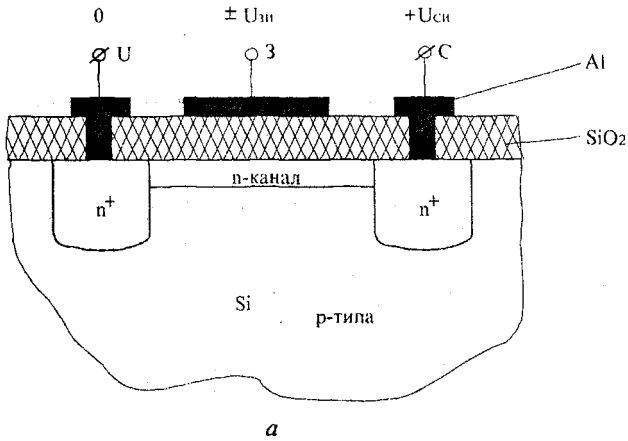


Рис. 5.10

#### 5.4. Статические характеристики передачи полевых транзисторов

---

Статические выходные вольт-амперные характеристики всех типов полевых транзисторов практически неотличимы друг от друга, если на них не указаны полярности и величины напряжений на затворе. Статические характеристики передачи (сток-затворные характеристики)  $I_c = f(U_{зи})$  при  $U_{си} = \text{const}$  строго индивидуальны (рис. 5.11, а...з). По статической характеристике передачи можно популярно объяснить принципы работы любого полевого транзистора.

Нормально открытый канальный полевой транзистор при  $U_{зи} = 0$  имеет наибольшее сечение проводящего канала, а значит, и наибольший ток стока. При увеличении обратного смещения на затворе ( $-U_{зи}$  для  $n$ -канального и  $+U_{зи}$  для  $p$ -канального транзисторов) обедненная свободными носителями заряда область между затвором и подложкой (ОПЗ металл – полупроводник МЭП-транзистора и ОПЗ  $p$ - $n$ -перехода полевого транзистора с управляющим  $p$ - $n$ -переходом) увеличивается и при величине  $U_{пор}$  (или напряжении отсечки  $U_{отс}$ , как иногда обозначают это напряжение) канал перекрывается (рис. 5.11, б). При напряжении на затворе, равном нулю,  $U_{зи} = 0$ , МОП-транзисторы с индуцированными каналами закрыты и через них протекает незначительный подпороговый ток стока (на рис. 5.11, б для простоты не показанный). При величине напряжения на затворе, равном  $U_{пор}$  (см. параграф 5.3.3):  $+U_{пор}$  для  $n$ -канального транзистора (рис. 5.11, б) и  $-U_{пор}$  для  $p$ -канального транзистора, приборы открываются. МОП-транзисторы со встроенным каналом при  $U_{зи} = 0$  благодаря наличию гальванической связи между истоком и стоком (канал электропроводности того же типа, что и области истока и стока) открыты, и ток стока принимает какое-то среднее значение, зависящее от количества примеси в канале. При уменьшении напряжения на затворе ( $U_{зи} < 0$ ) канал обедняется носителями и при  $U_{зи} = -U_{пор}$  (или  $-U_{отс}$ ) канал исчезает и транзистор закрывается (рис. 5.11, з). Аналогич-



ные рассуждения справедливы и для  $p$ -канального транзистора, но, естественно, канал исчезает при  $U_{зи} = +U_{пор}$  (рис. 5.11,  $г$ ).

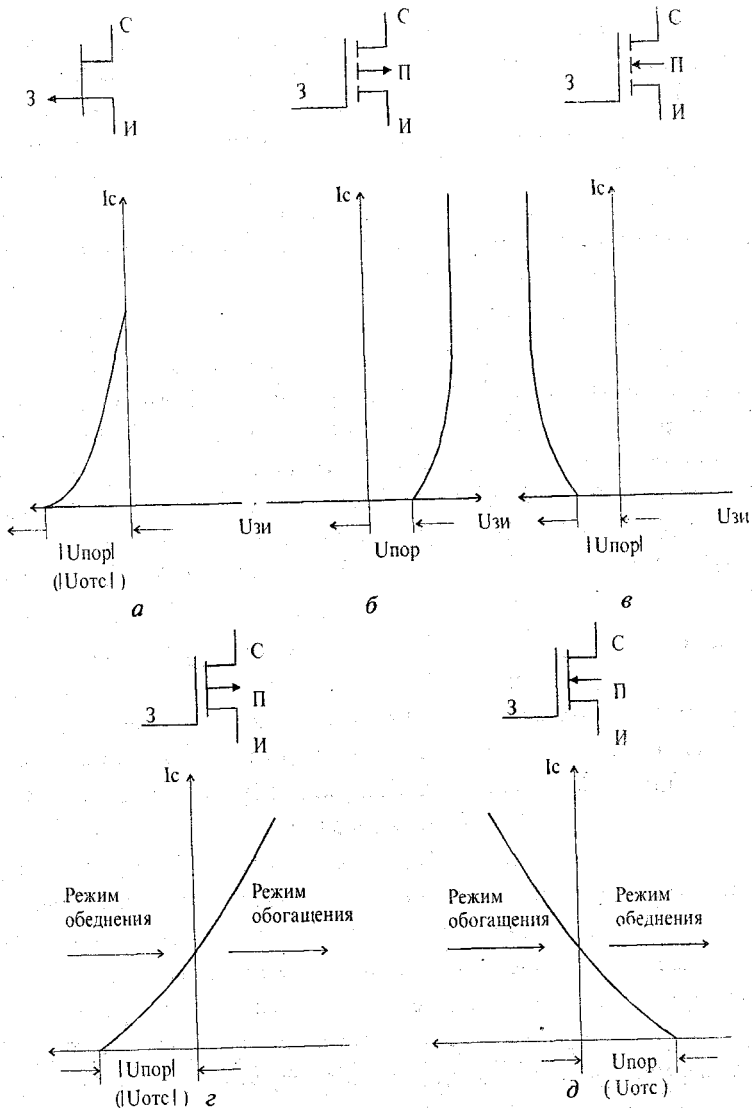


Рис. 5.11

## 5.5. Приборы с зарядовой связью (ПЗС)

Принцип работы ПЗС основан на хранении подвижных носителей заряда в потенциальных ямах, созданных на поверхности полупроводника, и движении этих носителей в направлении движения потенциальной ямы.

Рассмотрим рис. 5.12, на котором показана структура прибора. Если к среднему электроду (рис. 5.12, *а*) приложить напряжение, полярность которого соответствует полярности основных носителей в полупроводнике (в данном случае отрицательное), то в приповерхностном слое полупроводника под металлическим электродом образуется обедненная подвижными носителями область, глубина которой зависит от приложенного напряжения и физико-электрических характеристик МДП-структуры. Потенциал поверхности полупроводника, расположенный под средним электродом, оказывается более отрицательным, чем потенциал близлежащих участков; вследствие этого для дырок возникает потенциальная яма, показанная на рис. 5.12, *а* штриховыми линиями.

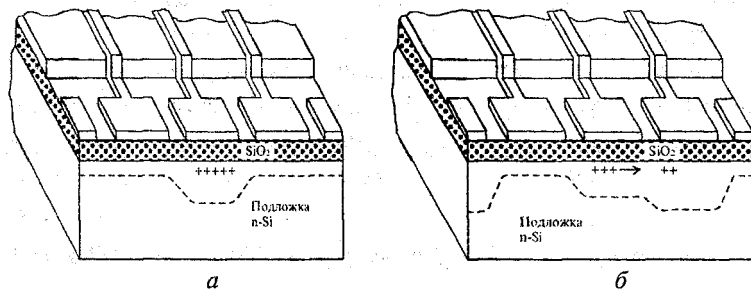


Рис. 5.12

Такое состояние не может сохраняться сколь угодно долго, и рано или поздно образуется приповерхностный слой, аккумулирующий неосновные носители, в данном случае дырки.

Время, в течение которого происходит накопление дырок, примерно равно времени, в течение которого хранится заряд на запоминающих конденсаторах со структурой  $\text{Al-SiO}_2\text{-Si}$ , поскольку в обоих случаях имеет место один и тот же процесс на-

копления дырок — генерация электронно-дырочных пар в обедненной области полупроводника. Таким образом, в течение определенного промежутка времени возможно хранение информации в такой потенциальной яме в виде наличия заряда или его отсутствия.

Если в приповерхностном слое полупроводника имеется некоторая порция подвижного заряда, то ширина обедненной области и величина поверхностного потенциала уменьшаются тем сильнее, чем больше подвижных носителей содержит инверсный слой. Максимальное количество подвижных носителей  $Q_{ko}$ , которое способно аккумулироваться в приповерхностном слое полупроводника, зависит от напряжения на затворе  $U_3$ , порогового напряжения МДП-структуры  $U_{пор}$  и емкости диэлектрика под электродом.

Для того чтобы передать заряд из одной потенциальной ямы в другую, нужно к последующему электроду приложить более отрицательное напряжение (рис. 5.12, б). Если расстояние между электродами соизмеримо с глубиной обедненной области (для подложек с  $\rho = 4-10$  Ом·см глубина обедненной области равна 3–4 мкм), то в зазоре между передающим и принимающим электродами образуется продольное поле, вызывающее движение носителей к следующему участку полупроводника. По мере уменьшения носителей в передающей области глубина ее потенциальной ямы растет. Глубина потенциальной ямы под принимающим электродом уменьшается вследствие роста концентрации носителей в этой области.

Полная передача будет иметь место в том случае, если потенциал поверхности полупроводника под принимающей областью останется более отрицательным, чем под передающей. Это условие является определяющим при выборе напряжения, поступающего на передающий электрод.

Ввод заряда под первый электрод может быть осуществлен по-разному. Например, можно использовать явление пробоя приповерхностного слоя полупроводника, происходящего в том

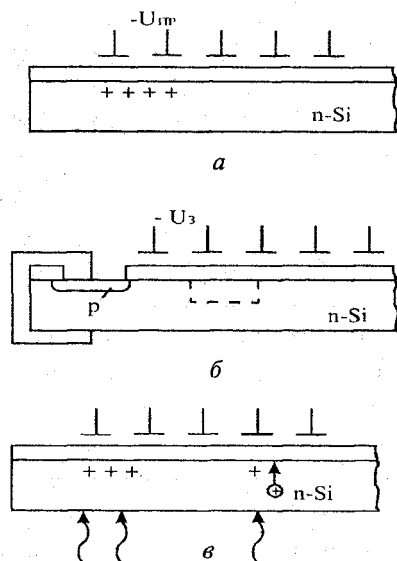


Рис. 5.13

случае, если на электрод подать импульс достаточной амплитуды с малой длительностью (рис. 5.13, а). Так, для кремниевой подложки с  $\rho=10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$  и толщиной диэлектрика  $X_d=0,12 \text{ мкм}$  требуемое для пробоя напряжение составляет 165 В.

Ввод заряда под первый электрод можно обеспечить при помощи  $p-n$ -перехода, который при подаче отрицательного напряжения на первый электрод смещается в прямом направлении и инжектирует дырки в приповерхностную область полупроводника, контролируемую первым электродом (рис. 5.13, б). Инжекцию дырок можно осуществить и при помощи диода с барьером Шоттки. И, наконец, подвижный заряд под электродами можно собрать, подвергнув противоположную поверхность полупроводника действию света (рис. 5.13, в). В этом случае происходит интенсивная генерация электронно-дырочных пар, стимулирующая поток дырок под электроды.

Первый способ привлекателен тем, что не нужно проводить диффузию примеси в подложку. Но при построении цифровых

устройств (сдвиговых регистров, запоминающих устройств) используется второй способ, так как в этом случае отпадает необходимость в источнике высокого напряжения. Последний способ используется в устройствах, преобразующих световое изображение в электрический сигнал (в устройствах формирования сигналов изображений).

Детектирование сигнала также можно выполнить различными способами. В соответствии с первым способом на электрод подается положительный импульс напряжения, и дырки, уходя от поверхности полупроводника вглубь, создают ток подложки (рис. 5.14, *а*). Поскольку от количества дырок зависит величина емкости затвор — подложка, то этот факт можно использовать при втором способе детектирования заряда (рис. 5.14, *б*). Здесь по напряжению на емкостном делителе, предварительно усиленному МДП-транзистором, можно судить о наличии или отсутствии заряда под электродом. Третий способ предполагает проведение диффузии с целью создания *p*-области. Заряд, инжектируемый в обедненную область *p-n*-перехода, создает кратковременный импульс тока, который регистрируется во внешней цепи (рис. 5.14, *в*).

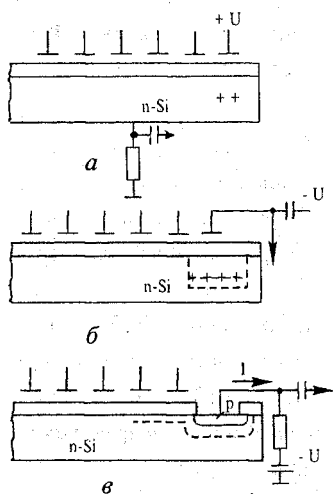


Рис. 5.14

Важнейшим параметром приборов, работающих по принципу поверхностного переноса зарядов, является коэффициент передачи, характеризующий эффективность передачи заряда от одной области полупроводника к другой и выраженный или в относительных единицах, или в процентах.

Потеря заряда в ПЗС происходит по двум причинам. Во-первых, это обусловлено тем, что в течение конечного времени весь заряд не успевает перейти от одного электрода к другому. Во-вторых, часть заряда захватывается быстрыми поверхностными состояниями, всегда присутствующими на границе раздела полупроводник – диэлектрик и играющими роль ловушек для подвижных зарядов. Если в первом случае увеличение длительности импульса (уменьшение частоты работы) позволяет уменьшить потери заряда, то во втором, наоборот, с увеличением длительности импульсов увеличивается количество зарядов, захваченных ловушечными центрами. Естественно, что процесс передачи заряда должен происходить с такой скоростью, при которой коэффициент передачи, обусловленный обоими факторами, был бы максимальным. Так или иначе увеличение быстродействия ПЗС позволяет расширить диапазон частот, в котором передача заряда осуществляется с высокой эффективностью.

### Контрольные вопросы

1. Почему эти транзисторы получили название «полевых»?
2. По каким признакам классифицируются полевые транзисторы?
3. В чем основные отличия биполярных и полевых транзисторов?
4. Каков принцип работы полевого транзистора с затвором Шоттки (или с управляющим  $p-n$ -переходом)?
5. В чем проявляется идеализация МОП-транзистора?
6. По каким соображениям выбирается материал затвора?

7. Что влияет на величину порогового напряжения? Как его можно регулировать?
8. Чем определяется частота отсечки МОП-транзистора?
9. Какие отличия существуют в МОП-транзисторах с индуцированным и встроенным каналами? Как эти отличия отражаются на выходных статических характеристиках?
10. В чем преимущества и недостатки короткоканальных МОП-транзисторов по сравнению с транзисторами с длинным каналом?
11. Изложите принцип действия приборов с зарядовой связью.

# Глава 6. Оптоэлектронные и фотоэлектрические приборы

## 6.1. Светодиоды

Светодиодом называется прибор, излучающий кванты света при приложении напряжения. Излучение квантов света является следствием процессов рекомбинации, протекающих в областях  $p-n$ -перехода и объемного заряда с участием рекомбинационных ловушек. Характер излучения зависит от ширины запрещенной зоны, а также от положения энергетических уровней рекомбинационных ловушек.

Таблица 6.1

**Основные параметры монокристаллических светодиодов**

Вид излучателя	Род питающего напряжения	$U_{\text{раб}}, \text{В}$	$j_s \cdot 10^3, \text{А/м}^2$	Цвет свечения и длина волны, мкм
Светодиод из карбида кремния	Постоянное, переменное, импульсное	2,5...3,5	(0,5...2)	Желтый 0,6 Красный 0,7
Светодиод из фосфида галлия	То же	3...5	(20...30)	Зеленый 0,55

Интенсивность излучения светодиода в огромной степени зависит от температуры, с увеличением которой его сопротивление возрастает. Это подтверждается характером изменения вольт-амперных характеристик светодиода с изменением температуры (рис. 6.1). Степень излучения  $W_{\text{св}}$  светодиодов характеризуется спектральной характеристикой, представляющей собой зависимость плотности  $I_{\lambda}$  тока через светодиод от длины волны  $\lambda$ , а



быстродействие — от постоянной времени затухания электролюминесценции, которая лежит в пределах 0,2...0,5 мкс. Основные параметры светодиодов приведены в табл. 6.1.

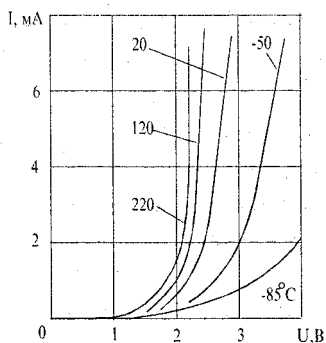


Рис. 6.1

По способу излучения светодиоды можно разделить на две большие группы: с излучением в инфракрасной и ультрафиолетовой (видимой) частях спектра. Светодиоды первой группы изготавливают из полупроводниковых материалов с шириной запрещенной зоны  $E_g$  менее 1,5 эВ, например из кремния, германия, арсенида галлия и др. Светодиоды второй группы изготавливают из материалов с широкой запрещенной зоной, например сульфида кадмия, фосфида галлия, карбида кремния и др.

При изготовлении светодиодов используют методы сплавления или диффузии. При последнем способе в монокристаллические пластины карбида кремния с проводимостью  $n$ -типа проводят диффузию бора в атмосфере инертного газа при температуре 2000 °С, что приводит к образованию  $p$ - $n$ -перехода. После этого кристаллы подвергают механической обработке — шлифуют, полируют и разрезают алмазными дисками. К  $n$ -области подпаивают контакт из сплава золота с танталом, а к  $p$ -области — серебряный контакт.

Светодиоды используются как цифровые индикаторы для получения светящихся цифр и букв. Наибольшее распространение получили многоэлементные светодиоды, состоящие из набора

элементарных диодов. Например, многоэлементный диод, конструкция которого показана на рис. 6.2, позволяет получать любую цифру от 0 до 9. Питание каждого светодиода от источника напряжения (тока) осуществляется через восемь отдельных выводов и один общий. Наряду с применением в устройствах индикации светодиоды используют и в качестве источников света в биологических исследованиях.

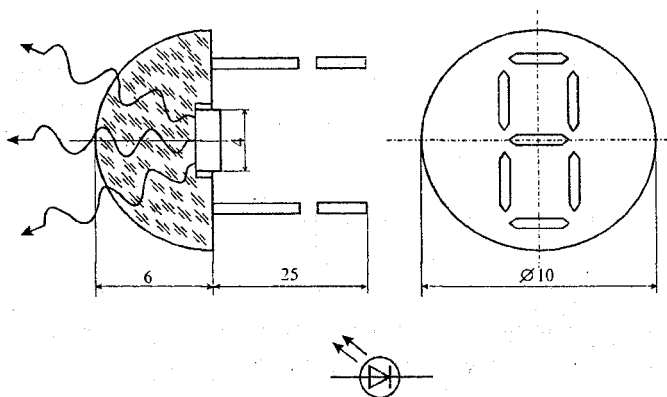


Рис. 6.2

Светодиоды можно также использовать для передачи на расстояние электрических сигналов. С этой целью светодиод стыкуют с приемником излучения, который преобразует световые сигналы в электрические. Этот способ передачи обладает целым рядом существенных преимуществ, в числе которых — отсутствие паразитных монтажных реактивностей, он используется при создании микроминиатюрных устройств: преобразователей частоты, модуляторов, усилителей, коммутаторов, элементов вычислительных машин и др. Новая область радиоэлектроники, основанная на этом способе, носит название оптоэлектроники.

В измерительных приборах и индикаторах настройки приемников применяются светодиоды с полем, изменяющимся в зависимости от приложенного напряжения. Они называются управляемыми.

Кроме перечисленных характеристик светодиодов (спектральной и быстродействия (или инерционности)) следует остановиться еще на некоторых.

Яркостная характеристика светодиода представляет собой зависимость яркости от проходящего через светодиод тока. Единицей яркости в системе СИ является кандела на квадратный метр ( $\text{кд}/\text{м}^2$ ) – яркость источника излучений, каждый квадратный метр излучающей поверхности которого имеет в данном направлении силу света, равную одной канделе.

Вид яркостной характеристики определяется структурой  $p$ – $n$ -перехода и зависит от слоя или места, в котором происходит преимущественная рекомбинация носителей заряда.

При малых токах и, соответственно, при малых напряжениях на светодиоде излучения принципиально быть не должно вплоть до напряжения, численно равного энергии излучаемого кванта.

При больших токах яркостная характеристика сублинейна, так как при больших плотностях тока в слое, где происходит рекомбинация носителей заряда, будет существенное отклонение от равновесного состояния.

Оптимальный режим работы светодиода определяется видом его яркостной характеристики, и, наоборот, при конструировании светодиода определенного назначения необходимо создать определенную структуру  $p$ – $n$ -перехода для обеспечения наибольшего квантового выхода излучения в соответствующем диапазоне плотностей тока.

Нижний предел рабочего напряжения светодиода, или его пороговое напряжение, определяется энергией излучаемых квантов света. Численное значение этого параметра в вольтах должно быть несколько выше энергии излучаемых квантов света в электронвольтах.

Верхний предел рабочего напряжения определяется допустимой мощностью рассеяния светодиода.

Коэффициент полезного действия, или эффективность, светодиода зависит от внутреннего квантового выхода и конструкции

светодиода. Обычно его КПД не превышает сотых долей, т.е. оказывается либо меньше, либо равным КПД ламп накаливания. Основные потери световой энергии происходят в результате полного внутреннего отражения, также из-за накопления квантов света в полупроводниковом материале светодиода, на контактах и в других частях конструкции светодиода.

## 6.2. Полупроводниковый лазер

В самом полупроводнике в зоне проводимости всегда имеются электроны, термически заброшенные из валентной зоны. При прохождении света через полупроводник электроны из валентной зоны, поглощая кванты света, переходят в зону проводимости, если частота падающего света  $\nu \geq E_g/h$ . Следовательно, интенсивность света уменьшится при прохождении через полупроводник. Одновременно падающее на полупроводник излучение стимулирует переходы возбужденных электронов из зоны проводимости в валентную зону. При этом излучаются кванты света (рис. 6.3). Эти кванты добавятся к внешнему излучению при прохождении его через полупроводник, т.е. произойдет усиление света.

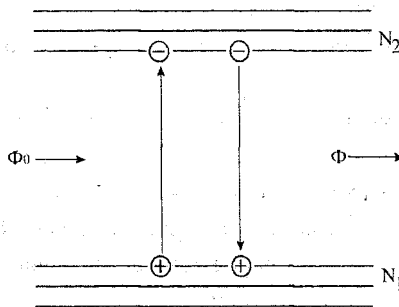


Рис. 6.3

Переходы, происходящие под воздействием внешнего излучения, называют индуцированными в отличие от спонтанных переходов, происходящих независимо от внешнего излучения. В состоянии термодинамического равновесия число электронов в

валентной зоне во много раз больше, чем в зоне проводимости, поэтому поглощение света преобладает над усилением. Для усиления света надо создать такие условия, чтобы концентрация электронов около дна зоны проводимости была больше концентрации их вблизи потолка валентной зоны ( $N_2 > N_1$ ). Такое состояние полупроводника называется состоянием с инверсией населенности уровней.

Коэффициент усиления света  $a$  при прохождении его через полупроводник зависит от разности населенности верхних и нижних уровней. Поскольку вероятность переходов электронов  $\Gamma$  вверх и вниз одинакова, то можно записать:  $a \sim h\nu\Gamma\Delta N$ , где  $\Delta N = N_2 - N_1$  — разность населенности верхних (дно зоны проводимости) и нижних (потолок валентной зоны) уровней. Очевидно, усиление будет, когда  $\Delta N > 0$ .

К ослаблению света, проходящего через полупроводник, приводят не только переходы электронов из валентной зоны в зону проводимости, но и рассеяние света на различных неоднородностях кристалла и т.д. В результате интенсивность света изменяется с расстоянием  $X$  внутри полупроводника по закону  $\Phi = \Phi_0 \exp(a - \alpha_n)X$ , где коэффициент  $\alpha_n$  характеризует потери.

Таким образом, полупроводниковый кристалл усиливает внешнее излучение, если в нем существует инверсия населенности уровней и коэффициент усиления превосходит коэффициент потерь ( $a > \alpha_n$ ).

Для того чтобы превратить усилитель в генератор излучения, необходимо ввести обратную положительную связь, т.е. часть излучения с выхода подать на вход. В квантовых генераторах света (лазерах) для создания обратной связи рабочий кристалл помещают между двумя параллельными зеркалами (1 и 2 на рис. 6.4). Свет, пройдя через кристалл, усилится в  $\exp(a - \alpha_n)l$  раз, затем отразится от зеркала, пройдет еще раз через кристалл и усилится снова во столько же раз и т.д. Первичные кванты света возникают за счет спонтанных переходов, а затем происходит усиление света при распространении его в кристалле за счет индуцированных переходов.

Следует отметить, что усилитель с положительной обратной связью может стать генератором только тогда, когда усиление превосходит все потери излучения в устройстве. Очевидно, что чем больше потерь излучения в лазере, тем больше должен быть коэффициент  $a$ , т.е. тем больше должна быть инверсия населенности уровней ( $N_2 > N_1$ ).

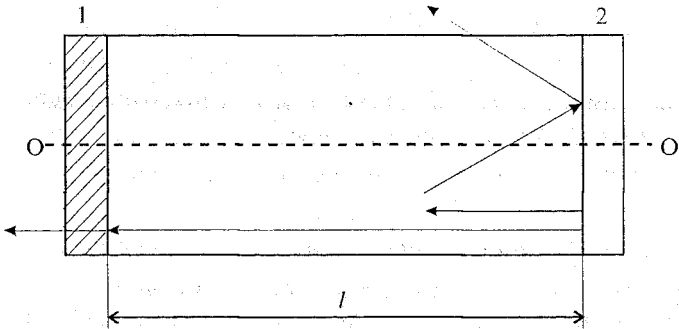


Рис. 6.4

Инверсию населенности уровней полупроводника можно создать многими способами. Один из них состоит в облучении полупроводника интенсивным светом (оптическая накачка). Частота света должна быть такой, чтобы  $h\nu_{\mu} > E_g$ . При этом электроны из валентной зоны переходят в зону проводимости и скапливаются там. При достаточно большой интенсивности накачки может наступить инверсия населенности уровней. Другим методом является перевод электронов из валентной зоны в зону проводимости бомбардировкой полупроводника быстрыми электронами. С помощью обоих методов можно получать большие мощности излучения, однако в целом КПД устройств невелик.

Наибольшим КПД и простотой конструкции обладает лазер на  $p-n$ -переходе. Рассмотрим наиболее распространенную конструкцию лазера на  $p-n$ -переходе из арсенида галлия. Действие лазера основано на том, что при прямом смещении электроны инжектируются в  $p$ -область, где происходит их излучательная рекомбинация с имеющимися там дырками. Для создания состояния

с инверсией населенности необходима большая концентрация дырок в валентной зоне, что достигается увеличением концентрации легирующей акцепторной примеси. Для того чтобы инжекция электронов в  $p$ -область превышала инжекцию дырок в  $n$ -область (где рекомбинация безызлучательная, а следовательно, ток дырок в  $n$ -область целиком относится к потерям), необходимо, чтобы концентрация донорной примеси в  $n$ -области была выше концентрации акцепторной примеси в  $p$ -области, т.е.  $n_n > p_p$ .

Таким образом, для получения состояния с инверсией населенности в  $p$ -области необходима высокая степень легирования примесями обеих областей  $p$ – $n$ -перехода.

По мере увеличения концентрации примесей в полупроводнике происходят следующие изменения в энергетической диаграмме. При увеличении концентрации донорной примеси уровень Ферми приближается ко дну зоны проводимости. Благодаря взаимодействию примесных атомов при достаточно большой их концентрации локальные уровни атомов примеси расщепляются и образуют примесную зону, которая при достаточной ее ширине может перекрываться с зоной проводимости. Если при этом уровень Ферми был выше нижних донорных уровней примеси, то он окажется внутри разрешенной зоны. Вследствие этого энергетическая диаграмма полупроводника изменится. Во-первых, уменьшится  $E_g$  и, во-вторых, уровень Ферми будет расположен в разрешенной зоне. Аналогичные изменения произойдут и при увеличении концентрации акцепторной примеси в полупроводнике  $p$ -типа, но уровень Ферми будет расположен в валентной зоне. Такие полупроводники называются вырожденными, потому что электроны ведут себя подобно вырожденному электронному газу. Вырожденные полупроводники и используются для создания лазеров на  $p$ – $n$ -переходе, поскольку в полупроводнике с высокой концентрацией легче получить состояние с инверсией населенности.

Энергетическая диаграмма  $p$ – $n$ -перехода между вырожденными полупроводниками при прямом смещении показана на рис. 6.5. При подаче прямого смещения электроны из  $n$ -области

инжектируются в  $p$ -область, где и происходит их рекомбинация с дырками (переход 1–2). При малых токах через  $p$ – $n$ -переход уровень инжекции невелик, инверсии населенности не будет и индуцированное излучение не возникает. С ростом тока коэффициент усиления света  $a$  увеличивается и при некотором пороговом токе диод начнет излучать свет. Излучателем является узкая часть  $p$ -области, прилегающая к  $p$ – $n$ -переходу. Конструкция лазерного диода показана на рис. 6.6. Зеркалами являются гладкие грани самого полупроводникового кристалла, получаемые обычно складыванием его краев.

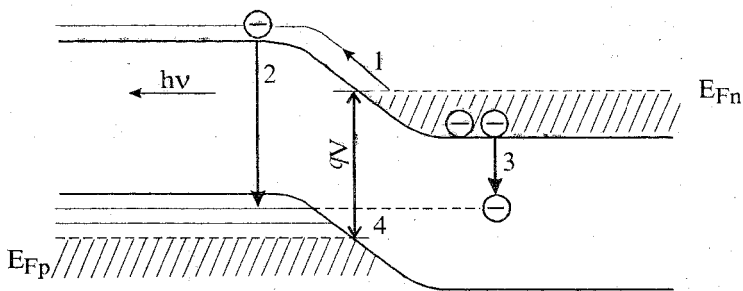
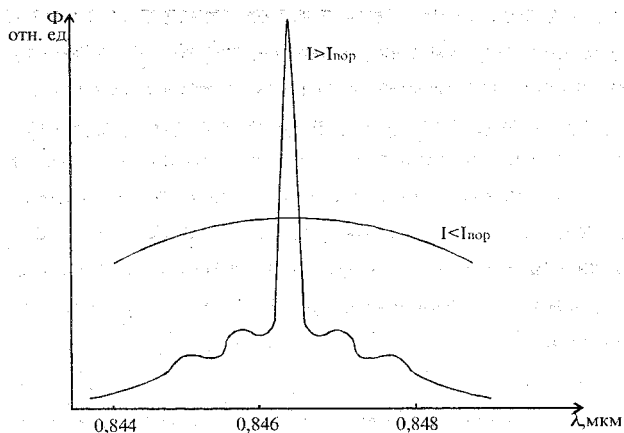


Рис. 6.5

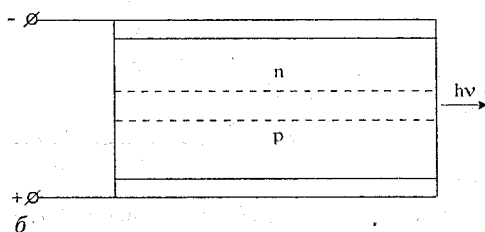
Рассмотрим отличия излучения светодиода от лазерного диода. В светодиоде излучение является спонтанным, т.е. разные части излучающей области излучают независимо друг от друга. В результате источник излучает световые волны, распространяющиеся во всех направлениях, а интенсивность света убывает обратно пропорционально квадрату расстояния от источника.

В лазере благодаря использованию оптического резонатора все световые волны, направленные под углом к оси активной области (ОО' на рис. 6.4), сразу или после нескольких отражений выходят в сторону и не усиливаются. Кроме того, лазерное излучение образуется в результате согласованного, индуцированного перехода электронов из зоны проводимости в валентную зону во всей излучающей части  $p$ -области. Поэтому пространственная когерентность (т.е. направленность) сохраняется во всем поперечном сечении выходящего луча света.





a



б

Рис. 6.6

Лучшим материалом для лазерных диодов в настоящее время является арсенид галлия. Толщина излучающей части  $p$ -области — порядка 2 мкм. Лазерный диод является первым лазером, в котором удалось осуществить прямое преобразование электрической энергии в энергию когерентного светового излучения. Он также имеет наибольший КПД и высокое быстродействие. Лазерные диоды могут применяться в световых локаторах для наблюдения и фотографирования в темноте, в дальномерах, а также для связи, так как в них чрезвычайно просто осуществлять модуляцию светового излучения путем изменения амплитуды или частоты питающего напряжения.

### 6.3. Классификация фотоэлектрических приборов

Фотоэлектрическими называются приборы, принцип действия которых основан на явлениях, происходящих при воздействии лучистой энергии на полупроводники. Фотоэлектрические приборы делятся на две основные группы:

1. Фоторезисторы – полупроводниковые приборы, действие которых основано на использовании фоторезистивного эффекта (внутреннего фотоэффекта), т.е. изменения электрического сопротивления полупроводника в результате поглощения излучения.

2. Полупроводниковые фотоэлементы (фотогальванические элементы) – полупроводниковые приборы, действие которых основано на использовании фотогальванического эффекта, т.е. возникновения в результате поглощения излучения фото-э. д.с. между двумя разнородными полупроводниками или между полупроводником и металлом, разделенными электрическим переходом. Полупроводниковые фотоэлементы непосредственно преобразуют энергию излучения в электрическую без потребления энергии от источников питания. В зависимости от количества  $p-n$ -переходов они разделяются на две основные подгруппы. К первой относятся фотодиоды – приборы с одним  $p-n$ -переходом, обратный ток которого зависит от его освещенности, ко второй – фототранзисторы – трехслойные полупроводниковые приборы с двумя  $p-n$ -переходами, обладающие свойствами усиления фототока при воздействии оптического излучения.

### 6.4. Фоторезисторы

Фоторезистор представляет собой полупроводниковый прибор, электрическое сопротивление которого изменяется под действием светового потока. Такое явление возникает в результате поглощения полупроводником лучистой энергии и образования при этом дополнительных подвижных носителей заряда, которые

образуют дополнительную электропроводность, называемую фотопроводимостью.

Физическая картина этого процесса заключается в том, что под действием электромагнитной энергии электрону передается энергия одного кванта (фотона). При получении этой энергии электрон может перейти в зону проводимости при условии  $h\nu \geq E_g$ , т.е. когда величина кванта больше энергии запрещенной зоны. При этих переходах в полупроводнике образуются электронно-дырочные пары. Частота электромагнитного излучения, удовлетворяющая условию  $h\nu_{кр} = E_g$ , где  $h$  — постоянная Планка, называется границей фотопроводимости. Критической частоте  $\nu_{кр}$  соответствует граничная длина волны  $\lambda_{гр} = c/\nu_{кр}$ , где  $c$  — скорость света ( $3 \cdot 10^8$  м/с).

В полупроводниковом фоточувствительном слое фоторезистора, находящемся в темноте, при определенной температуре имеется некоторая концентрация носителей заряда. Этими носителями определяется ток проводимости фоторезистора, который называют темновым и обозначают  $I_T$ . Световой поток, падая на фоточувствительный слой фоторезистора, может генерировать неравновесные носители заряда. Участвуя в электропроводности, они создают дополнительную проводимость, называемую фотопроводимостью. Общий ток проводимости фоторезистора называют световым и обозначают  $I_{св}$ . Разность между световым и темновым токами называется первичным фототоком проводимости  $I_{\phi} = I_{св} - I_T$ . При малых значениях светового потока этот ток мал. При возрастании светового потока возрастает число ионизированных атомов и возникает вторичный фототок проводимости.

Конструкция фоторезистора и технология его изготовления очень просты: на стеклянную пластину 1 (рис. 6.7) наносят слой металла — золота, серебра или платины. В металлическом слое прорезают щель для разделения его на два электрически изолированных электрода 3. Затем на поверхность металла наносят полупрозрачный слой полупроводника 2 (толщиной не более средней глубины проникновения света). Для защиты от внешних воздей-

ствий фотоэлемент покрывают слоем лака и монтируют в корпус, который оборудован окном для проникновения света и штырьками (или гибкими выводами) для включения в схему.

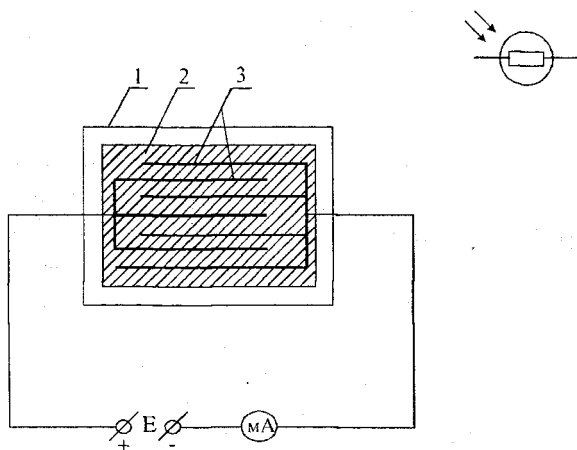


Рис. 6.7

Основные характеристики фоторезисторов:

1. Вольт-амперная, характеризующая зависимость фототока  $I_\phi$  (при постоянном световом потоке  $\Phi$ ) или темнового тока  $I_T$  от приложенного напряжения  $U$ . Для фоторезисторов эта зависимость практически линейна. На рис. 6.8 представлены характеристики для значений потока  $\Phi$ ,  $\Phi_1$ ,  $\Phi_2$ .

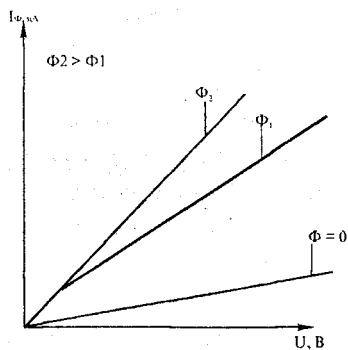


Рис. 6.8

2. Световая, характеризующая зависимость фототока  $I_{\phi}$  от падающего потока  $\Phi$  постоянного спектрального состава. Полупроводниковые фоторезисторы имеют нелинейную люкс-амперную характеристику (рис. 6.9). Наибольшая чувствительность получается при малой освещенности. Это позволяет использовать фоторезисторы для измерения очень малой интенсивности излучения.

Характер изменения тока в зависимости от освещенности в значительной степени обусловлен наличием примесей в полупроводнике и их концентрацией. В узком диапазоне освещенности для световой характеристики часто используют зависимость  $I_{\phi} = AE^x$ , где  $A$  и  $x$  – коэффициенты, являющиеся постоянными для данного фоторезистора в выбранном диапазоне освещенности;  $E$  – освещенность. Для больших значений освещенности принимается  $x = 0,5$ .

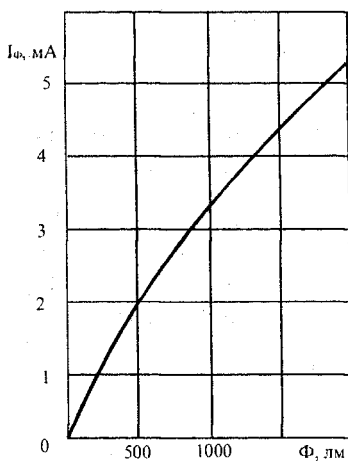


Рис. 6.9

3. Спектральная, характеризующая чувствительность фоторезистора в процентах при действии на него потока излучения постоянной мощности определенной длины волны  $\lambda$ . Спектральная характеристика определяется материалом, используемым для изготовления светочувствительного элемента.

4. Частотная, характеризующая чувствительность фоторезистора при действии на него светового потока, изменяющегося с определенной частотой. Наличие инерционности у фоторезисторов приводит к тому, что величина их фототока  $I_{\text{ф}}$  зависит от частоты модуляции падающего на них светового потока: с увеличением частоты светового потока фототок уменьшается. Инерционность ограничивает возможность применения фоторезисторов при работе с переменными световыми потоками высокой частоты.

Основные параметры фоторезисторов:

- темновое сопротивление  $R_m$  — сопротивление фоторезистора при  $20\text{ }^{\circ}\text{C}$  через 30 с после снятия освещенности 200 лк. Значение темнового сопротивления зависит от состава фоточувствительного слоя, технологии его изготовления, расстояния между электродами и других факторов. У сернисто-кадмиевых фоторезисторов наряду с темновым сопротивлением обычно указывают значение темнового тока, измеренного при рабочем напряжении;
- темновой ток  $I_t$  — ток, протекающий в цепи фоторезистора при приложенном рабочем напряжении. Темновой ток и сопротивление фоторезисторов принято определять через 30 с после затемнения фоторезисторов, предварительно находящихся под освещенностью 200 лк. Необходимость измерений через 30 с обусловлена наличием инерционности у фоторезисторов. Темновой ток, а следовательно, и темновое сопротивление в силу инерционности устанавливается не сразу после прекращения освещения;
- световой ток  $I_{\text{св}}$  — ток через фоторезистор при приложенном напряжении и освещенности 200 лк от источника света с цветовой температурой  $285\text{ }^{\circ}\text{K}$ ;
- кратность изменения сопротивления  $k_R$  — отношение темнового сопротивления фоторезисторов к сопротивлению при освещенности 200 лк от источника с цветовой температурой  $285\text{ }^{\circ}\text{K}$ ;
- удельная чувствительность — отношение фототока к произведению величины падающего на фоторезистор светового

потока на приложенное к нему напряжение  $K_0 = I_\phi / \Phi U$ , где  $I_\phi$  – фототок, равный разности токов, протекающих по фоторезистору в темноте и при определенной (200 лк) освещенности, мкА;  $\Phi$  – падающий световой поток, лм;  $U$  – напряжение, приложенное к фоторезистору, В;

- интегральная чувствительность  $k_\phi$  – произведение удельной чувствительности на предельное рабочее напряжение. Чувствительность называют интегральной, потому что измеряют ее при освещении фоторезистора светом сложного спектрального состава. Удельную интегральную чувствительность принято измерять при освещенности 200 лк источником света с цветовой температурой 285 ° К;
- рабочее напряжение  $U_{\text{раб}}$  – напряжение, при котором фоторезистор может быть использован в течение указанного срока службы без изменения его параметров свыше определенных допустимых значений;
- допустимая мощность рассеивания  $P_{\text{max}}$  – максимальная мощность, рассеиваемая на фоторезисторе без его теплового повреждения.

Фоторезисторы нашли применение в электронных схемах как фотоэлементы с внешним фотоэффектом. В этом случае их используют в фоторелейном и фотометрическом режимах. В качестве наиболее распространенной схемы следует отметить применение фоторезисторов в фотоэлектрических пирометрах, где интенсивность светового потока и спектральное распределение интенсивности являются функциями измеряемой температуры.

Фоторезисторы успешно применяются также в схемах измерения прозрачности жидкости и газовых сред (дымномеры, рефрактометры, калориметры). Широкое применение нашли фоторезисторы в области автоматизации производственных процессов, где их используют для измерения качества поверхности (шероховатости, блескости) и в приборах для контроля размеров деталей, линейных размеров и перемещений.

## 6.5. Фотодиоды

Принцип работы фотодиода основан на эффекте изменения вольт-амперной характеристики  $p-n$ -перехода при воздействии на него световой энергии. Рассмотрим физические процессы, протекающие при воздействии на электронно-дырочный переход.

При отсутствии освещения через диод протекает темновой ток, представляющий собой обратный ток запертого диода  $I_{\text{обр}}$ , вызванный тепловой генерацией носителей в полупроводнике. При освещении кристалла дополнительно к тепловым носителям возникают пары зарядов электрон – дырка, вызванные световым возбуждением. При возрастании светового потока увеличивается концентрация возбужденных неравновесных носителей вблизи перехода и возрастает ток через него. При воздействии света на  $p-n$ -переход между выводами фотодиода возникает разность потенциалов (фото-э.д.с.)  $U_{\text{ф}}$ , которая является по отношению к  $p-n$ -переходу прямым напряжением и уменьшает высоту барьера в переходе на величину  $U_{\text{ф}}$ . В результате через переход и во внешней цепи потечет фототок, пропорциональный световому потоку. Фотоэлектрический прибор с электронно-дырочным переходом может работать в схемах с внешним источником питания и без него. Режим работы прибора с внешним источником питания называют фотодиодным, а без внешнего источника – режимом генерации фото-э.д.с.

В фотодиодном режиме при приложении внешнего напряжения ток через переход определится следующим выражением:

$$I = I_{\text{ф}} - I_{\text{обр}} \left[ \exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right],$$

где  $I_{\text{обр}}$  – обратный ток  $p-n$ -перехода в темноте. Это выражение является уравнением вольт-амперной характеристики фотодиода (рис. 6.10).

При отсутствии освещения вольт-амперная характеристика  $p-n$ -перехода проходит через начало координат. Остальные кри-



вые, соответствующие определенным световым потокам  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$ , смещаются по оси ординат на отрезки, равные  $I_{\Phi_1}, I_{\Phi_2}, I_{\Phi_3}$ . Части кривых, расположенные в третьем квадранте (при приложении обратного напряжения), соответствуют фотодиодному режиму работы  $p-n$ -перехода; части кривых, расположенные в четвертом квадранте, — режиму генерации фото-э.д.с.

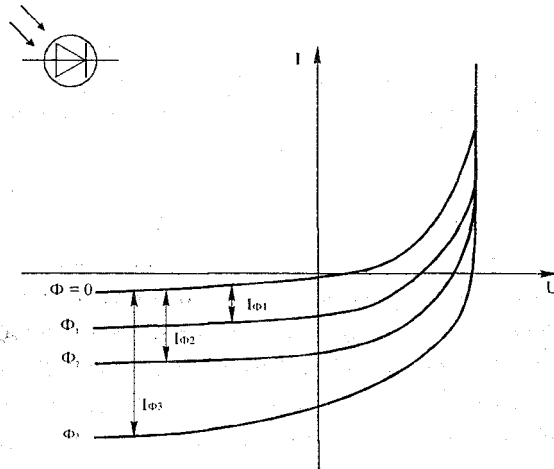


Рис. 6.10

На рабочей части вольт-амперной характеристики ток фотодиода фактически не зависит от приложенного напряжения.

Если к фотодиоду подключить источник питания в запирающем направлении, то ток  $p-n$ -перехода  $I = I_{обp} + k_{\phi} \Phi$  будет прямо пропорционален световому потоку. Световая характеристика, построенная на рис. 6.11, представляет собой прямую линию.

Параметры фотодиода:

- интегральная чувствительность  $K_{\phi}$  — отношение фототока диода к интенсивности светового потока, падающего от стандартного источника,  $K_{\phi} = I_{\phi} / \Phi$ ;
- рабочее напряжение  $U_{раб}$  — напряжение, прикладываемое к прибору в фотодиодном режиме;

- темновой ток  $I_T$  — ток, протекающий в цепи диода при рабочем напряжении и отсутствии освещения.

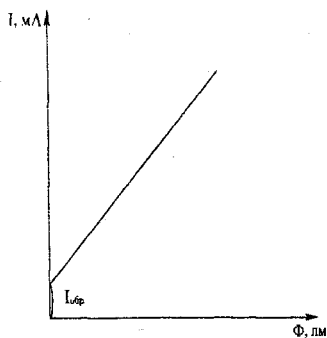


Рис. 6.11

Фотодиоды применяются для прямого преобразования солнечной энергии в электрическую (солнечные батареи). Для этой цели обычно используют кремниевые фотодиоды (фотоэлементы). Эффективность фотоэлемента можно характеризовать коэффициентом полезного действия — отношением максимальной мощности, отдаваемой им во внешнюю цепь, к общей мощности падающего на фотоэлемент излучения. Этот коэффициент у кремниевых фотоэлементов зависит от выходного напряжения.

Э.д.с. разомкнутого кремниевое фотодиода может достигать 0,6 В. Наилучшее использование мощности элемента получается при фото-э.д.с.  $E_\phi \approx 0,3$  В, при этом КПД солнечной батареи составляет 8...11 %.

## 6.6. Фототранзисторы

Фототранзистор представляет собой трехслойный полупроводниковый прибор с двумя  $p-n$ -переходами, обладающий свойством усиления фототока при воздействии энергии оптического излучения. Двухполюсная схема включения фототранзистора показана на рис. 6.12, коллекторный ток  $I_k$  протекает через нагрузку

$R_{н}$ . При таком включении вывод базы фототранзистора остается свободным, т.е. ток базы  $I_б = 0$ . При освещении базы в ней появляются свободные электроны и дырки. Принцип работы фототранзистора заключается в увеличении его коллекторного тока при воздействии света.

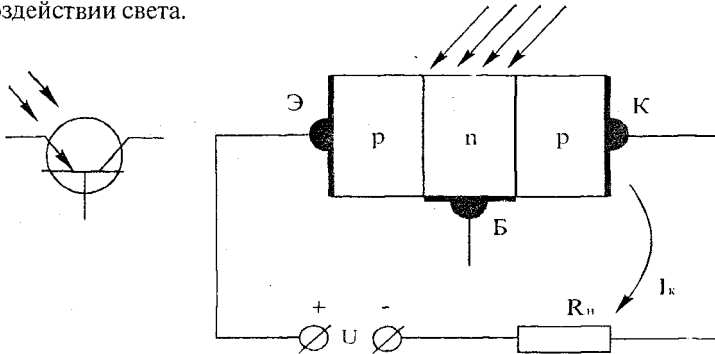


Рис. 6.12

Этот процесс протекает следующим образом.

При освещении *n*-базы в ней генерируются пары электрон – дырка. Для рассматриваемого типа базы неосновными носителями являются дырки, которые диффундируют к коллекторному переходу и переходят в коллекторную область. Это вызывает увеличение обратного тока коллектора. При постоянном напряжении эмиттер – база работа фототранзистора и его характеристики аналогичны характеристикам обычного диода. Переход дырок в коллектор приводит к накоплению в базе нескомпенсированного отрицательного объемного заряда, и, следовательно, к уменьшению потенциального барьера эмиттерного перехода и увеличению тока  $I_{н}$ . Это явление эквивалентно усилению интегральной чувствительности фототранзистора. Фототранзистор можно включать в измерительные схемы как обычный транзистор по схеме с ОЭ, ОБ, ОК.

На рис.6.13 представлено семейство характеристик для различных значений потока  $\Phi_1, \Phi_2, \Phi_3$ , представляющее зависимость фототока  $I_{\phi}$  от напряжения  $U$  между эмиттером и коллектором.

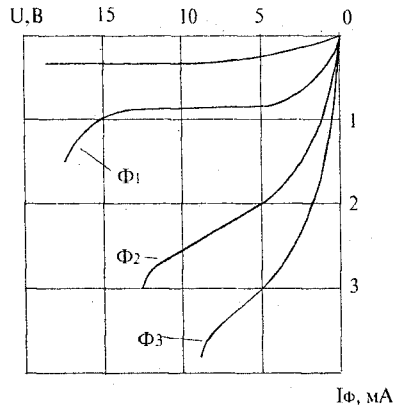


Рис. 6.13

В паспортных данных на фототранзисторы указываются следующие параметры:

- темновой ток  $I_t$  — ток через затемненный фототранзистор при приложенном рабочем напряжении;
- ток при освещении  $I_{св}$  — ток через освещенный фототранзистор при приложенном рабочем напряжении;
- интегральная чувствительность  $k_{ср}$  — отношение тока через фототранзистор при приложенном рабочем напряжении к падающему на него световому потоку;
- наибольшая мощность рассеивания  $P_{max}$  — допустимая мощность, выделяющаяся на приборе и позволяющая эксплуатировать его в течение длительного времени.

Фототранзисторы используются в качестве чувствительных элементов в системах телеконтроля, автоматических устройствах, в аппаратуре считывания числового материала, фототелеграфии, кинематографии и др.

## 6.7. Оптроны

В параграфе 6.1 указывалось на возможность использования светодиода совместно с приемником излучения. Оптрон — это при-

бор, состоящий из оптически связанных между собой элементов: управляемого полупроводникового излучателя света и полупроводникового приемника излучения. В качестве приемника излучения может быть использован фоторезистор, фотодиод, фототранзистор или фототиристор. Наибольшее распространение получили следующие комбинации оптронных пар: светодиод — фоторезистор и светодиод — фототранзистор (рис. 6.14, а, б). Между элементами оптронной пары может быть осуществлена как оптическая, так и электрическая связь.

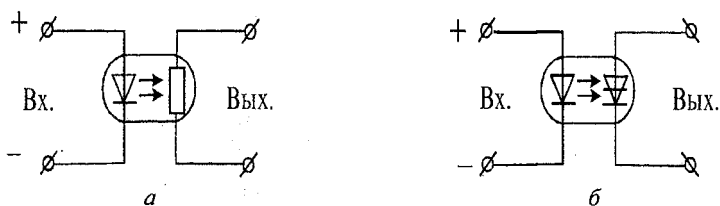


Рис. 6.14

На рис. 6.15, а показана схема оптрона с внутренней прямой оптической связью. Усиление или просто преобразование входного электрического сигнала в таком оптроне происходит следующим образом. Изменение входного тока, тока через светодиод, сопровождается изменением яркости его свечения и изменением освещенности приемника излучения. Это в свою очередь приводит к изменению сопротивления приемника излучения и, соответственно, изменению тока через выход оптрона к изменению напряжения на нагрузочном сопротивлении во внешней цепи оптрона. Для существования хорошей оптической связи между элементами оптронной пары необходимо по возможности более близкое совпадение спектральных характеристик этих элементов. Кроме того, что такой оптрон может усиливать электронный сигнал по мощности, по напряжению и по току, в нем осуществляется полная электрическая развязка входа и выхода, что позволяет полностью исключить обратную электрическую связь с его выхода на вход, т.е. изолировать друг от друга две части электрического тракта какой-то системы.

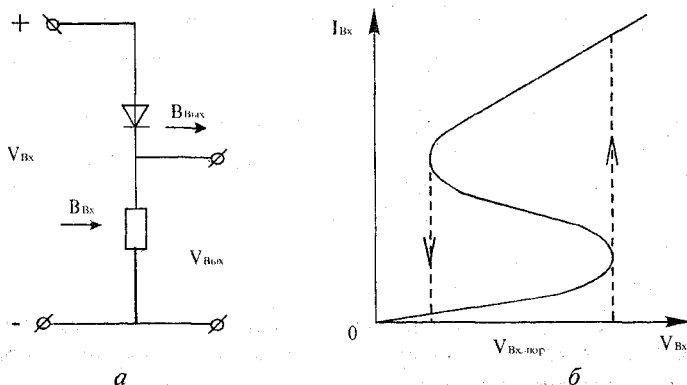


Рис. 6.15

Внутренняя обратная связь в оптроне может быть не только прямой, но и обратной, положительной или отрицательной.

В оптроне с положительной обратной оптической связью (рис. 6.15, а) изменение яркости свечения излучателя света может происходить как из-за изменения сопротивления приемника излучения под действием выходного оптического сигнала при неизменном входном напряжении на оптроне, так и вследствие изменения входного напряжения при неизменной освещенности приемника излучения входным оптическим сигналом. Таким образом, этот оптрон имеет два входа: оптический —  $B_{вх}$  и электрический —  $U_{вх}$ . Такой оптрон должен быть выполнен так, чтобы световой поток (или его часть) от излучателя света поступал на приемник излучения, вызывая уменьшение его сопротивления.

С уменьшением сопротивления приемника излучения возрастает яркость свечения излучателя света, что приводит к дальнейшему уменьшению сопротивления приемника излучения и т.д.

Этот процесс при  $U_{вх} > U_{пор}$  (или  $B_{вх} > B_{пор}$ ) может привести к резкому скачкообразному возрастанию тока, проходящего через оптрон, и его выходного излучения (рис. 6.15, б).

В оптроне с отрицательной обратной оптической связью излучатель света и приемник излучения включены параллельно. Поэтому увеличение входного напряжения на оптроне и соответствующее

увеличение тока через излучатель света вызывает уменьшение сопротивления приемника излучения, что приводит к еще большему увеличению входного тока через оптрон. Оптрон с отрицательной оптической обратной связью обладает нелинейными характеристиками, которые могут изменяться в широких пределах.

Входным управляющим сигналом оптрона с электрической связью является световой поток  $V_{вх}$ , подаваемый от внешнего излучателя на приемник излучения оптрона, сопротивление которого изменяется с изменением освещенности. При этом происходит перераспределение напряжения на элементах оптрона и изменение тока в последовательной цепи, что приводит к изменению яркости свечения излучателя света.

Такой оптрон может быть использован для усиления света без изменения его спектрального состава при соответствующих спектральных характеристиках приемника входного излучения и излучателя оптрона.

### Контрольные вопросы

1. Каким образом в светодиоде происходит преобразование электрической энергии в энергию световую?
2. Какими параметрами можно охарактеризовать различные свойства светодиодов?
3. Где используются светодиоды?
4. Каков принцип действия полупроводникового лазера?
5. Каковы отличия в принципе действия полупроводникового лазера и светодиода?
6. Какими параметрами характеризуется фототранзистор?
7. Каковы отличия в свойствах фотодиода и фототранзистора?
8. Каков принцип действия фототранзистора?
9. Какие полупроводниковые приборы наиболее часто используются в качестве излучателя света и приемника излучения в оптронах?
10. Как могут быть связаны между собой элементы оптронной пары в оптронах?

## Глава 7. Интегральные микросхемы

Создание ИМС, являющихся элементной базой современной электронной аппаратуры, предопределилось наличием многих трудноразрешимых проблем, возникших в процессе развития электронной аппаратуры на дискретных элементах, а именно:

- большие габариты (плотность упаковки);
- большая потребляемая и рассеиваемая мощность;
- низкая надежность;
- длительный технологический цикл поэтапного изготовления дискретных элементов и их монтажа в единую схемотехническую систему;
- высокая трудоемкость в изготовлении;
- низкие динамические параметры обработки сигнала.

Поэтому развитие техники для обработки информации потребовало создания принципиально нового метода конструирования электронной аппаратуры. Стала применяться компоновка дискретных элементов в единую ИС, все элементы которой изготавливались одновременно и в едином технологическом процессе в (или на) единой подложке.

### 7.1. Условные обозначения ИМС

Обозначение ИМС состоит из четырех элементов: первый — цифра, означающая конструктивно-технологическое исполнение: 1, 5—7 — полупроводниковая ИМС; 2, 4, 8 — ГИМС; 3 — прочие; второй — две или три цифры (01 — 999), указывающие порядковый номер разработки серии ИМС; третий — две буквы, определяющие функциональное назначение; четвертый — число, обозначающее номер разработки по функциональному признаку.

Например: 140 УД 1, 265 УС 1.



При необходимости разработчик после четвертого элемента дополняет букву (от А до Я), обозначающую отличие электрических параметров в пределах одной серии.

Например: К140УД1А.

## 7.2. Термины и определения. Классификация микросхем

ГОСТ 17021-88

Термин	Определение
1. Интегральная микросхема	Микросхема, часть элементов которой выполнены нераздельно и электрически соединены между собой таким образом, что с точки зрения технических требований, испытаний, торговли и эксплуатации устройство рассматривается как единое целое
2. Элемент интегральной микросхемы	Часть интегральной микросхемы, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента, которая выполнена нераздельно от кристалла или подложки и не может быть выделена как самостоятельное изделие с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке и эксплуатации
3. Компонент интегральной микросхемы	Часть интегральной микросхемы, реализующая функцию какого-либо электрорадиоэлемента, которая может быть выделена как самостоятельное изделие с точки зрения требований к испытаниям, приемке, поставке
4. Полупроводниковая интегральная микросхема	Интегральная микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в объеме или на поверхности полупроводникового материала (рис. 7.5)
5. Пленочная интегральная микросхема	Интегральная микросхема, все элементы и межэлементные соединения которой выполнены в виде пленок (рис. 7.1)
6. Гибридная интегральная микросхема	Интегральная микросхема, содержащая, кроме элементов, компоненты и (или) кристаллы

Термин	Определение
7. Аналоговая интегральная микросхема	Интегральная микросхема, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону непрерывной функции
8. Цифровая интегральная микросхема	Интегральная микросхема, предназначенная для преобразования и обработки сигналов, изменяющихся по закону дискретной функции
9. Корпус интегральной микросхемы	Часть конструкции интегральной микросхемы, предназначенная для ее защиты от внешних воздействий и для соединения с внешними электрическими цепями посредством выводов
10. Подложка интегральной микросхемы	Заготовка из диэлектрического материала, предназначенная для нанесения на нее элементов гибридных интегральных микросхем, межэлементных и (или) межкомпонентных соединений, а также контактных площадок
11. Полупроводниковая пластина	Заготовка из полупроводникового материала, предназначенная для изготовления полупроводниковых интегральных микросхем
12. Кристалл интегральной микросхемы	Часть полупроводниковой пластины, в объеме и на поверхности которой сформированы элементы полупроводниковой интегральной микросхемы, межэлементные соединения и контактные площадки
13. Базовый кристалл интегральной микросхемы	Часть полупроводниковой пластины с определенным набором сформированных элементов, в том числе электрически соединенных и (или) не соединенных между собой, используемая для создания интегральных микросхем путем изготовления межэлементных соединений
14. Базовый матричный кристалл интегральной микросхемы	Базовый кристалл интегральной схемы с регулярным в виде матрицы расположением базовых ячеек
15. Контактная площадка интегральной микросхемы	Металлизированный участок на подложке, кристалле или корпусе интегральной микросхемы, служащий для присоединения выводов компонентов и кристаллов, перемычек, а также для контроля ее электрических параметров и режимов

Термин	Определение
16. Бескорпусная интегральная микросхема	Кристалл интегральной микросхемы, предназначенный для монтажа в гибридную интегральную микросхему или микросборку
17. Вывод бескорпусной интегральной микросхемы	Провод, соединенный с контактной площадкой бескорпусной интегральной микросхемы и предназначенный для электрического соединения с внешними электрическими цепями
18. Плотность упаковки интегральной микросхемы	Отношение суммы элементов интегральной микросхемы и (или) элементов, содержащихся в составе компонентов, к объему интегральной микросхемы
19. Степень интеграции интегральной микросхемы	Показатель степени сложности интегральной микросхемы, характеризуемый числом содержащихся в ней элементов и (или) компонентов
20. Интегральная микросхема первой степени интеграции	Интегральная микросхема, содержащая от 1 до 10 элементов и (или) компонентов включительно
21. Малая интегральная микросхема МИС	Интегральная микросхема, содержащая до 100 элементов и (или) компонентов включительно
22. Средняя интегральная микросхема СИС	Интегральная микросхема, содержащая свыше 100 и до 1000 элементов и (или) компонентов для цифровых интегральных микросхем; свыше 100 и до 500 — для аналоговых интегральных микросхем
23. Большая интегральная микросхема БИС	Интегральная микросхема, содержащая свыше 1000 элементов и (или) компонентов для цифровых интегральных микросхем и свыше 500 — для аналоговых интегральных микросхем
24. Сверхбольшая интегральная микросхема СБИС	Интегральная микросхема, содержащая свыше 100000 элементов и (или) компонентов для цифровых интегральных микросхем с регулярной структурой построения; свыше 50000 — для цифровых интегральных микросхем с нерегулярной структурой построения и свыше 10000 — для аналоговых интегральных микросхем

Термин	Определение
25. Сверхскоростная интегральная микросхема ССИС	Цифровая интегральная микросхема, функциональное быстродействие которой не менее $1 \cdot 10^{13}$ Гц/см <sup>2</sup> на 1 логический элемент
26. Типономинал интегральной микросхемы	Интегральная микросхема конкретного типа, отличающаяся от других микросхем того же типа одним или несколькими параметрами или требованиями к внешним воздействующим факторам
27. Серия интегральных микросхем	Совокупность типов интегральных микросхем, обладающих конструктивной электрической и при необходимости информационной и программной совместимостью и предназначенных для совместного применения
28. Микропроцессорная интегральная микросхема	Интегральная микросхема, выполняющая функцию процессора или его части
29. Микропроцессорный комплект интегральных микросхем МПК	Совокупность микропроцессорных и других интегральных микросхем, совместимых по архитектуре, конструктивному исполнению и электрическим параметрам и обеспечивающих возможность совместного применения

## ПЕРЕЧЕНЬ СТАНДАРТОВ

1. Микросхемы интегральные — термины и определения: ГОСТ 17021 — 88.
2. Микросхемы интегральные цифровые — общие требования при измерении электрических параметров: ГОСТ 18683.0 — 83; ГОСТ 18683.2 — 83.
3. Микросхемы интегральные аналоговые — основные параметры: ГОСТ 19789 — 80.

### 7.3. Пленочные и гибридные интегральные микросхемы

Пленочные и гибридные интегральные микросхемы (ПИМС, ГИМС) по конструктивно-технологическому признаку разделяются на толстопленочные (толщина пленок  $>1$  мкм) и тонкопленочные ( $<1$  мкм). Достоинством ПИМС и ГИМС является возможность использования разнообразных пассивных пленочных и полупроводниковых элементов, что позволяет создавать схемы одновременно с широким диапазоном мощности и функциональной сложности.

Основными конструктивными элементами и компонентами как тонкопленочных, так и толстопленочных ИМС являются (рис. 7.1):

- подложка;
- пленочные резисторы, конденсаторы индуктивности, проводники и контактные площадки;
- навесные бескорпусные полупроводниковые приборы (транзисторы, диоды, ИМС);
- навесные пассивные элементы (конденсаторы больших номинальных значений индуктивности, трансформаторы);
- корпус.

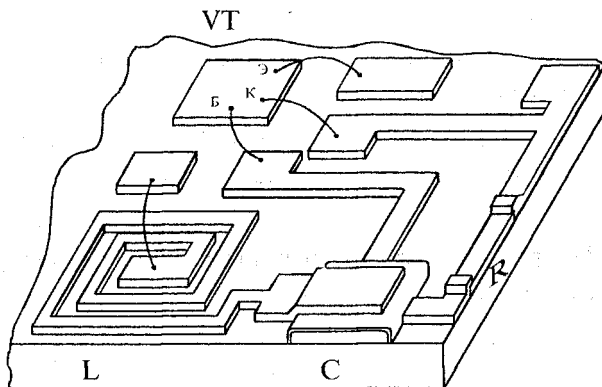


Рис. 7.1

Подложка ИМС выполняет несколько функций:

- является конструктивной основой, на которой формируются, монтируются элементы и компоненты ИМС;
- служит теплоотводящим элементом всей конструкции ИМС.

### 7.3.1. Основные требования к подложке

1. Малая микронеровность поверхности.
2. Высокая механическая прочность при малой толщине.
3. Минимальная пористость.
4. Высокая теплопроводность.
5. Высокое удельное сопротивление.
6. Низкая стоимость изготовления.
7. Химическая инертность к наносимым пленкам.
8. Малые различия коэффициентов термического расширения подложки и наносимых пленок.

#### Электрофизические и механические свойства подложек

Параметр	Материал подложек				
	БС стекло С48 – 3	ситалл СТ–50–1	бериллиевая керамика	керамика глазуров. Г–900–1	сапфир
Диэлектрическая проницаемость $\epsilon$	7,1	8,3 – 8,5	10,3	13 – 16	8,6 – 11
Теплопроводность, Вт/(м·град)	0,7 – 1,5	1,4 – 4	12 – 13	0,7	25 – 40
Удельное объемное сопротивление, Ом·см	$10^{14}$	$10^{12} – 10^{14}$	$3 \cdot 10^{12}$	$10^{14}$	$10^{11}$
Электрическая прочность, кВ/мм	более 40	более 40	более 50	более 40	—
Класс чистоты поверхности	14	13 – 14	11	14	14

Параметр	Материал подложек				
	БС стекло С48 – 3	ситалл СТ–50–1	бериллиевая керамика	керамика глазуров. Г–900–1	сапфир
Тангенс угла диэл. потеря	(12-15) $10 \cdot 10^{-4}$	(12-20)· $10^{-4}$	$< 8 \cdot 10^{-4}$	(17-19)· $10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-4}$
Температура размягчения, °С	750	1150	1400	420 – 460	—
Пористость, %	—	0	5 – 10	—	0
Темпер. коэфф. линейного расширения, $10^{-8}$ град <sup>-1</sup>	4.8	5	7,5	(7,3 – 7,8)	(6 – 9)

Стекло получают методом листового проката. Подложки из алюмосиликатного и боросиликатного стекла имеют гладкую поверхность (высота неровностей  $< 10$  нм) и низкую диэлектрическую проницаемость. Они не дороги. Недостатки – невысокая механическая прочность, низкая теплопроводность. Для микросхем с большим тепловыделением возможно применение стекол «ПИРЕКС» и кварцевого стекла.

Ситалл представляет собой стеклокерамический материал, получаемый кристаллизацией стекла. Обладает большей, чем у стекла, теплопроводностью и механической прочностью, высокой химической стойкостью.

Керамика обладает лучшей теплопроводностью, что позволяет использовать ее для мощных ИМС, однако имеет большие микронеровности рельефа (около 2 мкм). Полировка поверхности и глазуровка тонким слоем стекла снижает микронеровности до 30 – 200 нм.

Сапфир представляет собой монокристаллический оксид алюминия. Обладает малыми диэлектрическими потерями в СВЧ диапазоне, высокой теплопроводностью. На подложках из сапфира можно выращивать полупроводниковые пленки. Недостаток – высокая стоимость подложки.

### 7.3.2. Тонкопленочный резистор

Тонкопленочный резистор конструктивно состоит из резистивной пленки, имеющей определенную конфигурацию, и контактных площадок. На рис. 7.2 показаны наиболее распространенные конфигурации таких резисторов: прямоугольная (а), применяемая для реализации резисторов с малым сопротивлением, а также типа меандр (б); и последовательное соединение резистивных пленочных полосок (в), используемое для реализации резисторов большого сопротивления.

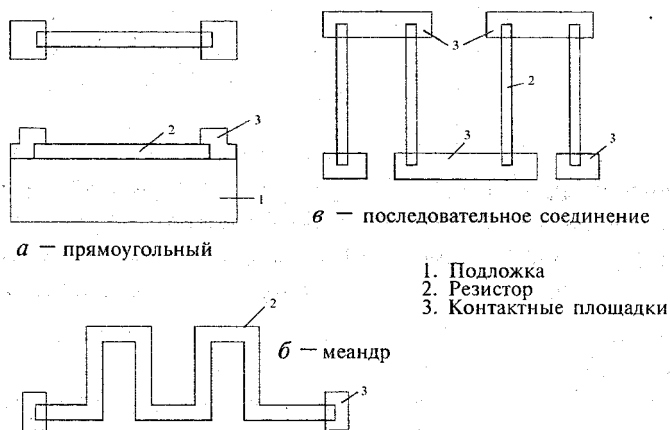


Рис. 7.2

Подгоняемый резистор показан на рис. 7.3.

Основные требования к пленочным резисторам:

- малая занимаемая площадь;
- стабильность параметров во времени и при изменении температуры;
- требуемая мощность рассеивания;
- технологичность изготовления;
- низкий уровень собственных шумов.

Материалы, используемые для тонкопленочных резисторов, можно условно разделить на четыре группы:

- чистые металлы (хром, тантал, вольфрам, рений);



- сплавы и соединения (нихром — сплав никеля и хрома, метал-  
лосилицидные сплавы МЛТ — 2, МЛТ — 3, нитриды тантала);
- керметы (смесь металлов и диэлектриков: золота, хрома и  
монооксида кремния, хрома и фтористого магния и др.);
- сильнолегированные полупроводники (окись олова, дву-  
окись олова с добавками сурьмы, трехокси индия, окиси  
цинка и др.).

Линия возможных обрывов пленки с  
целью подгонки номинала сопротив-  
ления резистора

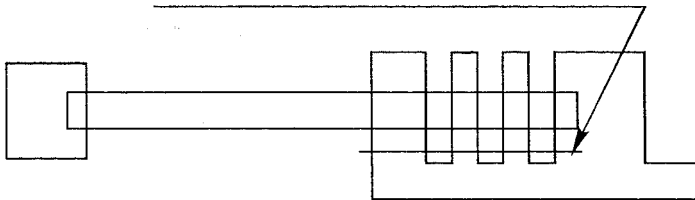


Рис. 7.3

Таблица 7.1

**Свойства резистивных пленок тонкопленочных резисторов**

Материал напыления резистивной пленки	Материал контактных площадок	Сопротив- ление квад- рата рези- стивной пленки $R_s$ , Ом/кв	Диапазон номиналь- ных значе- ний, Ом	TKR $10^{-4}$ град $^{-1}$ в интервале температур		Макс. допуст. удельная мощность рассеян. $W_{max}$ Вт/см $^2$
				от -60 до 25	от 25 до 125	
Нихром. проволока Х20Н80	медь	300	50 — 30000	+1,0	+1,0	2
Нихром. проволока	золото с подслоем хрома	10 50	1 — 10000 5 — 50000	-2,0	-2,5	2
Сплав МЛТ — 3М	медь с под- слоем вана- дия (луже- ная) медь с подслоем нихрома	500	50 — 50000	+2,0	+2,0	2

Окончание табл. 7.1

Материал напыления резистивной пленки	Материал контактных площадок	Сопротив- ление квад- рата рези- стивной пленки $R_s$ , Ом/кв	Диапазон номиналь- ных значе- ний, Ом	TKR $10^{-4}$ град $^{-1}$ в интервале температур		Макс. допуст. удельная мощность рассеян. $W_{гmax}$ Вт/см $^2$
				от -60 до 25	от 25 до 125	
Спецсплав № 3	золото с подслоем хрома	500	100-500	&2,0	&2,0	2
		350	500-5000 5000-50000	0,2-0,5	0,2-0,5	
Хром	медь (лужен.)	500	50-30000	0,6	0,6	1
Кермет К- 50С	золото с подслоем хрома (нихрома)	3000	1000-10000	3,0	3,0	2
		5000 10000	500-200000 1000- 10000000	-4,0 -5,0	-4,0 -5,0	
Тантал ТВЧ лента тол- щиной 0,3 - 3 мм	алюминий с подслоем ванадия медь с под- слоем нихрома	20-100	100-100000			3
		100	50-100000	-2,0	-2,0	
		10	10-15000			
Сплав РС - 3001	золото с подслоем хрома (нихрома)	1000	100-50000	-2,0	-2,0	2
		2000	200-100000			
Сплав РС - 3710	золото с подслоем хрома (нихрома)	3000	1000-200000	-3,0	-3,0	2
Нитрид тантала	тантал	10 - 200	100-200000	-	-	-
Титан	золото с подслоем хрома	50	5-50000	0	0	2
Рений	золото с подслоем нихрома	200 - 300	50-30000	0	0	2

### 7.3.3. Материалы, используемые для толстопленочных резисторов

В качестве материалов для толстопленочных резисторов используются пасты, состоящие из основы – редкоземельных металлов (85–90 %) и жидкой стекловидной связки (10–15 %), растворенной в органическом растворителе. Требуемый номинал резистора определяется соотношением составляющих в пасте, конфигурацией и размерами конструкции резистора, материала основы.

В основе паст для толстопленочных резисторов применяют палладий, серебро, рутений, иридий. Характеристики материалов толстопленочных резисторов представлены в таблице 7.2.

Таблица 7.2

Материал резистора	Материал контактных площадок	Удельное поверхностное сопротивление $R_s$ , Ом/кв.	Температурный коэффициент сопротивления $\text{TKR} \cdot 10^{-4}$	Удельная мощность рассеив. $P_0$ , Вт/см <sup>2</sup>
Паста				
ПР –100	ПП – 1	100	-12...-10	3
ПР –500	ПП – 1	500	-12...-10	3
ПР –1К	ПП – 1	1000	-12...-10	3
ПР –3К	ПП – 1	3000	-12...-10	3
ПР –6К	ПП – 1	6000	-12...-10	3
ПР –20К	ПП – 1	20000	-12...-10	3
ПР –50К	ПП – 1	50000	-12...-10	3
ПР –100К	ПП – 1	100000	-12...-10	3

### 7.3.4. Пленочные конденсаторы

Конструктивно пленочные конденсаторы выполняются в виде трехслойной структуры: металл – диэлектрик – металл (рис. 7.4, а). Емкость пленочных конденсаторов определяется площадью верхней обкладки, толщиной и электрическими свойствами диэлект-

рика. Для исключения замыкания между обкладками диэлектрик полностью закрывает нижнюю обкладку. Материал обкладки должен иметь высокую электропроводность, малую миграционную подвижность атомов в диэлектрике, хорошую адгезию к подложке. Все материалы, входящие в конструкцию пленочного конденсатора, должны быть технологически совместимы.

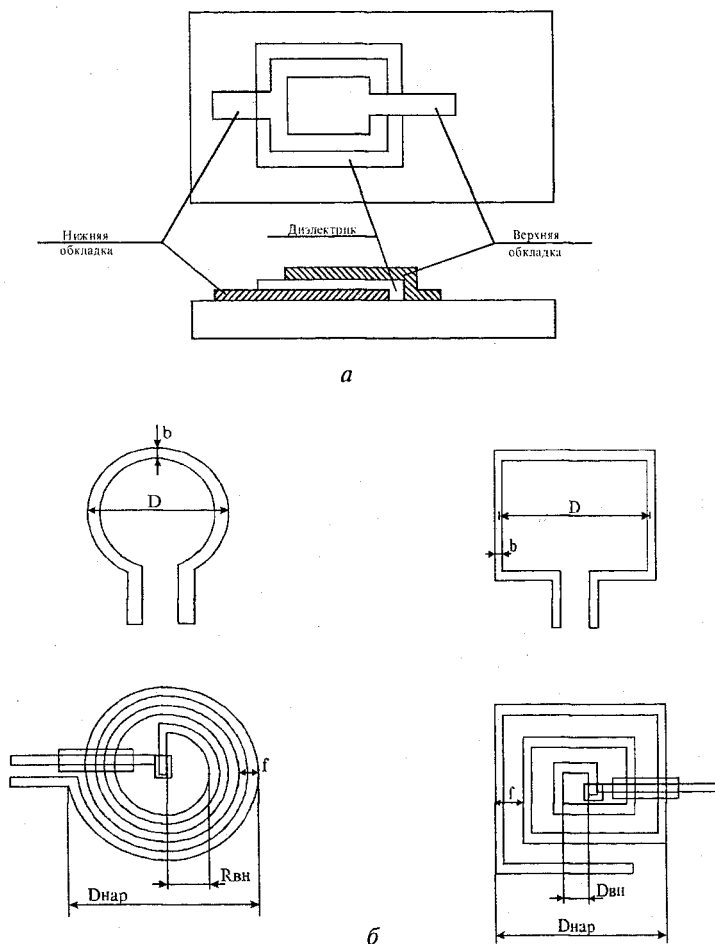


Рис. 7.4



### 7.3.5. Пленочные индуктивности

Пленочные индуктивности применяются в качестве элементов фильтров, в целях коррекции частотных характеристик колебательных контуров и др.

Индуктивность в пленочных ИМС выполняется в виде спиралей различной конфигурации (рис. 7.4, б).

Расчет значения индуктивности проводится по эмпирическим зависимостям между ее конструктивными размерами и параметрами пленки, из которой она изготовлена. Большая площадь, занимаемая индуктивностью,  $S = 1 - 10 \text{ см}^2$ , не позволяет применять в схемотехнике большие значения  $L > 0,5 \text{ мкГн}$ , что ограничивает ее в низкочастотных схемах. Для уменьшения активных потерь толщина пленки выбирается 20 – 30 мкм (толстопленочная технология). В тонкопленочных ГИС увеличение толщины достигается дополнительным наращиванием пленки гальваническим путем.

Для получения приемлемой добротности  $Q \approx 20$  выбирается материал с малым удельным сопротивлением: медь, серебро, алюминий.

### 7.3.6. Пленочные проводники и контактные площадки (ПП и КП)

Для соединения в общую схему элементов и компонентов ГИС применяют пленочные коммутационные проводники. Контактные площадки необходимы для присоединения микросхемы к выводам корпуса. Пленочные проводники и контактные площадки должны обеспечивать надежный низкоомный, невыпрямляющий и маложужающий контакт с элементами микросхемы. Одновременно, являясь конструктивным элементом микросхемы, обкладки конденсатора должны быть технологически совместимы с другими элементами.

Требования, предъявляемые к ПП и КП, в ряде случаев противоречивы. Например, увеличение ширины ПП приводит к умень-

шению его индуктивности, но одновременно к увеличению емкости относительно подложки и расположенных близко элементов; материалы с низким значением удельного сопротивления, как правило, имеют плохую адгезию (сцепление) к подложке. Если ПП одновременно является контактной площадкой, то его максимальная и минимальная толщина определяется возможностью формирования надежного контакта с внешними выводами. Образование контактных пар на основе проводящих и резистивных слоев выдвигает определенные требования к термическому коэффициенту расширения. При заданном удельном сопротивлении минимальная ширина проводящей пленки определяется предельно допустимой плотностью тока и теплового сопротивления системы проводник – окружающая среда.

Перечисленные ограничения определяют возможную толщину ПП в пределах 0,1–10 мкм и ширину КП 50–350 мкм.

Таблица 7.4

Материал	Толщина, нм	Удельное сопротивление, Ом/кв
Медь вакуумной плавки МВ	600 – 800	—
Подслой нихром Х20Н80	10 – 30	—
Защитное покрытие никель	80 – 120	0,02 – 0,04
Медь вакуумной плавки МВ	400 – 1000	—
Подслой нихром Х20Н80	10 – 30	—
Защитное покрытие серебро Ср. 999,9	80 – 100	0,02 – 0,04
Медь вакуумной плавки МВ	600 – 800	—
Подслой нихром Х20Н80	10 – 30	—
Защитное покрытие золото 999,9	50 – 60	0,02 – 0,04
Алюминий А97 подслои	300 – 500	—
Нихром Х20Н80	10 – 30	0,06 – 0,10

## 7.4. Полупроводниковые интегральные микросхемы

Полупроводниковые ИМС (п/п ИМС) имеют по сравнению с пленочными ряд преимуществ:

- высокая степень интеграции (до 10 элементов на  $\text{мм}^2$ );
- высокая надежность;
- меньшие геометрические размеры (объем ИМС  $0,12 \text{ мм}^3$ );
- малая потребляемая мощность;
- высокая функциональная сложность.

Однако п/п ИМС имеют и ряд недостатков, предопределяющих технико-экономические показатели их производства:

- большое количество технологических операций;
- ограниченность номинальных значений параметров элементов;
- значительная температурная зависимость характеристик элементов;
- подверженность радиационному воздействию;
- высокие требования к проведению технологического процесса;
- наличие паразитных связей между элементами.

В зависимости от конструктивно-технологического исполнения п/п ИМС разделяются на биполярные ИМС, ИМС на МДП-структурах.

Основные их различия:

- биполярные ИМС способны обрабатывать сигналы большей мощности (при увеличении потребляемой мощности);
- элементы БИМС занимают большую площадь;
- для БИМС количество технологических операций на 30–50 % больше, чем для МДП ИМС;
- необходимость изоляции элементов в ИМС;



- необходимость создания широкого диапазона номиналов резисторов для формирования режимов работы транзистора в БИМС;
- высокое входное сопротивление для МДП ИМС;
- малая потребляемая мощность на элемент;
- исключение из схемотехники и конструкции МДП ИМС резисторов.

Однако для БИМС и МДП ИМС общим является применение эпитаксиально-планарной технологии, включающей базовые технологические процессы: эпитаксию, окисление, диффузию, ионную имплантацию, фотолитографию, плазмохимическое травление, металлизацию, сборку.

#### 7.4.1. Элементы полупроводниковых ИМС

В п/п ИМС можно выделить следующие элементы: подложку, транзистор, диод, резистор, конденсатор, межсоединения, контактные площадки, изоляцию элементов (рис. 7.5).

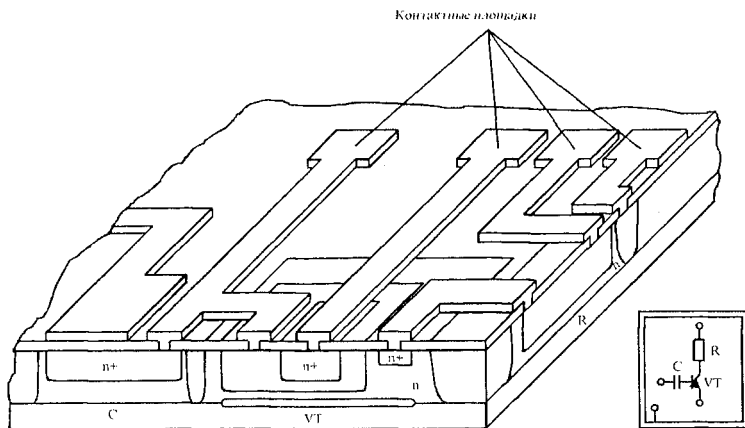


Рис. 7.5

### 7.4.2. Подложки полупроводниковых ИМС

В качестве подложек полупроводниковых ИМС могут быть использованы полупроводниковые и диэлектрические материалы. Подложка полупроводниковых ИМС выполняет ряд определенных функций:

- в ее объеме или эпитаксиальном слое, выращенном на поверхности подложки, формируются структуры элементов ИМС;
- подложка является несущей конструкцией ИМС;
- через подложку производится отвод тепла, выделяемого в элементах ИМС, на корпуса.

Физические свойства материала подложки (или эпитаксиального слоя) во многом определяют параметры элементов ИМС. Так, увеличение ширины запрещенной зоны повышает температурный диапазон и рабочие напряжения при малых токах утечки, увеличение подвижности носителей расширяет частотный диапазон работы ИМС в области высоких частот.

К подложкам предъявляют ряд требований:

- высокая чистота. Количество примесей не должно превышать норму;
- качество обработки поверхности не ниже 14-го класса;
- отклонение ориентации кристаллической решетки от заданной не более  $10' - 20'$ ;
- плоскостность рабочей поверхности должна быть не ниже  $0,1 - 1$  мкм.

Таблица 7.5

**Основные характеристики наиболее распространенных  
полупроводниковых материалов**

Материал	Хим. символ	Температура плавления, °С	Плотность, г/см <sup>3</sup>	Ширина запрещен. зоны при темп. 300К, эВ	Подвижность носителей заряда при темп. 300К, см <sup>2</sup> /(В·с)	
					электр.	дырок
Кремний	Si	1412	2,328	1,09	1450	480
Германий	Ge	958	5,35	0,66	3900	1900
Арсенид галлия	GaAs	1237 (при 1 ат)	5,4	1,43	8800	400
Фосфид галлия	GaP	1500 (при 30 ат)	4,1	2,25	300	150
Фосфид индия	InP	1058 (при 25 ат)	4,8	1,34	4600	150
Арсенид индия	InAs	942 (при 0.33 ат)	5,68	0,46	33000	460
Антимонид галлия	GaSb	712	5,65	0,67	4000	1
Антимонид индия	InSb	525	5,71	0,18	77000	700
Сульфид кадмия	CdS	1475 (при 3.8 ат)	4,82	2,48	350	15
Селенид кадмия	CdSe	1239 (при 0,41 ат)	5,81	1,85	650	—
Сульфид свинца	PbS	1114	5,9	0,41	200	300

Среди приведенных материалов, несмотря на существенное различие физических свойств, кремний имеет наиболее широкое распространение, так как только на его поверхности возможно формирование оксида кремния, являющегося хорошим маскирующим покрытием при проведении процессов легирования и одновременно защитным диэлектрическим покрытием.

Таблица 7.6

**Технические характеристики монокристаллических  
полупроводниковых пластин**

Параметр	Монокристаллы				
	кремний	фосфид индия	фосфид галлия	сапфир	селенид кадмия
Тип электропроводности	<i>n, p</i>	<i>n, p</i>	<i>n, p</i>	—	—
Диаметр, мм	50–150	до 60	до 60	до 60	60
Отклонение от диаметра, мм	—	+0,5	+0,5	+0,8	—
Толщина, мкм	200–400	400+5	400+5	+50	—
Прогиб, мкм	—	90	20	50	—
Ориентация поверхности	(100) (111)	(101) (110)	(111) (100)	(1012)+2	—
Концентрация носителей заряда, см <sup>-3</sup>	(110)	1·10 <sup>16</sup> – 5·10 <sup>18</sup>	2·10 <sup>16</sup> – 5·10 <sup>18</sup>	—	—
Подвижность электронов, см <sup>2</sup> (В·с)	1350	1100–4500	40–200 (при темп. 300°K)	—	400–700 (при темп. 300°K)
Плотность дислокаций, см <sup>-2</sup>	10 <sup>3</sup>	5–10 <sup>3</sup> 1–10 <sup>5</sup>	не более 10 <sup>3</sup> –10 <sup>5</sup>	—	10 <sup>4</sup> –10 <sup>5</sup>
Удельное сопротивление полуизолирующего материала, Ом·см	0,005–50	10 <sup>5</sup>	не менее 10 <sup>7</sup>	—	0,1–10
Легирующая примесь	P, B, Sb	Sn, Te, Fe	S, Te, Zn, Cr, Mn	—	Si, Fe, Al, Mg
Поверхность	полированная	полированная	полированная	полированная	—

При изготовлении полупроводниковых ИМС наибольшее применение получили двухслойные подложки (с эпитаксиальным слоем). Выращивание эпитаксиального слоя позволяет формировать заданное значение удельного сопротивления, тип его проводимости и различное распределение примеси по толщине, что во

многим predeterminedляет параметры коллекторного слоя, формирующегося в ЭС. Так, для снижения сопротивления коллекторного слоя на границе ЭС – подложка формируется низкоомный  $n^+$ -слой (скрытый слой). Маркировка подложек с эпитаксиальным и скрытым слоем представлена следующим образом:

$$100 \frac{10\text{КЭФ}0,2/2\text{КЭМБ}}{300\text{КДБ}10}$$

100 – диаметр подложки;

10, 300 – толщина эпитаксиального слоя и подложки соответственно;

КЭФ – кремний (эпитаксиальный слой) электронной проводимости ( $n$ -типа), легированный фосфором;

0,2/ – удельное сопротивление ЭС, Ом·см;

КДБ – кремний (подложка) дырочной проводимости ( $p$ -типа);

10 – удельное сопротивление, Ом·см;

2 – толщина скрытого слоя, мкм;

КЭМ – кремний (скрытый слой) электронной проводимости ( $n$ -типа), легированный мышьяком;

5 – удельное поверхностное сопротивление, Ом·см.

Для изготовления ИМС с улучшенными изоляционными свойствами и повышенной радиационной стойкостью используют заказные пластины диаметром 40 мм из поликристаллического кремния, в котором сформированы «карманы» монокристаллического кремния  $n$ -типа, изолированные слоями оксида (нитрида) кремния, и пластины гетероэпитаксиальных структур кремния на сапфире. Последние применяются также для изготовления термисторов и тензочувствительных датчиков. В этом случае используют профилированные сапфировые подложки, в которых формируют профиль заданной технологии и глубины, а слой кремния наносят на плоской стороне.

Для изготовления запоминающих и логических устройств большой емкости и повышенной надежности при малом потреблении энергии используют эпитаксиальные структуры магнитных

гранатов. При этом выпускаемые промышленностью пластины диаметром 40 мм представляют собой подложки из Cd Ga O толщиной 500 мкм с эпитаксиальным слоем из (YSmGa) (Fe, Ge) O толщиной 4–6 мкм.

Изготовление микроэлектронных СВЧ-изделий, солнечных батарей и зарядных устройств бытовой электроники основано на использовании пластин из GaAs. Для этих целей служат пластины с эпитаксиальной структурой GaAs-Al диаметром 35–50 мм и толщиной 350–450 мкм. Разработаны и выпускаются эпитаксиальные *p-n*-структуры GaP, которые являются основой для изготовления цифро-буквенных индикаторов в дискретном исполнении.

Таблица 7.7

#### Технические характеристики пластин кремния на сапфире

Параметр	Подложка	Гетероэпитаксиальный слой
Структура	монокристаллическая	монокристаллическая
Диаметр, мм	31, 40, 60	31, 40, 60
Толщина, мкм	200 – 300	2 – 20
Тип электропроводности	—	<i>n, p</i>
Ориентация поверхности	(1012)	(100)
Удельное сопротивление, Ом·см	изолятор	0,001 – 5
Подвижность носителей заряда, см <sup>2</sup> /(В·с), не менее	—	100

Таблица 7.8

#### Технические характеристики эпитаксиальных *p-n*-структур фосфида галлия

Параметр	Подложка	1-й эпитаксиальный слой	2-й эпитаксиальный слой
Материал	GaP	GaP	GaP
Тип электропроводности	<i>n</i>	<i>n</i>	<i>p</i>
Ориентация поверхности	(111) В	—	—
Легирующая примесь	S	Te, N	Zn, O
Концентрация носителей заряда, см <sup>-3</sup>	$3 \cdot 10^{17}$	$5 \cdot 10^{16} - 5 \cdot 10^{17}$	$3 \cdot 10^{17} - 1 \cdot 10^{18}$
Толщина, мкм	300 – 400	35 – 20	10 – 20

Широкая номенклатура полупроводниковых пластин из различных материалов обеспечивает создание полупроводниковых ИМС и других изделий МЭ различного конструктивно-технологического исполнения и функционального назначения.

### 7.4.3. Биполярный транзистор

Биполярный транзистор изготавливается по эпитаксиально-планарной технологии, что и определяет его конструкцию и параметры. Структура биполярного транзистора и распределение примесей в его областях представлены на рис. 7.6. Транзистор содержит следующие слои: эмиттерный, базовый, коллекторный (эпитаксиальный), а также скрытый высоколегированный. Все эти слои изготавливаются на исходном высокоомном основании полупроводникового материала, обычно кремния. Удельное объемное сопротивление подложки должно быть большим ( $1 - 10 \text{ Ом}\cdot\text{см}$ ), чтобы обеспечить получение высокого пробивного напряжения перехода коллектор — подложка и малую барьерную емкость. Толщину подложки выбирают достаточно большой ( $0,25 - 0,4 \text{ мм}$ ), чтобы она выдержала механические нагрузки в процессе обработки.

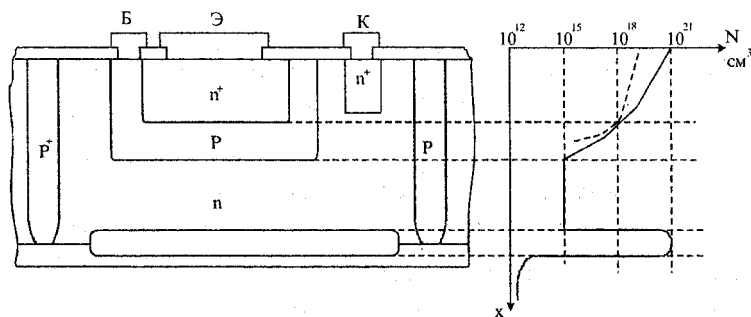


Рис. 7.6

Уровень легирования эпитаксиального  $n$ -слоя выбирают исходя из противоречивых требований: для получения высокого пробивного напряжения и малой емкости перехода коллектор – база уровень легирования должен быть низким, а для получения низкого последовательного сопротивления коллекторной области – высоким. В большинстве случаев удельное сопротивление эпитаксиального слоя составляет  $0,1 - 0,5 \text{ Ом} \cdot \text{см}$ , а его толщина изменяется в пределах от  $2,5$  до  $10 \text{ мкм}$ . Использование тонких эпитаксиальных слоев (до  $3 \text{ мкм}$ ) позволяет существенно уменьшить паразитные емкости и тем самым увеличить плотность размещения элементов и повысить минимальную рабочую частоту ИМС.

Последовательное сопротивление коллекторной области транзистора регулируется путем введения в его структуру скрытого  $n^+$ -слоя с концентрацией примеси  $10^{21} \text{ см}^{-3}$ . В области коллектора, где формируется омический контакт, проводится диффузия донорной примеси для образования  $n^+$ -области. Этим обеспечивается предотвращение инверсии слаболегированного эпитаксиального слоя, так как алюминий, используемый при выполнении омического контакта, является акцептором. В структуре со скрытым высоколегированным слоем последовательное сопротивление коллекторной области составляет обычно  $10 - 50 \text{ Ом}$ .

Уровни легирования эмиттерной и базовой областей также выбирают с учетом нескольких противоречивых требований. В частности, для увеличения коэффициента инжекции эмиттера и повышения пробивного напряжения перехода эмиттер – база уровень легирования базовой области необходимо понижать. Однако это привело бы к недопустимому возрастанию паразитного омического сопротивления между базовым контактом и активной областью базы. Кроме того, если поверхностная концентрация базового слоя становится менее  $5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ , то на поверхности этого слоя возможно образование инверсной  $n$ -области, наводимой нескомпенсированным положительным неподвижным зарядом, локализованным в покрывающем поверхность слое оксида. В результате между коллекторной и эмиттерной областями по поверх-



ности может возникнуть проводящий слой. Увеличение уровня легирования эмиттера требуется для получения более высокого коэффициента инжекции. Но при очень высоких уровнях легирования, близких к пределу растворимости соответствующей примеси в кремнии (до  $10^{21}$  см<sup>-3</sup>), возникают искажения структуры кристаллической решетки, что в свою очередь вызывает уменьшение времени жизни неосновных носителей заряда в эмиттере и, следовательно, уменьшение коэффициента инжекции.

Кроме того, известно, что плотность тока связи транзистора при заданном смещении обратно пропорциональна числу Гуммеля, т.е. полному количеству примеси в базе. Чем меньше встроенный заряд базы, тем больше ток при заданном напряжении смещения. Следовательно, можно сделать вывод, что для транзистора целесообразно делать базовую область с низкой постоянной примесной концентрацией. Основным недостатком такой структуры в том, что даже при небольшом прямом смещении вблизи эмиттерного перехода транзистора нарушается приближение низкого уровня инжекции, что ухудшает его рабочие характеристики. Этого следует избегать, поэтому получить малый заряд базы можно, сделав примесный профиль базы спадающим и расположив максимум примесной концентрации вблизи эмиттерного перехода.

Диффузионная технология автоматически обеспечивает изготовление транзисторов с градиентом примесной концентрации в базе, и это преимущество реализуется в интегральных транзисторах.

Режим работы биполярного транзистора и схемотехника ИМС предъявляют особые требования к его структуре, конструкции и параметрам. В логических ИМС широко используется многоэмиттерный транзистор (МЭТ), типовая структура которого приведена на рис. 7.7.

МЭТ представляет собой совокупность нескольких  $n-p-n$ -транзисторов. Такая структура имеет общие базу и коллектор.

Активные базовые области, находящиеся под эмиттерными переходами, объединяются между собой с помощью пассивной области базы.

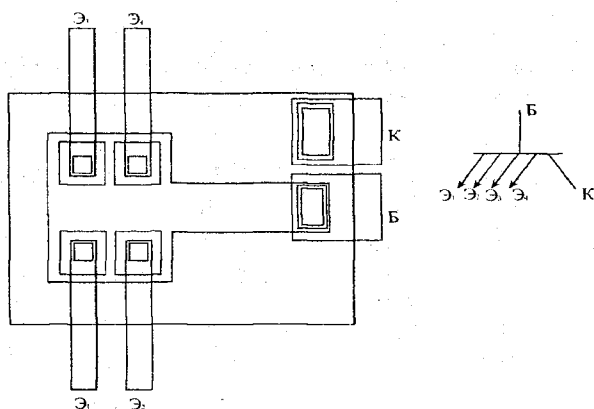


Рис. 7.7

Специфической особенностью МЭТ, отличающей его от системы полностью изолированных друг от друга обычных транзисторов, является наличие паразитного транзистора эмиттер–база–эмиттер. Действие паразитного межэмиттерного транзистора существенно для структур, у которых расстояние между эмиттерами соизмеримо с расстоянием от эмиттера до коллектора. Коэффициенты передачи тока между соседними эмиттерами должны быть минимальными для уменьшения взаимного паразитного влияния. Контакт к базовой области осуществляется через узкий промежуточный участок (резистор), благодаря чему уменьшается инверсный коэффициент передачи тока, так как наибольший потенциал базы находится в месте контакта к ней и убывает за счет резистора к активной части базы и, соответственно, инжекция носителей из коллектора в базу в основном происходит вблизи контакта к базе.

Транзисторы средней и большой мощности работают в схемах в режиме высоких плотностей эмиттерного тока. При высоких уровнях инжекции возрастает базовый ток, поэтому необходимо учитывать падение напряжения вдоль базы. Напряжение на эмиттерном переходе представляет собой разность внешнего напряжения и падения напряжения в объеме базы. Следовательно, напряжение в центральной части эмиттера меньше напряжения у краев

эмиттера и распределение тока по площади эмиттера является неоднородным, т.е. происходит отеснение тока к периферийной части эмиттера. Это означает, что внешняя часть эмиттера работает при повышенных плотностях тока, а его внутренняя центральная часть – при пониженных. Если площадь эмиттера выбрать исходя из некоторой средней допустимой плотности тока, то краевые области эмиттера будут работать в условиях перегрузки, тогда как центральная часть окажется недогруженной. Повышенная плотность тока у краев эмиттера приведет к увеличению потерь на поверхностную рекомбинацию и к уменьшению коэффициента передачи тока. Поэтому в мощных транзисторах более целесообразно использовать узкие эмиттеры с большим периметром.

Топология транзистора разрабатывается так (рис. 7.8), чтобы обеспечить максимальное отношение периметра эмиттера к его площади. Тем самым удастся значительно увеличить активную область транзисторной структуры и обеспечить достаточно большой рабочий ток без увеличения общих размеров всей структуры.

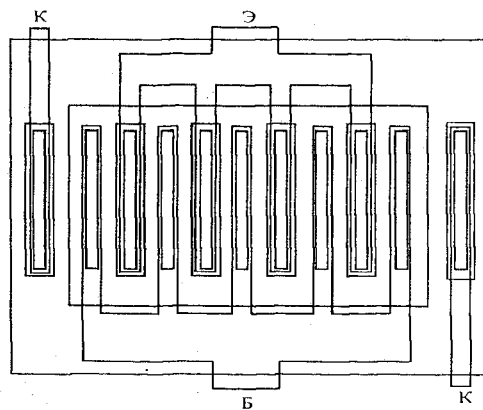


Рис. 7.8

Микромощные биполярные транзисторы, ИМС также имеют свои специфические отличия в конструкции и топологии. Эти отличия в первую очередь определяются процессами рекомбинации-генерации в области объемного заряда перехода и в областях выхода перехода на поверхность. При этом к диффузионной состав-

ляющей базового тока, связанной с объемной рекомбинацией в базе, добавляются дополнительные составляющие, обусловленные рекомбинацией в области объемного заряда и на его поверхности. Дополнительные токи создаются основными носителями заряда и поэтому уменьшают ток неосновных носителей, инжектируемых в базу и достигающих коллектора. При этом в микрорежиме возрастает относительная роль потерь на рекомбинацию в боковых «неактивных» областях базы. Поэтому при разработке транзисторов микромощных ИМС, обладающих достаточно большим коэффициентом передачи тока в схеме с ОЭ, необходимо руководствоваться следующими рекомендациями:

1. Время жизни неосновных носителей в исходном полупроводниковом материале должно быть большим. Это позволяет уменьшить вероятность рекомбинации носителей и тем самым увеличить полезные составляющие тока.

2. Поверхностную рекомбинацию необходимо снижать дополнительным пассивированием поверхности полупроводника. Для этого на поверхность осаждается слой нитрида кремния, препятствующий проникновению ионов к поверхности полупроводника. Поверхностную рекомбинацию можно также уменьшить, если площадь алюминиевой металлизации сделать несколько больше площади эмиттера, так, чтобы она покрывала диэлектрический слой над переходом эмиттер–база. Слой алюминия выполняет роль электростатического экрана, который поддерживает потенциал поверхности полупроводника в достаточно узких пределах, поэтому вблизи поверхности не будет происходить дополнительного увеличения или уменьшения области объемного заряда.

3. Необходимо уменьшить инжекцию носителей в боковых направлениях путем минимализации отношения площади боковых стенок к общей площади эмиттера. Такой результат может быть достигнут формированием круглой эмиттерной области с большим отношением диаметра к толщине эмиттерной области.

Последнее из перечисленных требований при проектировании – принимать компромиссные решения. Действительно, поскольку емкость эмиттерного перехода пропорциональна его пло-

шадя, то увеличение площади эмиттера для уменьшения инжекции в боковых направлениях приводит к дальнейшему уменьшению и без того невысокой граничной частоты  $f$ .

Переходные процессы в микромощных ИМС определяются в первую очередь зарядом емкостей эмиттерного и коллекторного переходов, так как при малых токах, характерных для микрорежима, скорость перезаряда емкостей сравнительно мала. Кроме того, рекомбинация в области объемного заряда и приповерхностных областях затягивает переходный процесс. Значительно меньшее влияние, как правило, оказывает инерционность процессов в базе и коллекторе. Задержкой, связанной с рассасыванием заряда, накопленного в базе или коллекторе, в ряде случаев можно пренебречь, так как этот заряд при малых токах и малых временах жизни носителей также относительно мал.

Ограничение токов в микромощных ИМС достигается применением высокоомных резисторов. Использование резисторов на основе базовых слоев нежелательно, так как они занимают большую площадь кристалла. Поэтому в некоторых случаях необходимость в высокоомных резисторах может быть удовлетворена применением активной нагрузки.

Одной из разновидностей микромощного биполярного транзистора является латеральный транзистор. Топология микромощного латерального  $n-p-n$ -транзистора представлена на рис. 7.9. Для увеличения коэффициента передачи тока создают скрытый слой, а коллекторную область располагают вокруг эмиттера.

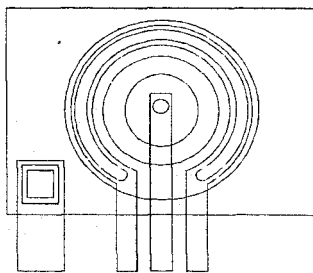


Рис. 7.9

Особые требования к структуре биполярного транзистора предъявляются при разработке радиационнотойких ИМС.

Воздействие гамма-излучения приводит к образованию избыточных носителей в кремнии, т.е. электронно-дырочных пар, а также и к повышению температуры. Первый из этих факторов имеет более существенное значение, так как оказывает непосредственное влияние на электрические характеристики ИМС. Ионизация, обусловленная гамма-излучением, оказывает влияние посредством одного из трех механизмов: возникновения фототока, полного нарушения работы транзистора, ухудшения свойств поверхности.

Возникновение фототока является наиболее существенным эффектом, возникающим под действием ионизирующего излучения. Импульс ионизирующего излучения при воздействии на  $p-n$ -переход вызывает появление фототока благодаря образованию электронно-дырочных пар вблизи  $p-n$ -перехода. Образовавшиеся носители затем диффундируют или дрейфуют через область объемного заряда. В результате перемещения этих носителей возникает фототок, который сохраняется в течение импульса ионизирующего излучения, а затем спадает до нуля. Время спада фототока после окончания импульса излучения определяется временем жизни неосновных носителей в  $p/n$  материале. Максимальный фототок, обусловленный ионизирующим облучением, пропорционален площади  $p-n$ -перехода и возрастает с увеличением интенсивности излучения. Так как величина фототока пропорциональна площади перехода, то в обычных ИМС основными источниками, определяющими эту величину, являются переходы коллектор – подложка и коллектор – база, поскольку они имеют наибольшую площадь из всех  $p-n$ -переходов. По сравнению с площадью этих переходов площадь перехода эмиттер – база значительно меньше и поэтому фототоком этого перехода можно пренебречь.

В ИМС, элементы которых изолированы с помощью обратносмещенного  $p-n$ -перехода, ионизирующее излучение может также вызвать нарушение работы транзистора, вследствие того что

переход коллектор — подложка во время действия излучения становится проводящим.

Гамма-излучение и рентгеновское излучение вызывают также внутренний нагрев корпуса ИМС, так как при воздействии этих излучений на материал корпуса ему передается часть их энергии.

Тепловая энергия, выделяющаяся при облучении, пропорциональна атомной массе облучаемого материала. Поэтому для повышения радиационной стойкости ИМС при их изготовлении необходимо свести до минимума применение материалов с большой атомной массой, например золота, а по возможности исключить их полностью.

При нейтронном излучении столкновения между нейтронами и атомами кремния вызывают необратимые дефекты в кристаллической решетке кремния. В результате соударений некоторые атомы кремния смещаются из узлов кристаллической решетки. Дефекты такого вида называют нейтронным смещением.

Атомы кремния, смещенные из узлов кристаллической решетки, действуют как центры рекомбинации и рассеяния и приводят к уменьшению времени жизни неосновных носителей и их подвижности.

Требования, предъявляемые к структурам биполярных транзисторов радиационностойких ИМС, можно изложить в виде следующих основных правил:

- а) максимально уменьшить площади  $p$ – $n$ -переходов;
- б) использовать транзисторы с тонкой базовой областью для уменьшения влияния нейтронных дефектов кристаллической решетки на коэффициент передачи тока  $h$ ;
- в) обеспечить высокое исходное значение коэффициента передачи тока  $h$ , чтобы его минимальное допустимое значение достигалось при более высоких уровнях радиации;
- г) обеспечить высокую поверхностную концентрацию примесей во всех областях  $p$ -типа во избежание инверсии слоя вблизи поверхности под действием ионизирующего излучения;

- д) использовать материалы с низким объемным удельным сопротивлением, чтобы снизить вероятность уменьшения удельного сопротивления в результате появления дефектов нейтронного смещения.

Для высоковольтных ИМС, являющихся источниками питания в биполярных транзисторах, учитывают целый ряд конструктивных факторов, ограничивающих рабочее напряжение.

Пробивное напряжение  $p-n$ -перехода накладывает основное ограничение на возможность работы  $p/p$  ИМС при высоких напряжениях. Напряжение лавинного пробоя зависит от удельного сопротивления более высокоомной области перехода. Однако нарушение непрерывности кристаллической решетки и электрические заряды у поверхности раздела кремний — диоксид кремния изменяют распределение электрического поля в областях перехода, прилегающих к поверхности. Это вызывает сужение области объемного заряда перехода, в результате которого может возникнуть локальный пробой перехода вблизи поверхности при более низком напряжении по сравнению с пробивным напряжением в объеме.

Основные правила проектирования биполярных транзисторов и их топологии для высоковольтных ИМС следующие:

1. Применение электрического экрана над переходами база — коллектор для исключения поверхностного пробоя. Такой электростатический экран изготавливается осаждением металлического слоя на слой диоксида кремния непосредственно над переходом. В большинстве случаев электростатический экран соединяется с контактом  $p$ -области. При приложении отрицательного потенциала к экрану  $p-n$ -переход вблизи поверхности расширяется, что и позволяет устранить явление поверхностного пробоя.

2. Применение достаточно глубоких коллекторных областей для обеспечения необходимого пространства с целью расширения объемного заряда в области между переходом коллектор — база и скрытым слоем  $n^+$ -типа.



3. Использование коллекторных областей с высоким удельным сопротивлением.

4. Обеспечение необходимого пространства для расширения обедненного слоя в боковых направлениях, особенно между базой и коллекторным контактом  $n^+$ -типа, а также между базой и изолированной областью.

5. Использование более толстого слоя диоксида кремния. Это необходимо для исключения возможности пробоя слоя диоксида кремния между алюминиевой металлизацией и элементами ИМС под слоем диэлектрика.

6. Поддержание поверхностной концентрации носителей в  $p$ -области на достаточно высоком уровне для ослабления влияния поверхностной инверсии.

Некоторые из проблем, возникающих при использовании изоляции обратномещенным  $p$ - $n$ -переходом при высоких напряжениях, можно устранить, заменяя ее диэлектрической изоляцией.

#### 7.4.4. Диоды интегральных микросхем

В качестве диодов в полупроводниковых ИМС используются  $p$ - $n$ -переходы, образованные двумя любыми соседними полупроводниковыми областями транзистора с различным типом проводимости, в том числе  $p$ - $n$ -переходы, в которых одной из областей служит подложка. Используются также диоды со структурой металл – полупроводник, т.е. диоды Шоттки.

Для создания диодов часто применяется диодное включение транзисторов. Возможные варианты подобного включения показаны на рис. 7.10.

Две первые схемы включения (рис. 7.10, *а*, *б*) представляют собой использование в качестве диодов эмиттерного и коллекторного  $p$ - $n$ -переходов транзистора. Схемы, представленные на рис. 7.10, реализуются путем соответствующей коммутации дорожек межсоединений в ИМС. Электрические параметры получаемых таким образом диодов различны. Например, наименьшим обратным

пробивным напряжением обладают диоды в схемах *а, в, д*, поскольку определяющим в данном случае является сильнолегированный эмиттерный  $p-n$ -переход. Наибольшей емкостью обладает схема *д*, в связи с чем интегральный диод данной конструкции имеет наихудшие динамические свойства, в частности наибольшее время восстановления обратного сопротивления. Наилучшими динамическими свойствами характеризуется диод по схеме *в*, поскольку короткозамкнутый коллекторный переход предотвращает накопление неосновных носителей заряда в коллекторной области при включении диода в прямом направлении.

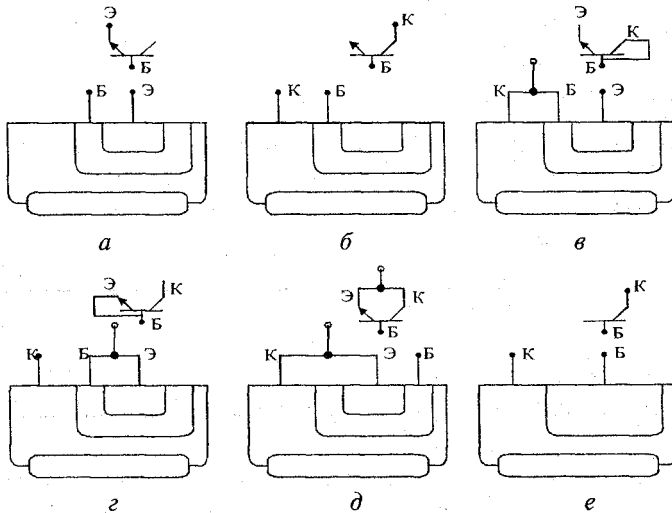


Рис. 7.10

Применяются в ИМС и «чистые» диоды. Они формируются так же, как и транзисторы, с той разницей, что в местах изготовления диодов не проводится диффузия, формирующая эмиттер транзистора *е*. Получаемый таким образом  $p-n$ -переход, состоящий из слоев, которые образуются при базовой диффузии ( $p$ -слой), эпитаксии ( $n$ -слой) и формировании скрытого коллекторного  $n^+$ -слоя, используется как диод.

Интегральные диоды представляют собой многослойные структуры, характеристики которых определяются схемой вклю-

чения транзисторной структуры. Определенное влияние оказывают паразитные транзисторы, которые образуются благодаря взаимодействию рабочих слоев с подложкой ИМС.

В частности, ток утечки диода в подложку определяется током коллектора паразитного транзистора.

Накопление носителей в коллекторной области в схеме *a* приводит к появлению плавающего потенциала у коллектора, который смещает переход коллектор – база в прямом направлении. Тогда база основного транзистора, являющаяся эмиттером паразитного транзистора, инжектирует носители через коллекторный слой в подложку. Из-за наличия тока утечки входной ток интегрального диода всегда отличается от выходного тока. Быстродействие интегрального диода, определяемое зарядными емкостями переходов и временем рассасывания, также зависит от схемы включения.

#### 7.4.5. Диод Шоттки

Диоды с барьером Шоттки нашли широкое применение во многих разновидностях логических ИМС. Это обусловлено их специфическими характеристиками, позволяющими улучшить ряд важнейших параметров логических схем и схем памяти. Прежде всего с помощью диодов Шоттки удается увеличить их быстродействие и снизить рассеиваемую мощность. Конструкция диода Шоттки представлена на рис. 7.11.

Как известно, в обычном *p-n*-переходе, смещенном в прямом направлении, перенос носителей обусловлен инжекцией неосновных носителей из одной области в другую. При этом вблизи от перехода образуется избыток неосновных носителей заряда. Если полярность напряжения изменяется, то эти носители протекают через переход в обратном направлении. Следовательно, через переход будет протекать большой обратный ток, пока избыточная концентрация неосновных носителей не снизится до нуля. Это означает, что переход не может быть мгновенно заперт. В диодах с

барьером Шоттки отсутствует накопление зарядов, так как принцип их действия основан на свойствах контакта кремний  $n$ -типа с алюминием. Весь прямой ток, протекающий через такой контакт, создается электронами, перемещающимися из полупроводника в металл, которые быстро приходят в равновесие с другими электронами в металле. Этим объясняется отсутствие в диодах Шоттки сколь-нибудь значительного накопления заряда, мешающего быстрому выключению перехода. Быстродействие диодов Шоттки определяется в основном временем перезаряда барьерной емкости, которая зависит от ширины области объемного заряда и не связана с накоплением заряда. Время выключения диодов Шоттки не превышает  $0,1$  нс.

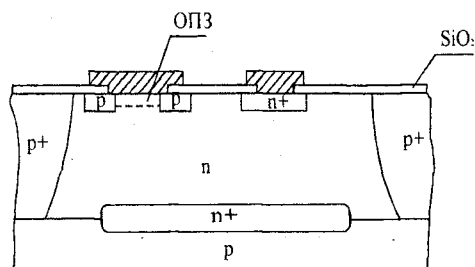


Рис. 7.11

Другая особенность диодов Шоттки, отличающая их от обычного  $p$ - $n$ -перехода, заключается в том, что напряжение их отпираения меньше, чем у обычных диодов, имеющих ту же площадь, и может регулироваться подбором типа металла, образующего контакт с полупроводником. Напряжение на диодах Шоттки в открытом состоянии  $U = 0,35 - 0,45$  В при токе  $I = 1$  мА, что примерно вдвое меньше падения напряжения на  $p$ - $n$ -переходе.

Для ослабления сильного электрического поля у краев перехода металл – полупроводник, которое вызывает появление больших токов утечки и преждевременный обратный пробой, используют так называемую «расширенную» металлизацию, которая рассматривалась на рис. 7.12. При этом частично происходит перекрытие слоя оксида кремния металлизацией. Металлический контакт, лежащий над оксидом, вызывает при обратном смеще-

нии на диоде обеднение поверхностного слоя, находящегося под областью перекрытия. Это приводит к уменьшению напряженности электрического поля на периферии обедненной области и увеличивает напряжение пробоя.

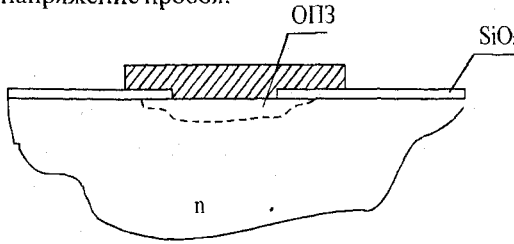


Рис. 7.12

Особенности характеристик диодов Шоттки определяют области их применения в логических ИМС. С помощью этих диодов достигается увеличение быстродействия схемы за счет уменьшения времени переключения ее активных элементов и уменьшения перепада уровней напряжения в узлах схем, подключенных к большой емкостной нагрузке.

#### 7.4.6. Транзистор Шоттки

Кроме рассмотренных диодных структур, в полупроводниковых ИМС широкое применение находят диоды Шоттки. Выпрямляющими свойствами в такой структуре обладает контакт металл — высокоомный полупроводник *n*-типа. При тщательной очистке поверхности полупроводника на границе раздела полупроводник — металл возникает обедненный слой и образуется барьер Шоттки.

Диодам Шоттки присущи следующие достоинства:

- высокое быстродействие, которое может на несколько порядков превышать быстродействие диодов на обычных *p-n*-переходах;
- технология их изготовления совместима со всеми известными технологическими методами изготовления биполярных ИМС;

- простота управления параметрами диодов, которая в основном сводится к изменению обработки поверхности полупроводника, а также к выбору типа металла и режимов его нанесения;
- для конструкции приборов характерны малые размеры активных областей;
- применение данных приборов обеспечивает возможность получения самых разнообразных сочетаний схемных элементов.

Диод Шоттки используется для создания так называемого транзистора Шоттки, структура которого во многом подобна структуре обычного интегрального  $n-p-n$ -транзистора. Различие заключается в том, что в структуре транзистора Шоттки создается расширенный контакт базы, частично углубляющийся в коллекторную область. Диод Шоттки образуется в месте контакта металла с высокоомным полупроводником коллекторной области. Этот диод включен параллельно коллекторному переходу (рис. 7.13).

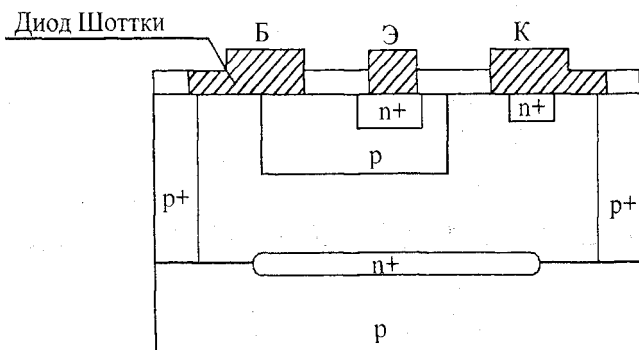


Рис. 7.13

Интегральные биполярные  $n-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторы в логических ИМС используются в качестве переключателей. Основной схемой включения транзистора является схема с общим эмиттером (ОЭ). Скорость переключения транзистора в таких схемах

ограничена временем рассасывания избыточного заряда базы и коллектора, возникающего при работе транзистора в режиме насыщения. В таком режиме работы эмиттерный и коллекторный переходы смещены в прямом направлении, что приводит к накоплению большого количества неосновных носителей в базовой и коллекторной областях. Уменьшить время рассасывания избыточного заряда можно с помощью легирования золотом, однако это приводит к уменьшению коэффициента передачи тока и тем самым к ухудшению ряда параметров схемы, в частности времени включения транзистора. Решение проблемы достигается шунтированием коллекторного перехода транзистора диодом Шоттки. Поскольку для диода Шоттки характерно меньшее прямое падение напряжения, чем для перехода коллектор – база, то диод фиксирует напряжение на переходе. При этом главная часть избыточного тока базы протекает через диод и тем самым предотвращает насыщение транзистора. Таким образом, удается исключить накопление заряда в диоде и в транзисторе.

При анализе схем транзистор Шоттки можно рассматривать как обычный интегральный транзистор с высоким коэффициентом передачи тока, повышенным падением напряжения в режиме насыщения, увеличенной емкостью коллекторного перехода и малым временем рассасывания. Остальные параметры имеют примерно те же значения, что и у обычного транзистора.

#### **7.4.7. Транзистор с инжекторным $p-n$ -переходом**

Биполярный транзистор, имеющий специальный инжекторный  $p-n$ -переход, является основным элементом инжекционной интегральной логики. Структура транзистора с инжекторным  $p-n$ -переходом приведена на рис. 7.14.

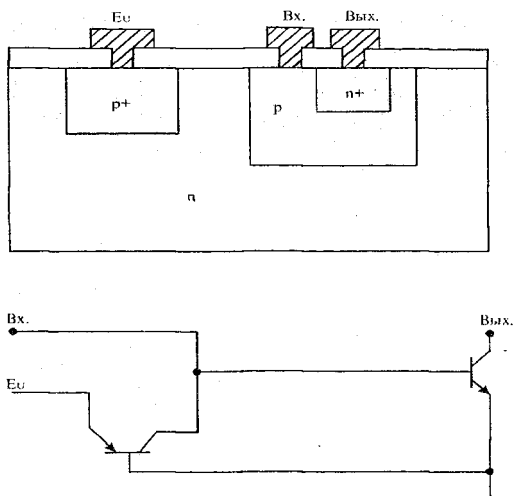


Рис. 7.14

В этой структуре можно выделить следующие два транзистора: токозадающий горизонтальный  $p-n-p$  и переключающий вертикальный  $n-p-n$ , который работает в инверсном режиме. Так как некоторые области  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -транзисторов совмещены, то инжекционную структуру в ряде случаев называют совмещенной. Область  $p^+$ , введенную для инжекции избыточных носителей, называют инжектором. Питание инжектора осуществляется от внешнего генератора тока или источника напряжения через резистор, причем напряжение источника должно превышать падение напряжения на прямо смещенном  $p-n$ -переходе (0,6–0,85 В). Если инжекторный переход смещен в прямом направлении, то часть дырок, инжектируемых таким переходом, попадает в область  $p$  и нарушает электронейтральность базы вертикального  $n-p-n$ -транзистора. В результате через эмиттерный переход этого транзистора начинает протекать ток, смещающий его в прямом направлении. Таким образом, транзистор с инжекторным  $p-n$ -переходом, используемый в ключевом режиме с общим эмиттером, без всяких дополнительных элементов выполняет функцию инвертора.



#### 7.4.8. Пассивные элементы полупроводниковых ИМС

В полупроводниковых ИМС процесс производства пассивных элементов является более дорогостоящим, чем процесс производства активных элементов. При изготовлении дискретных элементов наблюдается противоположная закономерность. Площади пассивных элементов полупроводниковых ИМС превосходят площади активных элементов.

Для пассивных элементов полупроводниковых ИМС характерен значительный температурный дрейф номинальных значений, а также большие абсолютные разбросы. Кроме того, получение пассивных элементов возможно лишь в ограниченном диапазоне значений номиналов.

#### 7.4.9. Резисторы полупроводниковых ИМС

В полупроводниковых ИМС функцию резистора выполняет объем полупроводника, имеющий определенные размеры и конфигурацию, или транзисторная схема (аналог резистора). Полупроводниковые резисторы могут быть разделены на следующие типы в зависимости от структуры: диффузионные, выполняемые на эпитаксиальном слое, пинч-резисторы, а также резисторы, изготавливаемые методом ионного легирования. Все полупроводниковые резисторы, кроме последнего из перечисленных типов, изготавливаются одновременно с активными элементами ИМС без введения дополнительных этапов обработки. Они создаются на основе коллекторной, базовой или эмиттерной области транзистора. Чаще всего резисторы получают одновременно с диффузией примесей, в процессе которой создаются базовые области  $n-p-n$ -транзистора. В этом случае в качестве резистора используется область  $p$ -типа (рис. 7.15, а).

К слою  $n$ -типа прикладывается положительный потенциал, смещающий  $p-n$ -переход в обратном направлении. Обратносмещенный переход, обладающий большим сопротивлением, определяет границы диффузионной области и обеспечивает развязку по

постоянному току между резистором и подложкой. На основе базового диффузионного слоя можно получать резисторы с номиналами сопротивлений в диапазоне от 30 Ом до 40 кОм. Для резисторов с номиналами от 3 Ом до 50 Ом целесообразно использовать эмиттерный диффузионный слой. Объемное сопротивление коллекторной области, формируемой на основе эпитаксиального *n*-слоя, можно использовать для получения не критичных резисторов с высокими номинальными значениями. Для получения резисторов с номиналами до сотен килоом используют также базовую область, находящуюся под эмиттерным диффузионным слоем. Структура такого резистивного элемента, называемого пинч-резистором, показана на рис. 7.15, б. Кроме того, высокоомные резисторы можно получить, используя метод ионной имплантации.

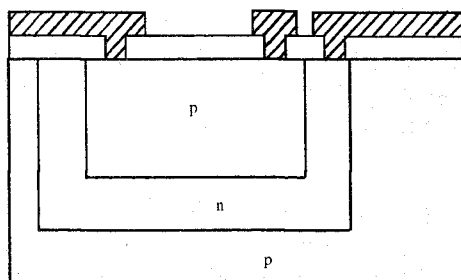


Рис. 7.15

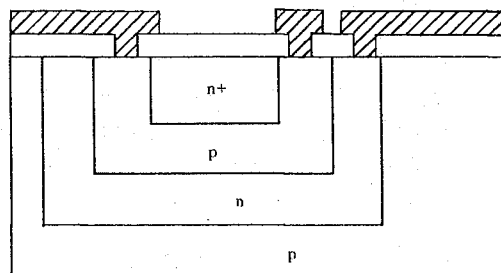


Рис. 7.16

Диффузионные резисторы обладают положительным ТКС, значения которого в сильной степени определяются поверхност-

ным сопротивлением. Это объясняется тем, что подвижность носителей зависит также и от концентрации носителей, уменьшаясь при увеличении концентрации. Для получения диффузионного резистора с малым ТКС необходимо использовать высоколегированные диффузионные области (табл. 7.9).

Диффузионные резисторы имеют ограниченную мощность рассеяния, так как чрезмерный нагрев может привести к нелинейным ВАХ. Мощность, рассеиваемая резистором, зависит от качества теплоотвода, т.е. от конструкции корпуса микросхемы.

Поскольку изоляция резисторов обеспечивается  $p-n$ -переходом, то максимальное напряжение на резисторе ограничено напряжением пробоя изолирующего перехода. Обычно изолирующий переход смещен в обратном направлении, поэтому максимальное напряжение на резисторе должно быть меньше на величину смещения изолирующего слоя.

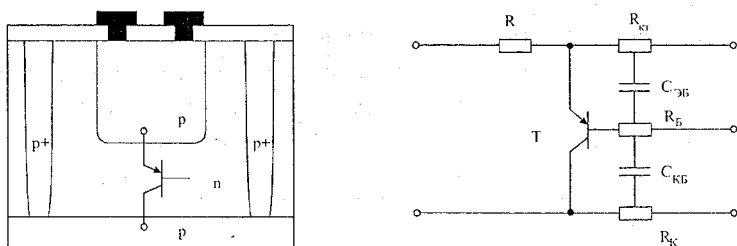


Рис. 7.17

При проектировании диффузионных резисторов следует учитывать влияние паразитных элементов — распределенных емкостей и паразитного транзистора. На рис. 7.17 представлена упрощенная эквивалентная схема резистора, сформированного на основе базовой диффузии, в которой с известным допущением распределенный транзистор заменен сосредоточенным. Эквивалентная схема содержит следующие элементы:  $R_{кн}$  — сопротивление омических контактов резистора;  $R_б$  и  $R_к$  — сопротивления, соответственно характеризующие распределенные сопротивления эпитаксиального слоя и подложки;  $C_{эб}$  и  $C_{кб}$  — распределенные емкости  $p-n$ -переходов,  $R_т$  — паразитный транзистор  $p-n-p$ -типа.

Благодаря наличию распределенных емкостей диффузионный резистор имеет емкостную проводимость. Поэтому полное его сопротивление с повышением частоты уменьшается. Необходимо отметить, что влияние распределенных емкостей становится существенным на частотах, превышающих 10 МГц.

Паразитный транзистор  $p-n-p$ -типа вызывает появление тока утечки в подложку. Как уже отмечалось, свести этот ток к минимуму можно, уменьшая коэффициент передачи тока паразитного транзистора технологическим способом, например легированием золотом. Полное исключение паразитного транзистора достигается смещением диффузионного перехода резистора, т.е. эмиттерного перехода паразитного транзистора, в обратном направлении. Для этого в  $n$ -области (эпитаксиальный слой) создается омический контакт, присоединяемый к точке схемы с наиболее положительным потенциалом.

#### **7.4.10. Конденсаторы полупроводниковых ИМС**

В полупроводниковых ИМС возможно применение двух типов конденсаторов. Реализация первого типа основана на использовании свойств обратносмещенного  $p-n$ -перехода, а второго — на обычном использовании свойств какого-либо диэлектрического материала.

Основная трудность при получении конденсаторов заключается в обеспечении достаточно высоких значений удельной емкости. С этим связано существенное ограничение, затрудняющее использование обоих типов конденсаторов в полупроводниковых ИМС. Максимальное практически достижимое значение емкости лежит в пределах 100 — 200 пФ с допуском  $\pm 20\%$ .

В настоящее время широкое применение находят конденсаторы на основе  $p-n$ -перехода. Наибольшее распространение этого типа конденсаторов объясняется тем же, что и диффузионных резисторов, т.е. возможностью их формирования одновременно с получением диффузионных областей транзисторных структур. Для

получения таких конденсаторов может использоваться емкость следующих обратномещенных переходов: коллектор — подложка, коллектор — база, эмиттер — база.

Кроме того, без дополнительных операций можно изготовить еще один конденсатор, если процесс разделительной диффузии примеси  $p$ -типа провести так, чтобы образовался  $p$ – $n$ -переход в скрытом  $n^+$ -слое. Удельная зарядная емкость зависит от закона распределения примесей вблизи технологической границы перехода и от величины приложенного напряжения. Для изоляции конденсатора от других элементов ИМС к подложке  $p$ -типа прикладывается наибольший отрицательный потенциал в схеме.

Удельная емкость  $C$  зависит от типа перехода. Следует отметить, что поверхностное сопротивление слоев нельзя задавать произвольно, поскольку конденсаторы создаются одновременно с переходами транзистора. Поэтому удельное сопротивление слоев оптимизируют, исходя из требований, предъявляемых к транзистору. Емкость конденсатора обратно пропорциональна напряжению, приложенному к переходу. Максимальная емкость соответствует нулевому смещению.

Вторым типом конденсатора, широко используемого в полупроводниковых ИМС, является конденсатор с диэлектриком. Для изготовления таких конденсаторов не требуется проведения дополнительных технологических операций. Они создаются в едином технологическом цикле с другими элементами ИМС. На рис. 7.18 представлена эквивалентная схема конденсатора с диэлектриком. Элементы  $D$  и  $C$ , являющиеся паразитными, вносятся  $p$ – $n$ -переходом, предназначенным для изоляции конденсатора от других элементов ИМС. Последовательное сопротивление  $R$  в конденсаторах с диэлектриком (не более 5–10 Ом) значительно меньше, чем в диффузионных конденсаторах. Это объясняется тем, что нижней обкладкой конденсатора служит высоколегированный  $n^+$ -слой. Следовательно, добротность конденсатора с диэлектриком также выше добротности диффузионного конденсатора.

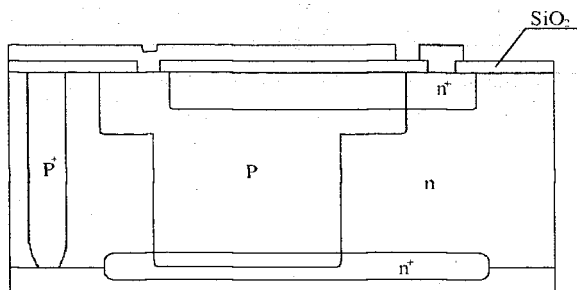


Рис. 7.18

Для получения высоких номинальных значений емкости конденсатора (до 450 пФ) при малых занимаемых площадях применяют комбинированные конденсаторы. Структура комбинированного конденсатора (рис. 7.18) представляет собой параллельное включение конденсатора с диэлектриком и четырех конденсаторов на основе  $p-n$ -переходов (эмиттер – база, база – коллектор, разделительная область – коллектор, разделительная область – скрытый слой).

Таким образом, для выбора конкретной конструкции и типа конденсатора необходимо учитывать следующие факторы:

- а) параметры конденсатора (удельная емкость, добротность, рабочее напряжение и др.);
- б) временную и температурную зависимость емкости конденсатора;
- в) тип изоляции конденсатора;
- г) степень совместимости технологического процесса изготовления конденсатора с технологическим процессом изготовления активных элементов микросхемы;
- д) стоимость изготовления.

Таблица 7.9

## Характеристики диффузионных резисторов

Тип диффузионного слоя	$R_s$ , Ом/кв	Разброс $R$ , %	ТКС, 1/С
Эмиттер	2 – 3	+20	$(1 - 5) \cdot 10^{-4}$
База	100 – 300	+5–20	$(1,5 - 3) \cdot 10^{-3}$
База, ограниченная эмиттером (пинч-резистор)	5 – 10	+30–50	$(3 - 5) \cdot 10^{-2}$
Коллектор ( $r = 5$ Ом·см, $h = 10$ мкм)	5	+30	$(5 - 5,5) \cdot 10^{-3}$

Таблица 7.10

Зависимость удельной барьерной емкости  $C$  от типа  $p$ – $n$ -перехода

Переход	U, В	C, пФ/мм <sup>2</sup>	Примечание
Коллектор – подложка	0	256	$r = 5$ Ом·см $(N = 2,6 \cdot 10$ см <sup>-3</sup> )
	-5	80	
	-10	56	
Коллектор – база	0	320	$r = 0,5$ Ом·см $(N = 1,2 \cdot 10$ см <sup>-3</sup> )
	-5	144	
	-10		
Эмиттер – база	0	1400	$R = 200$ Ом/кв
	-5	1000	
	-10	640	

7.4.11. Изоляция элементов ИМС

Основной тенденцией развития полупроводниковых ИМС является постоянное повышение их быстродействия, снижение потребляемой мощности и увеличение степени интеграции. Повышение быстродействия и увеличение степени интеграции возможны за счет уменьшения ширины топологических зазоров между элементами ИМС, которая в большой степени зависит от способа изоляции.

В выпускаемых в настоящее время ИМС используют способы изоляции элементов обратносмещенным  $p$ – $n$ -переходом, диэлектриком и путем комбинации обратносмещенного  $p$ – $n$ -перехода с диэлектрической изоляцией.

#### 7.4.12. Изоляция элементов ИМС обратносмещенным $p-n$ -переходом

Для этого способа изоляции характерны следующие разновидности:

- а) диодная изоляция (обратносмещенным  $p-n$ -переходом, созданным методом разделительной диффузии);
- б) коллекторная изолирующая диффузия (КИД);
- в) базовая изолирующая диффузия (БИД);
- г) метод трех фотошаблонов;
- д) метод самоизоляции  $n$ -областью (метод двойной диффузии).

#### 7.4.13. Изоляция обратносмещенным $p-n$ -переходом, созданная методом разделительной диффузии

Достоинство этого наиболее распространенного способа изоляции (рис. 7.19) заключается в простоте и сравнительно малой стоимости изготовления ИМС. Однако он имеет ряд недостатков.

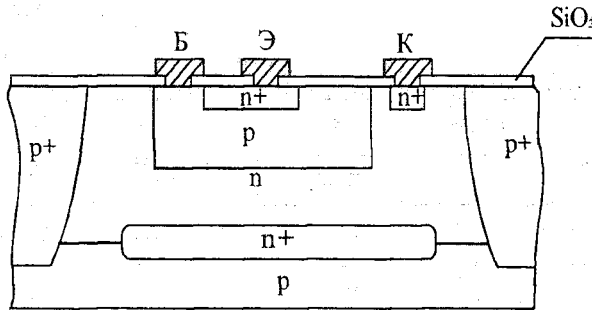


Рис. 7.19

Самый большой недостаток структур с диодной изоляцией обусловлен наличием паразитных емкостей, ограничивающих быстродействие ИМС. Кроме того, при использовании такой изоляции большая часть площади кристалла занята изолирующими диф-



фузионными областями. Это объясняется тем, что при проведении изолирующей диффузии примеси  $p$ -типа проникают в боковом направлении на расстояние, равное толщине эпитаксиального слоя, которая при стандартном методе диодной изоляции составляет 7–10 мкм. Дальнейшее повышение плотности элементов и уменьшение паразитных емкостей были достигнуты с появлением возможности наращивания эпитаксиальных слоев толщиной 1–3 мкм.

#### 7.4.14. Коллекторная изолирующая диффузия

Данный способ основан на использовании кремниевых эпитаксиальных структур со скрытыми слоями. Однако тонкий эпитаксиальный слой (толщина 1–2 мкм) имеет проводимость  $p$ -типа, а не  $n$ -типа, как в случае создания ИМС с диодной изоляцией. Для изоляции элементов ИМС (рис. 7.20) проводят селективную диффузию донорной примеси через эпитаксиальный  $p$ -слой так, чтобы по периферии образовался контакт со скрытым слоем. Полученная диффузионная  $n^+$ -область полностью окружает каждый участок скрытого слоя и является контактом к коллекторной области.

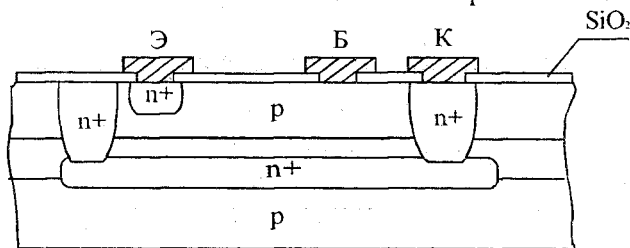


Рис. 7.20

Коллекторная изолирующая диффузия (КИД) позволяет сократить площадь элементов в 3–4 раза по сравнению со стандартным методом диодной изоляции.

С помощью КИД достаточно легко выполняются диффузионные переключки, так как в этом случае не требуется изолирующая область. Кроме того, площадь, занимаемая диффузионной пере-

мычкой, составляет лишь четверть площади, необходимой для создания такой же перемычки при диодном методе изоляции.

Напряжение насыщения между коллектором и эмиттером и сопротивление насыщения получаемого при этом транзистора, представляющие собой важнейшие параметры переключения, значительно ниже соответствующих параметров транзистора с диодной изоляцией. При использовании КИД количество фотолитографических операций уменьшается на одну по сравнению с технологией изготовления ИМС с диодной изоляцией. Это позволяет повысить процент выхода годных и уменьшить стоимость изготовления ИМС.

#### 7.4.15. Базовая изолирующая диффузия

Базовая изолирующая диффузия (рис. 7.21) применяется при изготовлении ИМС, работающих на малых уровнях мощности.

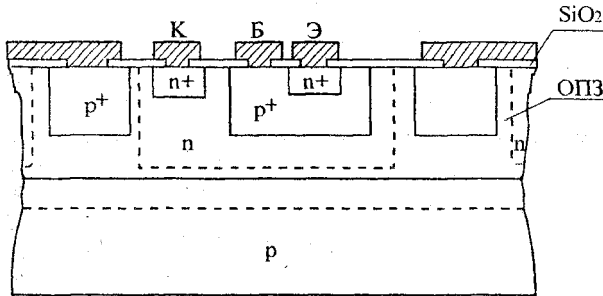


Рис. 7.21

При таком способе изоляции используется подложка  $p$ -типа с тонким эпитаксиальным  $n$ -слоем. В отличие от структур с коллекторной изолирующей диффузией использование скрытого  $n^+$ -слоя не является обязательным. Формирование базовых областей и изолирующих участков  $p$ -типа вокруг базовых областей производится одновременно в процессе локальной диффузии акцепторных примесей. Эмиттерные области получают путем диффузии донорных примесей. Эта же диффузия используется и для создания омических контактов к коллекторной области. Диффузия акцепторной

примеси проводится не на всю глубину эпитаксиального слоя. Поэтому изоляция элементов ИМС осуществляется путем приложения к изолирующим участкам  $p^+$ -типа отрицательного напряжения, вызывающего расширение обедненного слоя до подложки. Недостаток этого способа изоляции элементов ИМС обусловлен необходимостью использования дополнительного источника питания для обратного смещения изолирующих участков.

#### 7.4.16. Метод трех фотошаблонов

При использовании этого метода для создания и изоляции элементов ИМС требуются три операции фотолитографии. В структурах, изготовленных по этой технологии (рис. 7.22), ток протекает в горизонтальном направлении. Подложка выполняется из слаболегированного кремния  $p$ -типа с удельным сопротивлением около 1000 Ом·см. Для создания базовых областей в подложку на небольшую глубину проводят диффузию акцепторных примесей. Эмиттерные и коллекторные области создают одновременно путем диффузии донорной примеси сквозь базовую  $p^+$ -область. При этом коллекторная область полностью окружает базовую и обеспечивает изоляцию в поперечном направлении. Эмиттер расположен внутри коллекторного кольца. Вертикальная изоляция обеспечивается широкой областью объемного заряда, возникающего в подложке под коллекторным кольцом при смещении коллекторного  $p-n$ -перехода. Метод трех фотошаблонов наиболее прост по сравнению с рассмотренными методами изоляции, однако с его помощью нельзя обеспечить высокое быстродействие ИМС.

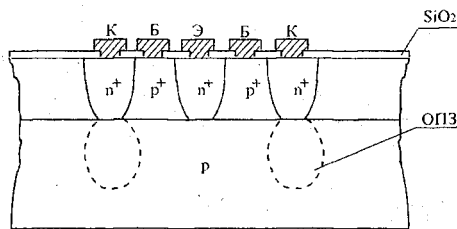


Рис. 7.22

#### 7.4.17. Метод самоизоляции *n*-областью

Исходной в этом случае является кремниевая подложка *p*-типа (рис. 7.23). Для получения скрытого слоя и подколлектора в эту подложку проводят локальную диффузию фосфора и мышьяка. Затем наращивают эпитаксиальный слой *p*-типа и подвергают структуру высокотемпературной обработке, в процессе которой идет диффузия фосфора и мышьяка в эпитаксиальный слой (процесс автолегирования). Поскольку коэффициенты диффузии этих примесей различны, то фосфор диффундирует на большую глубину, в результате чего образуется *n*-область. Последующие технологические процессы формирования элементов ИМС аналогичны процессам создания элементов ИМС с диодной изоляцией. Метод самоизоляции *n*-областью позволяет уменьшить размеры ИМС более чем вдвое по сравнению с обычным методом диодной изоляции, причем электрические характеристики ИМС не ухудшаются.

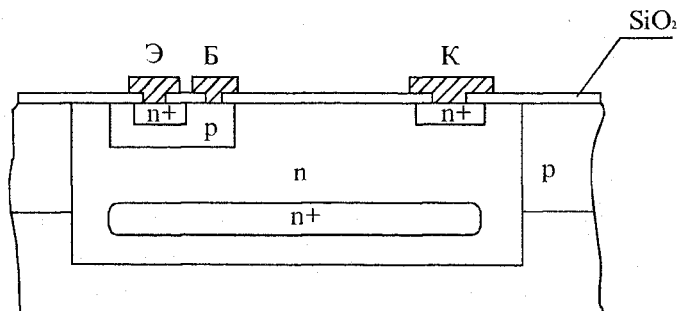


Рис. 7.23

#### 7.4.18. Диэлектрический способ изоляции

Применение диэлектрической изоляции позволяет повысить рабочую частоту линейных и быстродействие цифровых ИМС, а также увеличить пробивные напряжения и практически свести до нуля ток утечки. При этом способе изоляции улучшается также радиационная стойкость ИМС. Рабочая частота и быстродействие увеличиваются вследствие того, что при диэлектрической изоля-

ции примерно на два порядка уменьшается удельная паразитная емкость. При диэлектрической изоляции пробивное напряжение определяется электрической прочностью и толщиной диэлектрического материала.

Пробивные напряжения при использовании диэлектрического способа изоляции достигают нескольких сотен вольт.

В настоящее время наиболее распространены три способа диэлектрической изоляции:

- а) тонкой пленкой диэлектрика;
- б) воздушными промежутками;
- в) диэлектрическими материалами.

#### **7.4.19. Изоляция элементов ИМС тонкой пленкой диэлектрика**

Наиболее характерным для этих способов изоляции является эпок-процесс (рис. 7.24). В качестве исходной подложки используют монокристаллическую кремниевую пластину  $n$ -типа. На одной из сторон пластины наращивают эпитаксиальный слой  $n^+$ -типа или создают диффузионный  $n^+$ -слой. Затем проводят окисление поверхности подложки. С помощью процесса фотолитографии в пленке  $\text{SiO}_2$  вскрывают окна, т.е. создается маска для глубинного травления. Через эту маску вытравливают канавку в кремнии, стенки которой затем снова подвергают окислению. Поверх пленки  $\text{SiO}_2$  наращивают эпитаксиальный поликристаллический слой кремния толщиной 300–600 мкм. Затем пластину переворачивают, шлифуют и полируют со стороны монокристаллического кремния почти до пленки  $\text{SiO}_2$ . Оставшийся перед пленкой  $\text{SiO}_2$  слой монокристаллического кремния снимают в полирующем травителе. В результате получается подложка с изолированными областями (карманами) монокристаллического кремния. В каждом из карманов обычными приемами планарной технологии формируют необходимые структуры активных и пассивных элементов ИМС. Таким образом, изоляция элементов ИМС осуществляется тонкой

пленкой  $\text{SiO}_2$ . Слой поликристаллического кремния, в котором утоплены области монокристаллического кремния, выполняет роль несущей подложки.

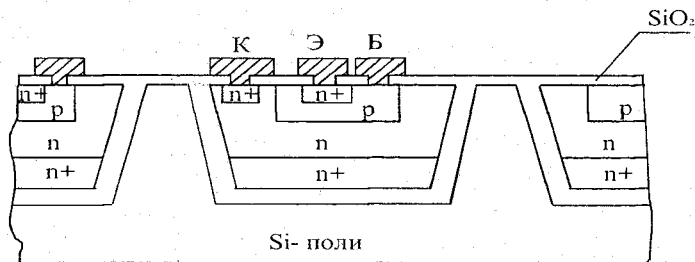


Рис. 7.24

Все разновидности этого способа требуют прецизионной механической обработки, которая затруднена вследствие прогиба подложки. Прогиб обусловлен различием коэффициентов теплового расширения монокристаллического кремния, а также различиями значений микротвердости материалов (диоксида кремния, моно- и поликристаллического кремния). В связи с резким увеличением потерь в поликристаллическом кремнии при повышении частот предел рабочих частот ИМС не превышает 250 МГц.

#### 7.4.20. Комбинированный способ изоляции

Стремление к использованию преимуществ, которыми обладают методы изоляции с помощью обратносмещенного  $p-n$ -перехода и диэлектрической изоляции в единой структуре, привело к созданию комбинированного способа изоляции. При комбинированном способе изоляция элементов с боковых сторон осуществляется, а со стороны дна — обратносмещенным  $p-n$ -переходом. Способы комбинирования изоляции (изопланар, эпипланар, V-ATE, полипланар и др.) наиболее перспективны для получения высокой плотности размещения элементов и улучшения электрических параметров ИМС.

### 7.4.21. Изопланар

Изопланарный процесс (рис. 7.25) начинается с создания в обычной подложке  $p$ -типа скрытых  $n^+$ -областей и выращивания эпитаксиального слоя  $n$ - или  $p$ -типа ( $p$ -слой при изготовлении транзистора методом двойной диффузии). Для получения транзисторов с рабочими частотами 1–3 ГГц необходимо формировать тонкие базовые области. Поэтому толщина наращиваемого эпитаксиального слоя 1–2,5 мкм. Затем на поверхность пластины наносят сплошной слой нитрида кремния и формируют защитную маску из  $\text{Si}_3\text{N}_4$ . Для этого нитрид кремния удаляют из тех мест, где должна создаваться оксидная изоляция. Далее производят травление не защищенных нитридом кремния областей на глубину примерно до скрытого слоя. После этого проводят длительное термическое окисление, в процессе которого происходит базовое окисление кремния и  $\text{SiO}_2$  полностью заполняет вытравленные канавки. Нитрид кремния препятствует окислению кремния на поверхности. В результате процесса окисления происходит формирование изолированных областей кремния, в которых в дальнейшем создают элементы ИМС. Далее нитрид кремния удаляют и проводят диффузию акцепторных примесей для формирования базовых областей транзисторов. Затем на поверхности пластины выращивают  $\text{SiO}_2$  и проводят локальную диффузию донорных примесей, с помощью которой создают эмиттерные области и коллекторные контакты.

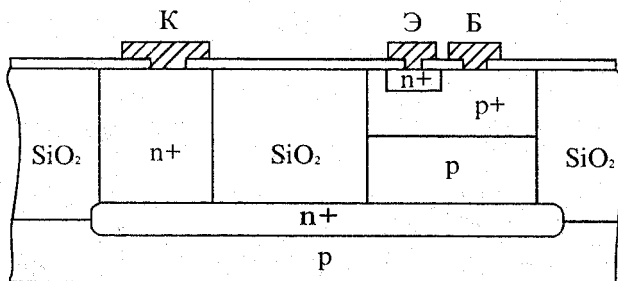


Рис. 7.25

При этом способе изоляции исключается область между базой и диффузионными изолирующими областями, которая имеется в обычных структурах с диодной изоляцией. Благодаря этому удается уменьшить площадь, занимаемую элементом ИМС. Таким образом, изопланарная технология позволяет формировать транзисторы меньших размеров и размещать их ближе друг к другу.

В усовершенствованной изопланарной технологии эмиттерная область, как и базовая, непосредственно примыкает к боковым стенкам окисного изолирующего слоя, что обеспечивает дополнительное уменьшение площади коллекторного перехода и, следовательно, транзистора в целом. При одинаковых размерах эмиттера площадь коллекторного перехода в таком транзисторе вдвое меньше, чем в обычном интегральном транзисторе. Эти структуры обладают не только малыми размерами, но и высоким быстродействием за счет снижения коллекторной емкости и емкости изолирующего перехода. Максимальная частота транзистора, изготовленного по усовершенствованной изопланарной технологии, превышает 5 ГГц, тогда как предельные частоты транзисторов с эпитаксиальной базой и с двойной диффузией составляют 1–3 ГГц.

#### **7.4.22. V-ATE (Технология вертикального анизотропного травления)**

---

С помощью V-ATE технологии изолирующие диффузионные  $p^+$ -области, используемые при диодном способе изоляции, заменяются на V-образные канавки (рис. 7.26). Как и в технологии с диодной изоляцией, при осуществлении этого способа изоляции в качестве подложек используют кремниевые эпитаксиальные структуры со скрытыми слоями. Рассматриваемый способ основан на формировании V-образных канавок перед изготовлением элементов ИМС. Это достигается путем анизотропного травления кремния, ориентированного в плоскости 100. Глубина таких канавок определяется только шириной отверстия, которое формируется в маскирующем материале, наносимом на поверхность крем-



ния, причем более широкому отверстию соответствует более глубокая вытравленная канавка.

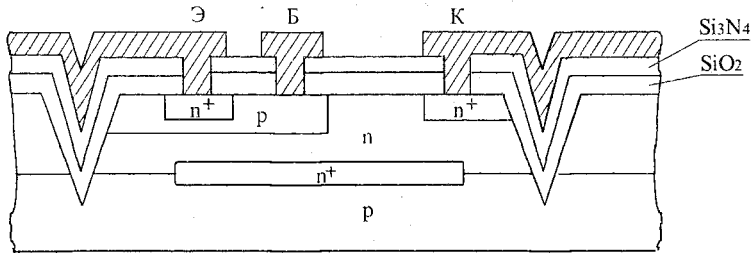


Рис. 7.26

Таким образом, изоляция между элементами ИМС осуществляется с помощью воздушных зазоров и диэлектриком пленки, а изоляция элементов подложки — с помощью обратного смещенного *p-n*-перехода: Основная трудность этого метода заключается в формировании металлической разводки, которая пересекает V-образные канавки, имеющие крутые края. Для исключения микротрещин в металлизации применяют сложную систему, состоящую из трех металлов: платины, титана и золота.

Вследствие малой площади, занимаемой V-образными изолирующими канавками (расстояние между элементами ИМС составляет примерно 5 мкм), V-АТЕ технология обеспечивает по сравнению со стандартным методом изготовления биполярных микросхем с диодной изоляцией следующие преимущества:

- а) уменьшение площади не менее чем в 6 раз;
- б) увеличение быстродействия более чем вдвое;
- в) сокращение паразитных емкостей в 208 раз.

#### 7.4.23. Полипланар

При этом способе (рис. 7.27) используются такие же V-образные изолирующие канавки, как и в V-АТЕ. Однако в отличие от V-АТЕ на поверхности V-образных канавок выращивают слой диоксида кремния и углубления заполняют поликристаллическим

кремнием, который затем сошлифовывается для получения гладкой поверхности подложки. Гладкая поверхность кристалла в полипланарных ИМС позволяет применять алюминиевую металлизацию, а также упрощает создание пересечений проводников на разных уровнях и повышает надежность ИМС. Плотность элементов при полипланарной технологии примерно такая же, как и для V-ATE процесса.

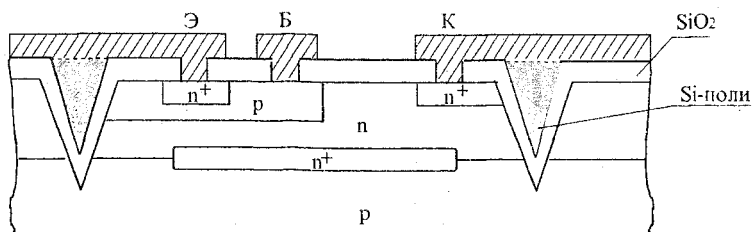


Рис. 7.27

Следует отметить, что ни один из рассмотренных методов изоляции нельзя считать универсальным. При выборе метода изоляции необходимо учитывать конкретную функцию, которую будет выполнять микросхема, а также оснащенность оборудованием и уровень освоенности на данном предприятии технологических процессов, необходимых для выполнения того или иного метода изоляции. Одним из перспективных путей повышения плотности элементов является комплексный подход к решению этой задачи, заключающийся в одновременном совершенствовании конструктивных и технологических параметров ИМС.

#### 7.4.24. Транзистор на основе структуры металл—диэлектрик—полупроводник (МДП)

В отличие от биполярных транзисторов, принцип действия которых основывается на процессах переноса двух различных типов носителей, принцип действия МДП структур основан на перемещении только основных носителей. По способу формирования

МДП транзисторы подразделяются на транзисторы с индуцированным и встроенным каналами. В зависимости от типа проводимости канала различают МДП транзисторы с каналами  $n$ - и  $p$ - типа.

Рассмотрим устройство и принцип действия МДП транзистора с индуцированным каналом  $p$ -типа, показанного на рис. 7.28.

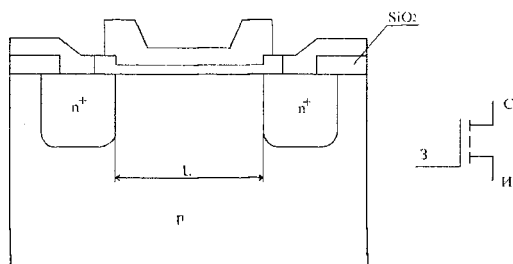


Рис. 7.28

В кремниевой подложке с проводимостью  $p$ -типа и удельным сопротивлением от 1 до 10 Ом·см диффузией или ионной имплантацией создают две сильнолегированные области  $n^+$ -типа с поверхностной концентрацией от  $10^{19}$  до  $10^{21}$  см $^{-3}$ . Эти области, расположенные на небольшом расстоянии друг от друга ( $L < 5$  мкм), называют соответственно областями истока И и стока С. При определенных условиях между этими областями создается канал проводимости. Исток является областью транзистора, поставляющей основные носители в канал, а сток выполняет функцию электрода, собирающего основные носители из канала. К стоку прикладывается отрицательный относительно истока потенциал. Таким образом, продольная структура МДП транзистора с каналом  $n$ -типа представляет собой  $n^+ - p - n^+$  структуру. Управляющим (входным) электродом МДП транзистора является металлический затвор  $З$ , перекрывающий область между стоком и истоком. Затвор изолирован от полупроводниковой подложки тонким слоем диэлектрика (около 0,1 мкм), поэтому входное сопротивление МДП транзистора составляет  $10^6 - 10^{10}$  Ом. Чаще всего в качестве диэлектрика используют слой диоксида кремния (такие структуры называют МОП транзисторами).

Принцип действия МДП транзистора основан на полевом эффекте, т.е. на модуляции поверхностной проводимости полупроводника поперечным электрическим полем. Управление током в выходной цепи МДП транзистора осуществляется электрическим полем, создаваемым входным напряжением. Когда на затворе отсутствует напряжение,  $p-n$ -переходы, образованные областями стока, истока и подложкой, включены навстречу друг другу, т.е. сопротивление между истоком и стоком велико. Между электродами истока и стока протекает очень малый обратный ток запертого  $p-n$ -перехода, обычно не превышающий  $10^{-6}$  А. Присутствие положительного заряда в оксиде вызывает образование в подложке на границе раздела между полупроводником и диэлектриком слоя с повышенной концентрацией электронов. Дополнительное накопление отрицательного заряда подвижных электронов у поверхности обусловлено разностью работ выхода электронов для полупроводников и диэлектриков. Для контакта кремния  $n$ -типа и алюминиевого затвора контактная разность потенциалов составляет около 0,4 В. Таким образом, положительный заряд в оксиде и суммарный отрицательный заряд подвижных электронов в приповерхностном слое полупроводника создают электрическое поле, сосредоточенное на границе раздела полупроводника и диэлектрика.

Для образования проводящего канала на затвор подается положительное напряжение.

Разновидностью МДП структуры является МДП транзистор со встроенным каналом. У такого транзистора канал между стоком и истоком создается технологическими способами. В отличие от транзисторов с индуцированными каналами, работающих только в режиме обогащения, МДП транзисторы со встроенными каналами могут работать в режиме обогащения и обеднения канала основными носителями. В зависимости от полярности напряжения на затворе проводимость канала может уменьшаться или возрастать.

Для всех типов МДП транзисторов потенциал подложки оказывает существенное влияние на ВАХ и, следовательно, на их параметры. Во всех предыдущих рассуждениях предполагалось, что

подложка соединена с истоком и оба электрода заземлены. Во многих схемных решениях потенциалы подложки и истока МДП транзистора различны. Поэтому при расчете МДП ИМС необходимо учитывать управляющее действие подложки, поскольку при этом изменяется пороговое напряжение транзистора.

Экспериментально подтверждено, что пороговое напряжение изменяется в зависимости от степени легирования и ориентации полупроводниковой подложки, от работы выхода металла затвора, поверхностного заряда  $Q$ , толщины и диэлектрической проницаемости диэлектрика. Основное влияние на пороговое напряжение оказывает плотность эффективного поверхностного заряда  $Q$ . Необходимо отметить, что уменьшение порогового напряжения позволяет снизить питающее напряжение, уменьшить потребляемую мощность, а также сочетать МДП схемы с биполярными без использования буферных элементов. Пороговое напряжение можно снизить тщательной обработкой технологических процессов изготовления МДП структур, а также соответствующим выбором материалов диэлектрика, затвора и полупроводника.

Первые  $p$ -канальные МОП ИС изготавливались на кремневых пластинах с ориентацией (111) и пороговые напряжения типовых  $p$ -канальных МОП транзисторов с алюминиевыми затворами составляли примерно 4В. Крупным усовершенствованием технологии изготовления МОП ИС стало успешное применение поликристаллического кремния (или поликремния) в качестве материалов затворов. Когда затвор делается из кремния, его можно осадить до формирования диффузионных областей истока и стока, причем сам этот затвор можно использовать как маску при формировании этих областей. При такой технологии достигается почти идеальное совмещение затвора с областью канала транзистора. Единственный участок перекрытия затвором истока и стока обусловлен поперечной диффузией примесных атомов, такое самосовмещение уменьшает паразитные емкости перекрытия (рис. 7.29) и тем самым повышает быстродействие транзистора. Кроме того, при изготовлении транзисторов с самосовмещен-

ными кремниевыми затворами величина  $\phi_{\text{мп}}$  получается такой, что инверсия поверхности кремния *n*-типа облегчается. Эта особенность кремниевых затворов позволила наладить производство *p*-канальных МОП транзисторов с кремниевыми затворами на кремнии с ориентацией (111) с пороговым напряжением около 2В. Такое пороговое напряжение необходимо для того, чтобы обеспечить электрическую совместимость МОП схем с биполярными схемами транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ схемами), что бывает необходимо при проектировании многих электронных систем.

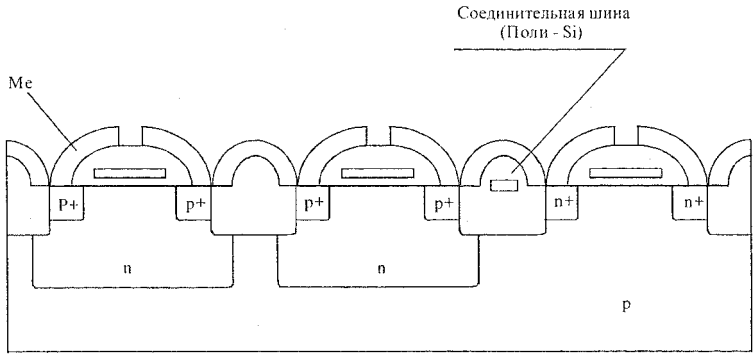


Рис. 7.29

Следующим крупным новшеством в МОП технологии стало ее дополнение методом ионного легирования для подгонки пороговых напряжений. При введении примесных атомов в область канала МОП транзистора можно очень точно установить заданное значение заряда обедненного слоя  $Q$ . Такой способ позволяет с помощью операции ионного легирования точно задать пороговое напряжение транзистора уже после формирования его затворного оксида. С наступлением эры сверхбольших интегральных схем (СБИС) начались разработки и производство схем, содержащих до нескольких сотен тысяч приборов. Межсоединения для таких схем обычно делаются проводниками минимально возможного для данной технологии сечения. С уменьшением размеров соедини-

тельных проводников электропроводность поликремния стала фактором, ограничивающим возможность его применения в качестве материала межсоединений. При предельно достижимых на практике примесных концентрациях пленка поликремния толщиной 0,5 мкм имеет поверхностное сопротивление около 20 Ом/кв. Получаемое при этом сопротивление соединительных проводников может быть причиной относительно больших RC-постоянных времени и значительных разбросов постоянных напряжений в СБИС. Один из методов уменьшения поверхностного сопротивления поликремния — отжиг пленки с помощью лазера или в печи с нагревательной лампой в течение нескольких секунд, однако в обоих случаях достигается лишь ограниченное улучшение. Другой метод, проработанный к настоящему времени более серьезно, предусматривает применение какого-либо другого материала, который сохранял бы свойственные поликремнию самосовмещение затворной области МОП транзистора и возможность полной герметизации оксидом, но имел бы меньшее поверхностное сопротивление. Чаще всего в качестве таких материалов используют силициды тугоплавких металлов, особенно вольфрама, тантала, титана и молибдена или сами тугоплавкие металлы. Зачастую эти материалы осаждаются на поверхность тонкого слоя поликремния, что позволяет полностью сохранить все положительные свойства границы раздела кремний — диоксид кремния над затворным диэлектриком. Такая замена единого слоя поликремния позволяет ценой некоторого усложнения технологии изготовления ИС получить соединительные слои с поверхностным сопротивлением порядка 1 Ом/кв.

## **7.5. Металлизация полупроводниковых ИМС**

Металлизация — процесс создания внутрисхемных соединений. В планарных структурах ИМС внутрисхемные соединения выполняют с помощью тонких металлических пленок, которые наносят на изолирующий слой оксида кремния. Так как эти плен-

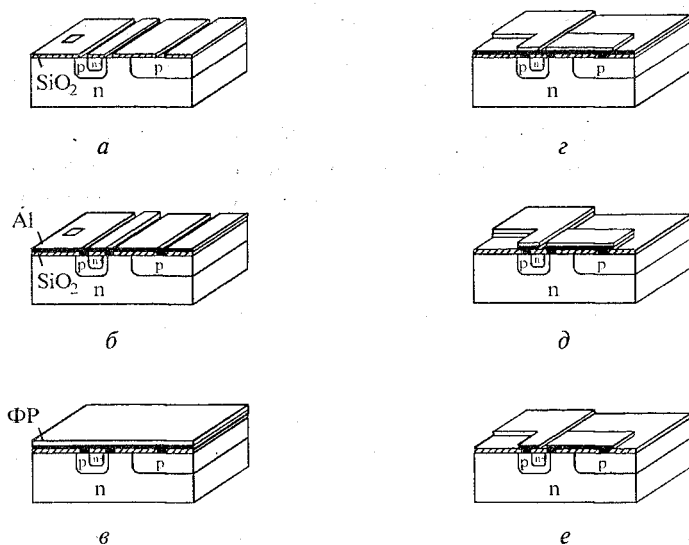
ки используют в качестве проводников внутрисхемной коммутации, они должны обеспечивать невыпрямляющий контакт с полупроводником, иметь хорошую адгезию с кремнием и оксидом кремния и низкое удельное сопротивление, давать возможность присоединения выводов ИМС. Для осуществления металлизации можно применять золото, никель, свинец, серебро, хром, алюминий, системы Cr – Au, Ti – Au, Mo – Au, Ti – Pt – Au и т.д.

В кремниевых ИМС для создания металлизации наибольшее применение нашел алюминий, так как он обладает следующими положительными качествами:

- а) позволяет изготавливать структуры с металлизацией одним металлом, что упрощает технологию;
- б) имеет высокую проводимость, близкую к проводимости объемного материала, и хорошую адгезию к кремнию и оксиду кремния;
- в) испаряется в вакууме;
- г) пленки алюминия хорошо обрабатываются при проведении фотолитографии для получения нужной конфигурации проводников, они легко поддаются травлению, которое не действует на Si и SiO<sub>2</sub>;
- д) вступает в реакцию с оксидом кремния SiO<sub>2</sub>, который частично остается на контактных площадках;
- е) образует низкоомные контакты с кремнием *n*- типа и *p*-типа;
- ж) не образует хрупких химических соединений AlSi;
- з) имеет проводимость, почти не уменьшающуюся за счет кремния, находящегося в нем в виде твердого раствора;
- и) допускает присоединение золотой и алюминиевой проволоки;
- к) выдерживает циклические изменения температуры (достаточно пластичен);
- л) стоек к окислению в атмосфере;
- м) является хорошим материалом для схем, стойких к радиации;
- н) имеет невысокую стоимость.



На рис. 7.30 показана схема процесса металлизации с помощью пленок алюминия. После создания структур в объеме полупроводниковой пластины ее покрывают слоем  $\text{SiO}_2$ . Методом фотолитографии в тех местах слоев  $\text{SiO}_2$ , где должны быть контакты с кремнием, вскрывают окна соответствующих размеров. Затем методом термического испарения в вакууме наносят на пластину сплошную пленку алюминия толщиной около 1 мкм (в других случаях толщина пленки может быть от 0,5 до 2 мкм). При многослойной металлизации первый слой металла наносят более тонким, чем последующий слой диэлектрика и второй слой металла. Пленка алюминия имеет удельное сопротивление около  $3 \cdot 10^{-6}$  Ом·см, т.е. на 10 – 20 % больше его сопротивления в объеме ( $1,7 \cdot 10^{-6}$  Ом·см).



*a* – вскрытие окон в слое  $\text{SiO}_2$  фотолитографией под омические контакты;  
*б* – напыление сплошной пленки алюминия; *в* – нанесение фоторезиста;  
*г* – фотолитография; *д* – травление алюминия; *е* – удаление фоторезиста.

Рис. 7.30

Необходимый рисунок проводников и контактных площадок создают методом фотолитографии. Ширина проводников и про-

межутков между ними 10–13 мкм. Однако уже доступно создание проводящих полосок шириной 2,5 мкм и возможно изготовление полосок алюминия шириной чуть более 1 мкм.

После нанесения рисунка пластину подвергают термообработке для получения низкоомных контактов с кремнием. В обычном случае пластину нагревают до 550 °С и выдерживают несколько минут. Жидкая фаза при этом не образуется, так как эта температура лежит ниже температуры эвтектической точки (рис. 7.31). В результате этой операции кремний растворяется в алюминии. Более высокая температура (выше температуры эвтектической точки 576 °С) приводит к появлению жидкой фазы на границе раздела, где оба материала растворяются в соответствующей пропорции. При повышении температуры может наступить момент, когда весь алюминий (пленка Al тонкая) будет растворен в кремнии. При снижении температуры из жидкой фазы выделяется кремний, образуя рекристаллизационный слой на поверхности раздела с концентрацией алюминия около  $5 \cdot 10^{15}$  атом/см<sup>3</sup>, а так как алюминий является для кремния акцепторной примесью, то полученный рекристаллизационный слой будет обладать электропроводностью *p*-типа.

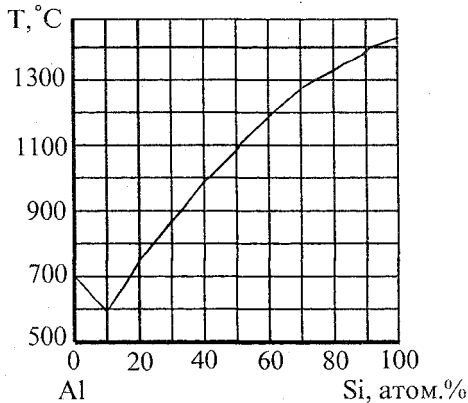


Рис. 7.31

Таким образом, при образовании контакта к *p*-области кремния примесь Al только увеличит концентрацию этой примеси; при

образовании контакта к  $n$ -области кремния, если ее концентрация будет меньше  $5 \cdot 10^{15}$  атом/см<sup>3</sup>, диффундирующий в кремний Al изменит электропроводность кремния на  $p$ -тип, в данном месте образуется  $p$ – $n$ -переход, т.е. выпрямляющий контакт. Эмиттерные области транзисторов типа  $n$ – $p$ – $n$  в ИМС имеют концентрацию примесей обычно около  $10^{20}$  атом/см<sup>3</sup>, что значительно больше  $5 \cdot 10^{15}$  атом/см<sup>3</sup>, поэтому контакт этой области будет невыпрямляющим. В месте контакта к коллекторной области, где концентрация примеси  $n$ -типа может быть ниже  $5 \cdot 10^{15}$  атом/см<sup>3</sup>, необходимо создавать локальный участок с электропроводностью  $n^+$ -типа. Операция сплавления должна выполняться при строгом соблюдении технологического режима, в противном случае могут появляться разрывы токоведущих дорожек из алюминия.

Для металлизации кристаллов полупроводниковых ИМС используют также магнетронное распыление металлов и сплавов и соединений кремния с металлами – силицидов алюминия, титана, тантала, платины, молибдена, вольфрама и др. Для этих целей широко используют и сильнолегированные слои поликристаллического кремния.

### Контрольные вопросы

1. Принципы классификации ИМС.
2. Какие функции выполняет подложка гибридных ИМС?
3. Какие материалы применяются для изготовления тонкопленочных резисторов и конденсаторов, индуктивностей?
4. Представьте алгоритм расчета резисторов, конденсаторов.
5. Какие основные критерии проектирования ГИС?
6. Назовите основные элементы полупроводниковых ИМС.
7. Покажите конструкцию и топологию полупроводникового резистора, конденсатора.
8. Назовите основные критерии при выборе структуры биполярного транзистора.
9. Назовите основные разновидности конструкций биполярного транзистора.

10. Каким образом формируются диоды интегральных микросхем?
11. Назовите типы изоляции элементов полупроводниковых ИМС.
12. Приведите пример изоляции элементов полупроводниковых ИМС обратносмещенным  $p-n$ -переходом.
13. Приведите пример изоляции элементов полупроводниковых ИМС диэлектрической пленкой.
14. Приведите пример комбинированной изоляции элементов полупроводниковых ИМС.
15. Нарисуйте конструкцию и топологию МДП транзистора.
16. Определите назначение металлизации ИМС и назовите применяемые материалы.

## Глава 8. Корпуса интегральных микросхем

Корпуса служат для защиты ИМС от механических, климатических и других воздействий. Важнейшие требования, которым должна удовлетворять конструкция корпуса, сводятся к следующему:

- а) защита ИМС от влияния окружающей среды и механических воздействий;
- б) поддержание чистоты и стабильности атмосферы, окружающей ИМС;
- в) обеспечение удобства и надежности монтажа;
- г) отвод тепла от ИМС, размещенной внутри корпуса;
- д) обеспечение надежного электрического соединения контактных площадок ИМС с выводами корпуса;
- е) обеспечение надежного крепления корпуса при монтаже в аппаратуре.

Кроме того, конструкция корпуса должна иметь высокую надежность, обладать коррозионной и радиационной стойкостью, а также быть простой и экономичной в изготовлении.

В настоящее время разработано большое количество различных типов корпусов для ИМС, причем для обеспечения взаимозаменяемости и ограничения их номенклатуры проведена унификация этих типов. Это позволяет наладить их централизованное производство на специализированных предприятиях.

Корпуса ИМС классифицируют по форме и расположению выводов и по используемому для изготовления материалу.

Таблица 8.1

Тип	Форма проекции тела корпуса на плоскость основания	Расположение проекции выводов на плоскость основания	Расположение выводов относительно плоскости основания	Принятое обозначение	Старое обозначение
1	прямоугольная	в пределах проекции тела корпуса	перпендикулярное	151.14-1 151.15-2 151.15-5 157.29-1	252MC14-1 252MC15-2 252MC15-5 256MC29-1
2	прямоугольная	за пределами проекции тела корпуса	перпендикулярное	201.14-1 238.12-1	301ПЛ14-1
3	круглая	в пределах проекции тела корпуса по окружности	перпендикулярное	301.8-2 301.12-1	401.МС8-2 401.МС12-1
4	прямоугольная	за пределами проекции тела корпуса	параллельное	401.14-1 401.14-2 401.16-2 409.10-1 421.40-1	101СТ14-1 101МС14-1

По форме проекции тела корпуса на плоскость основания корпуса подразделяются на четыре типа (табл. 8.1). Телом корпуса называют часть корпуса без выводов, ограниченную габаритными размерами; установочной плоскостью — плоскость, на которую устанавливаются корпуса ИМС; плоскостью основания корпуса — плоскость, проходящую через нижнюю точку корпуса параллельно установочной плоскости.

Корпуса ИМС, относящиеся к одному и тому же типу, могут различаться по размерам и количеству выводов. По габаритным и присоединительным размерам типы корпусов подразделяются на типоразмеры. В обозначение типоразмера включаются буква К (корпус), цифра, указывающая тип корпуса, и двузначное число (01 — 99), обозначающая порядковый номер типоразмера, например К301, К157, К401. В условном обозначении корпуса первая группа цифр обозначает типоразмер, вторая группа — количество

внешних выводов, а последняя цифра – порядковый регистрационный номер (например, корпус 406.12-2). На рис. 8.1 представлены некоторые типы корпусов ИМС. Шаг выводов для корпусов первого и второго типов составляет 2,5 мм; для корпусов четвертого типа – 1,25 мм. Для корпусов третьего типа угол между двумя соседними выводами должен составлять 30,36,45°. В технически обоснованных случаях для корпусов четвертого типа допускается применение шага, равного 0,625 мм. При этом свободные концы выводов должны обеспечивать возможность (за счет формовки выводов) их присоединения к печатной плате в местах, расположенных с шагом не менее 1,25 мм. Поперечное сечение выводов должно быть круглым или прямоугольным. Допускается переход по длине вывода от одной формы поперечного сечения к другой. Диаметр вывода устанавливается в пределах от 0,3 до 0,5 мм, а плоские выводы имеют толщину 0,1 – 0,2 мм и ширину 0,3 – 0,5 мм. Нумерация выводов корпусов первого типа с расположением выводов в один ряд ведется от метки на корпусе в направлении слева направо. Для корпусов первого типа с выводами, расположенными по сторонам квадрата, вписанного в основание корпуса, нумерация ведется от метки на корпусе по часовой стрелке. Нумерация в корпусах второго типа ведется от метки на корпусе слева направо, а во втором ряду продолжается справа налево. Для корпусов третьего типа нумерация ведется от метки по часовой стрелке. У корпусов четвертого типа вывод 1 расширен вблизи основания корпуса. От этого вывода нумерация ведется слева направо, а во втором ряду продолжается справа налево. Некоторые ИМС выпускаются в нестандартных корпусах, например «Тропа», «Трапещия», «Акация», «Посол», «Вага», «Кулон», «Пенал».

В зависимости от материалов, используемых для изготовления корпусов, различают стеклянные (СТ), металлостеклянные (МС), металлокерамические (МК), металлополимерные (МП), пластмассовые (ПЛ) и керамические корпуса.

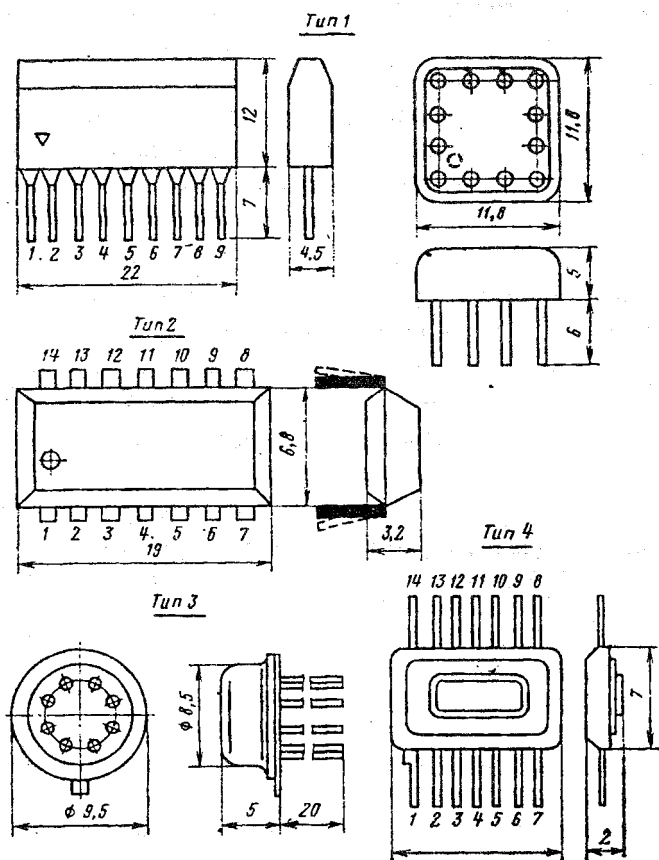


Рис. 8.1

Стежлянными называют корпуса, основание которых изготовлено из стекла с впаянными в стекло выводами. Крышки у таких корпусов могут быть как стеклянными, так и металлическими. На рис. 8.2 представлена конструкция плоского корпуса 401.14-1 (101СТ14-1). Основание корпуса представляет собой таблетку, выполненную из стекла С 45-2, в которую впаяны ленточные выводы 3 и штампованный фланец 1. Фланец и выводы изготавливаются из коваровой ленты 29НК. Выводы предварительно выруб-



ют в виде общего блока (выводной рамки). Соединение фланца и выводов со стеклоизолятором производят методом горячего литья под давлением. Полученную отливку обжигают для удаления связки, а потом нагревают до образования металлостеклянного спая. Затем коваровые детали никелируют и золотят для получения надежных контактов электродных выводов с выводами корпуса. В выводной рамке имеются два отверстия, служащие для фиксации корпуса при проведении сборочных операций. При сборке ИМС кристалл сначала монтируется на стеклянное основание, после чего осуществляется соединение контактных площадок кристалла и выводов корпуса. Присоединение выводов электронных обычно производится методом термокомпрессорной сварки. Завершающей операцией сборки является герметизация корпуса, которая выполняется пайкой никелевой или коваровой крышки 4 к фланцу с помощью низкотемпературных припоев. После окончания сборки ИМС выводную рамку обрубают, оставляя выводы заданной длины.

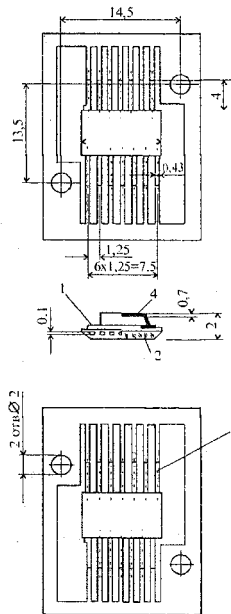


Рис. 8.2

В металлокерамических плоских корпусах основанием является керамическая подложка, а фланец и выводную рамку спаивают между собой керамическим материалом.

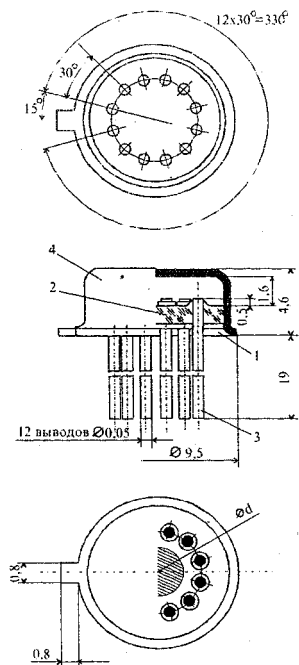


Рис. 8.3

К металlostеклянным корпусам относятся корпуса, изготовленные из металлического основания с выводами, изолированными стеклом. Герметизация выводов в металlostеклянных корпусах осуществляется стеклянными бусами или стеклотаблетками. Бусой изолируется каждый вывод в отдельности, а стеклотаблеткой — группа выводов. В металlostеклянном исполнении выпускаются корпуса первого, третьего и четвертого типов. На рис. 8.3 представлена конструкция корпуса 301.12-1 (401МС12-1). Корпус состоит из баллона 4 и ножки, которая получается сплавлением фланца 1 и выводов 3 со стеклотаблеткой 2. Фланец изготовлен из

тонколистового кобальта 29НК-Т, а выводы — из коваровой проволоки. Стеклотаблетку выполняют из стекла марки С 49-2 литьем под давлением или прессованием, причем перед сборкой производят золочение ножки. В процессе сборки на ножку напаивают кристалл с помощью эвтектического сплава золото — кремний, а затем с помощью тонких золотых проводников присоединяют контактные площадки ИМС с выступающими концами выводов корпуса на ножке. Герметизацию корпуса осуществляют контактной (конденсаторной) сваркой ножки с баллоном. Корпус такого типа вначале был разработан для транзисторов средней мощности, а затем усовершенствован для ИМС. Технология изготовления этих корпусов хорошо отработана, что в конечном итоге снижает и стоимость герметизируемых ИМС. Однако при создании блоков микроэлектронной аппаратуры рассматриваемая конструкция не позволяет получить высокую степень упаковки.

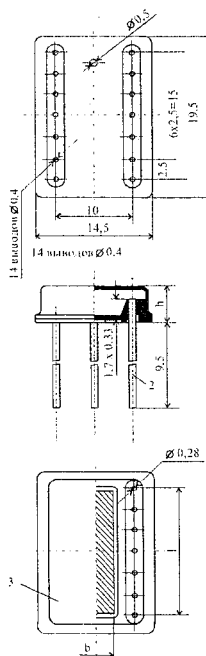


Рис. 8.4

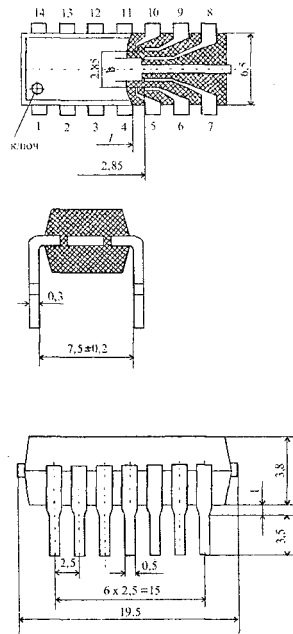


Рис. 8.5

Для гибридных ИМС широко используются прямоугольные металлостеклянные корпуса первого типа. Металлостеклянный корпус 151.15-2, показанный на рис. 8.4, состоит из металлического основания 1 с впаянными изолированными выводами 2 и металлической крышкой 3. Выводы основания герметизируются металлостеклянным спаем. После монтажа ИМС производят соединение основания с крышкой контактной (конденсаторной) сваркой.

Пластмассовый корпус 201.14-1 (301ПЛ14-1) показан на рис. 8.5. Основу конструкции корпуса составляет рамка с ленточными выводами.

Рамку получают путем штамповки коваровой или никелевой лентой. На рамке имеются технологические перемычки, которые удаляются после герметизации. На выводах рамки, в местах присоединения проволочных выводов от кристалла ИМС, напыляется золото. Для увеличения механической прочности кристалла и про-

волочных выводов структуру предварительно защищают пластичным компаундом. Окончательно ИМС герметизируют пластмассой.

Керамические корпуса изготавливаются из керамики с герметизацией выводов стеклоэмалью или стеклоприпоем.

К металлополимерным корпусам относятся корпуса, в которых для защиты ИМС используется металлическая крышка, а выводы герметизируются заливкой компаундом. Металлополимерные корпуса применяются для герметизации толстопленочных и тонкопленочных гибридных ИМС. На рис. 8.6 показан металлополимерный корпус типа «Пенал». Корпус состоит из алюминиевой крышки 1 и пластмассового основания 2 с впрессованными в него выводами 4, изготовленными из латуни. К пластмассовому основанию с обеих сторон приклеиваются ситалловые подложки 3 с изготовленными на них пассивными элементами. Для размещения активных навесных элементов в основании имеются углубления 5. Герметизация корпуса обеспечивается заливкой компаундом 6 со стороны выводов.

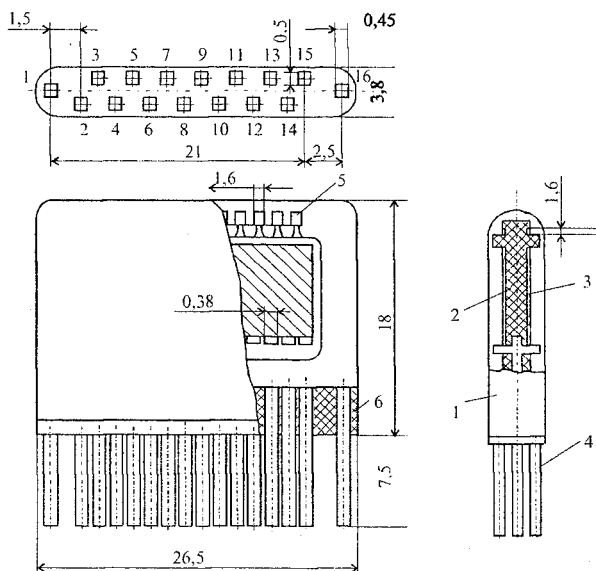


Рис. 8.6

Выбор того или иного типоразмера корпуса определяется в первую очередь требованиями к качеству герметизации, а также к электрической и механической прочности, тепловому сопротивлению, объему, массе и методу монтажа на печатной плате.

Стеклянные, металлостеклянные, керамические и металлокерамические корпуса обеспечивают вакуум-плотную герметизацию в условиях длительного воздействия механических нагрузок, тропической влажности и изменения температуры окружающей среды от  $-60$  до  $+125$  °С. Количественной оценкой качества герметизации является скорость натекания, которая в вакуум-плотных корпусах составляет  $10^{-7} - 10^{-8}$  см<sup>3</sup>/с. При менее жестких условиях эксплуатации при изменении температуры окружающей среды от  $-60$  до  $+70$  °С и допустимой скорости натекания  $10^{-4} - 10^{-5}$  см<sup>3</sup>/с целесообразно использовать более простые по конструкции и технологии металлополимерные корпуса. Герметизацию ИМС, предназначенных для работы в обычных условиях (бытовая радиоэлектронная аппаратура, цифровые вычислительные и управляющие устройства промышленной электроники), можно производить с помощью пластмассовых корпусов. Герметичность таких корпусов является достаточно низкой, что прежде всего обусловлено трудностью получения герметичного соединения между пластмассой и металлическими выводами, так как коэффициенты термического расширения их отличаются примерно на порядок.

Тепловое сопротивление корпуса зависит от используемых материалов, размеров и толщины корпуса. Для большинства корпусов ИМС первой степени интеграции тепловое сопротивление составляет  $0,1 - 0,2$  °С/мВт.

Установка и монтаж корпусированных ИМС на печатных платах осуществляются методами пайки и сварки. ИМС устанавливаются на печатной плате чаще всего линейно-многорядным способом, т.е. в виде параллельных рядов на определенных расстояниях друг от друга, называемых шагами установки. Шаг установки ИМС зависит от типа корпуса. Корпусированные ИМС можно устанавливать на плату с зазором через диэлектрическую или теплоотводящую прокладку и вплотную. При перпендикулярной ориентации выводов ИМС относительно площадки печатной платы закрепление выводов осуществляется с помощью монтажных от-

верстий. В ряде случаев для учета требований, предъявляемых допустимыми радиусами изгиба, расстоянием изгиба от корпуса, технологией пайки и т.д., предусматривается специальная формовка выводов. Например, при установке ИМС в корпусах третьего типа возможны три варианта: с прямым выводом (диаметр окружности выводов 5 мм), с формированием (диаметр окружности выводов 7,5 мм) и с перевернутым корпусом и сформированными выводами (диаметр окружности 12,5 мм).

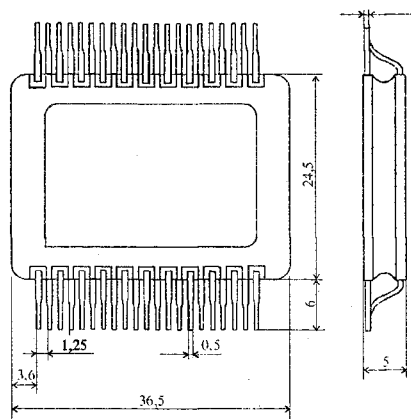


Рис. 8.7

ИМС второй и третьей степени интеграции размещают в корпусах больших размеров и с большим числом выводов. Такие корпуса имеют удлиненную форму, так как в них необходимо разместить с установленным шагом большое количество выводов. Как правило, в БИС применяется многослойная керамическая подложка, имеющая до пяти слоев межсоединений, на которую устанавливается большой или несколько более мелких кристаллов-микросхем. Характеристики корпусов БИС приведены в табл. 8.2. На рис. 8.7 показана конструкция керамического корпуса для большой гибридной интегральной микросхемы (БГИС). Особенность этой конструкции заключается в том, что верхняя и нижняя крышки одновременно выполняют роль несущих подложек для толстопле-

ночной многослойной коммутации и навесных полупроводниковых ИМС. Крышки и рамка выполнены из керамики 22ХС.

Внешние выводы ИМС за счет формовки расположены в одной плоскости и имеют шаг 1,25 мм.

Таблица 8.2

### Характеристики корпусов БИС

Обозначение	Материал корпуса	Выводы		Размеры, мм	Масса, г
		тип	число		
157.28-1	металло-стеклянный	штыревые	28	39x29x6,5	14
155.36-1	металло-стеклянный	штыревые	36	29x19x5,2	5
421.40-1	металло-стеклянный	планарный	40	36x30x4,5	6
421.64-1	металло-стеклянный	планарный	64	54,5x45x6,8	20
421.48-1	керамический	планарный	48	56x30x5,5	8,4
421.50-1	керамический	планарный	50	36x30x5	12
244.48-1	металлокерамический	штыревые	48	31x16,5x3,7	5



## Литература

1. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы. М.: Высшая школа, 1987.
2. Викулин А.М., Стафеев В.И. Физика полупроводниковых приборов. М.: Советское радио, 1990.
3. Крутякова М.Г., Чарыков Н.А., Юдин В.В. Полупроводниковые приборы и основы их проектирования. М.: Радио и связь, 1982.
4. Маллер Р., Кейминс Т. Элементы интегральных схем. М.: Мир, 1989.
5. Колосницын Б.С. Физика активных элементов интегральных схем. Мн.: БГУИР, 1997.
6. Ефимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. Микроэлектроника. 2-е изд. М.: Высшая школа, 1987.
7. Николаев И.И., Филинчук И.А. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования. М.: Энергия, 1992.
8. Аваев И.А., Наумов Ю.Е., Фролкин В.П. Основы микроэлектроники. М.: Радио и связь, 1991.



**Издательство «Амалфея»  
предлагает**



### **Техническая механика**

**В.Э. Завистовский,  
Н.М. Захаров**

Учебное пособие для учащихся средних  
специальных учебных заведений



### **Сборник задач по сопротивлению материалов**

**Л.А. Гурьева**

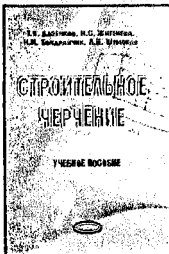
Учебное пособие для учащихся средних  
специальных учебных заведений



### **Начертательная геометрия**

**В.Н. Виноградов**

Учебник для студентов вузов педагогических,  
технических и инженерно-строительных  
специальностей



### **Строительное черчение**

**Т.Н. Базенков, Н.С. Житнева,  
Н.И. Кондратчик, Л.П. Шумская**

Учебное пособие

#### **Наш адрес:**

220073, г. Минск, ул. Кальварийская, 62

Тел.: (8-017) 254-10-98; 254-69-87; 254-69-47, 254-69-18

факс: (8-017) 254-69-25

E-mail: [book@amalfea.ru](mailto:book@amalfea.ru)

<http://www.amalfea.ru>

# ООО "ЕВРООКНА"



**Изготовление,  
демонтаж  
и монтаж:**

окна, двери,  
витражи, перегородки,  
арочные изделия  
и др. конструкции  
из ПВХ-профиля

220104, г. Минск  
ул. П. Глебки, 11

Тел.: (0172) 55-67-40  
(0172) 10-23-00

# ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие .....	3
<b>Глава 1. Основы физики полупроводников .....</b>	<b>5</b>
1.1. Классификация твердых тел в соответствии с зонной теорией .....	5
1.2. Электроны и дырки в кристаллической решетке полупроводника. Основные и неосновные носители .....	8
1.3. Собственные полупроводники .....	10
1.4. Примесные полупроводники .....	11
1.5. Закон распределения носителей в зонах полупроводника. Концентрация свободных носителей .....	13
1.6. Температурные зависимости концентрации носителей заряда и положения уровня Ферми .....	14
1.7. Дрейфовые и диффузионные токи в полупроводниках .....	16
1.8. Энергетические диаграммы на контакте металл – полупроводник .....	20
1.9. Выпрямляющие свойства контакта металл – полупроводник .....	22
1.10. Требования к невыпрямляющим контактам .....	23
1.11. Параметры невыпрямляющих контактов .....	24
<b>Глава 2. Физические основы <math>p-n</math>-перехода .....</b>	<b>27</b>
2.1. Образование $p-n$ -перехода .....	27
2.2. Потенциальный барьер и контактная разность потенциалов .....	28

2.3. Ширина обедненного слоя и барьерная емкость <i>p-n</i> -перехода .....	30
2.4. <i>P-n</i> -переход при нарушении равновесия .....	33
2.5. Распределение концентрации неосновных носителей в базе .....	35
2.6. Аналитические выражения для ВАХ <i>p-n</i> -переходов (диодов) .....	40
2.7. Генерация и рекомбинация носителей в ОПЗ <i>p-n</i> -перехода .....	43
2.8. Диффузионная емкость <i>p-n</i> -перехода .....	46
2.9. Работа <i>p-n</i> -перехода при высоком уровне инжекции ...	47
2.10. Физические эквивалентные и частотные свойства <i>p-n</i> -перехода (диода) .....	49
2.11. Пробой <i>p-n</i> -перехода .....	53
2.12. Переходные процессы в <i>p-n</i> -переходе .....	58
<b>Глава 3. Полупроводниковые диоды</b> .....	<b>63</b>
3.1. Общие сведения .....	63
3.2. Выпрямительные диоды .....	66
3.3. Импульсные диоды .....	68
3.4. Диоды СВЧ .....	69
3.5. Стабилитроны .....	74
3.6. Варикапы .....	76
3.7. Диоды Шоттки .....	79
3.8. Лавинно-пролетные диоды .....	83
3.9. Типы конструкций полупроводниковых диодов .....	88
<b>Глава 4. Биполярный транзистор</b> .....	<b>92</b>
4.1. Основные определения и классификация биполярных транзисторов .....	92
4.2. Схемы включения и режимы работы БТ .....	98

4.3. Распределение потоков носителей (токов) в БТ .....	100
4.4. Усилительные свойства биполярного транзистора .....	102
4.5. Пробой БТ .....	108
4.6. Статические ВАХ биполярного транзистора .....	110
4.6.1. Схема с ОБ .....	110
4.6.2. Схема с ОЭ .....	111
4.7. Частотные свойства биполярных транзисторов .....	113
4.8. Зависимость электрических параметров транзисторов от режима работы и температуры .....	117
4.9. Типы структур биполярных транзисторов .....	120
<b>Глава 5. Полевые транзисторы .....</b>	<b>127</b>
5.1. Общие сведения .....	127
5.2. Канальные транзисторы (КТ) .....	130
5.2.1. Простая теория MeП-транзистора .....	130
5.3. МОП-транзисторы .....	134
5.3.1. Идеальная МДП-структура .....	134
5.3.2. Реальная МДП-структура .....	135
5.3.3. Величина порогового напряжения и пути ее регулирования .....	139
5.3.4. Статическая выходная ВАХ МОП-транзистора с индуцированным каналом .....	140
5.3.5. Параметры МОП-транзистора .....	144
5.3.6. Частотные характеристики МОП-транзистора .....	145
5.3.7. Эффекты короткого канала .....	146
5.3.8. Пробой МОП-транзистора .....	148
5.3.9. МОП-транзистор со встроенным каналом .....	150
5.4. Статические характеристики передачи полевых транзисторов .....	152
5.5. Приборы с зарядовой связью (ПЗС) .....	154

<b>Глава 6. Оптоэлектронные и фотоэлектрические приборы</b> .....	160
6.1. Светодиоды .....	160
6.2. Полупроводниковый лазер .....	164
6.3. Классификация фотоэлектрических приборов .....	170
6.4. Фоторезисторы .....	170
6.5. Фотодиоды .....	176
6.6. Фототранзисторы .....	178
6.7. Оптроны .....	180
<b>Глава 7. Интегральные микросхемы</b> .....	184
7.1. Условные обозначения ИМС .....	184
7.2. Термины и определения. Классификация микросхем ..	185
7.3. Пленочные и гибридные интегральные микросхемы .....	189
7.3.1. Основные требования к подложке .....	190
7.3.2. Тонкопленочный резистор .....	192
7.3.3. Материалы, используемые для толстопленочных резисторов .....	195
7.3.4. Пленочные конденсаторы .....	195
7.3.5. Пленочные индуктивности .....	198
7.3.6. Пленочные проводники и контактные площадки (ПП и КП) .....	198
7.4. Полупроводниковые интегральные микросхемы .....	200
7.4.1. Элементы полупроводниковых ИМС .....	201
7.4.2. Подложки полупроводниковых ИМС .....	202
7.4.3. Биполярный транзистор .....	207
7.4.4. Диоды интегральных микросхем .....	217
7.4.5. Диод Шоттки .....	219
7.4.6. Транзистор Шоттки .....	221
7.4.7. Транзистор с инжекторным $p-n$ -переходом .....	223
7.4.8. Пассивные элементы полупроводниковых ИМС .....	225
7.4.9. Резисторы полупроводниковых ИМС .....	225
	271

7.4.10. Конденсаторы полупроводниковых ИМС .....	228
7.4.11. Изоляция элементов ИМС .....	231
7.4.12. Изоляция элементов ИМС обратносмещенным <i>p-n</i> -переходом .....	232
7.4.13. Изоляция обратносмещенным <i>p-n</i> -переходом, созданная методом разделительной диффузии .....	232
7.4.14. Коллекторная изолирующая диффузия .....	233
7.4.15. Базовая изолирующая диффузия .....	234
7.4.16. Метод трех фотошаблонов .....	235
7.4.17. Метод самоизоляции <i>n</i> -областью .....	236
7.4.18. Диэлектрический способ изоляции .....	236
7.4.19. Изоляция элементов ИМС тонкой пленкой диэлектрика .....	237
7.4.20. Комбинированный способ изоляции .....	238
7.4.21. Изопланар .....	239
7.4.22. V-ATE (Технология вертикального анизотропного травления) .....	240
7.4.23. Полипланар .....	241
7.4.24. Транзистор на основе структуры металл– диэлектрик–полупроводник (МДП) .....	242
7.5. Металлизация полупроводниковых ИМС .....	247
<b>Глава 8. Корпуса интегральных микросхем .....</b>	<b>253</b>
<b>Литература .....</b>	<b>265</b>



Учебное издание

Колосницын Борис Сергеевич,  
Стещенко Павел Павлович,  
Шульгов Владимир Владимирович

**Полупроводниковые приборы  
и интегральные микросхемы**

Учебное пособие

Ответственный  
за выпуск Юшкевич Н.А.  
Редактор Логвинович Е.А.  
Корректоры Бондаренко Е.И., Еркович Л.А.  
Компьютерная  
верстка Ланец Е.С.

Подписано в печать с готовых диапозитивов 20.11.2001. Формат 84x108<sup>1</sup>/<sub>32</sub>.  
Бумага офсетная. Гарнитура TenseC. Печать офсетная. Усл.печ.л. 8,5. Уч.-изд.л.7,5.  
Доп. тираж 3100 экз. Зак. 3356.

Налоговая льгота – Общегосударственный классификатор Республики Бе-  
ларусь ОКРБ 007-98, ч.1; 22.11.20.600.

ООО «Амалфея». Лицензия ЛВ № 33 от 23.12.2000.

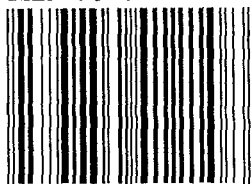
220073, Минск, ул. Кальварийская, 62. Тел. 254-69-18.

<http://amalfea.ru>

e-mail:book@amalfea.ru

Республиканское унитарное предприятие «Издательство «Белорусский  
Дом печати». 220013, Минск, проспект Ф. Скорины, 79.

ISBN 985441-210-5



9 789854 412108 >