

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Тамбовский государственный технический университет»

И. А. СУКОНКИН, А. Ю. КУЛИКОВ, А. И. ФЕСЕНКО

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ В БИОМЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКЕ

Утверждено Учёным советом ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
в качестве учебного пособия для студентов дневного и
заочного отделений, обучающихся по направлению подготовки
бакалавров и магистров 201000 «Биотехнические системы и технологии»,
211000 «Конструирование и технология электронных средств»,
140400 «Электроэнергетика и электротехника»



Тамбов
◆Издательство ФГБОУ ВПО «ТГТУ»◆
2014

УДК 621.396.6
ББК 3844-06я73-5
С29

Рецензенты:

Кандидат технических наук, доцент
ведущий специалист ООО «ТамбовМедик»
В. Н. Щербинин

Кандидат технических наук, профессор ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
К. А. Набатов

Суконкин, И. А.
С29 Полупроводниковые приборы в биомедицинской технике : учебное пособие для студентов дневного и заочного отделений / И. А. Суконкин А. Ю. Куликов, А. И. Фесенко. – Тамбов : Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2014. – 80 с. – 100 экз.
ISBN 978-5-8265-1292-0.

Рассмотрены различные типы полупроводниковых диодов, биполярные и полевые транзисторы, тиристоры и фотоэлектронные приборы. Изложен теоретический материал по основам работы полупроводниковых приборов, их конструктивно-технологические и функциональные особенности.

Предназначено для студентов дневного и заочного отделений, обучающихся по направлениям подготовки бакалавров и магистров 201000 «Биотехнические системы и технологии», 211000 «Конструирование и технология электронных средств», 140400 «Электроэнергетика и электротехника». Рекомендуются также студентам, выполняющим курсовое и дипломное проектирование по тематике дисциплины.

УДК 621.396.6
ББК 3844-06я73-5

ISBN 978-5-8265-1292-0

© Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Тамбовский государственный технический университет» (ФГБОУ ВПО «ТГТУ»), 2014

ВВЕДЕНИЕ

В 40 – 60-х годах XX века произошли революционные открытия в электронике. В 1948 году американские учёные Д. Бардин, В. Бреттен и У. Шокли изобрели *биполярный транзистор*. С этого момента началось бурное развитие полупроводниковых приборов. В 1952 году У. Шокли предложил *полевой транзистор с управляющим p-n переходом*. В 1958 году Н. Голоньяк (США) изобрел ключевой полупроводниковый прибор – *тиристор*. В 1960 году американские учёные Д. Кинг и М. Атала создали *МОП-транзистор*. Применение в радиоэлектронной аппаратуре полупроводниковых приборов позволило существенно снизить потребляемую мощность, уменьшить размеры и повысить надёжность аппаратуры. Широкому применению полупроводниковых приборов способствовало внедрение *планарной технологии*, обеспечивающей одновременное создание на стандартной полупроводниковой пластине большой группы приборов. В настоящее время вся электронная техника построена на базе полупроводниковых приборов.

В пособии рассмотрены основные, базовые типы полупроводниковых приборов – полупроводниковые диоды и биполярные транзисторы. Подробно рассмотрен принцип их работы, а также основные параметры и характеристики.

Авторы выражают признательность Пахомову Александру Николаевичу за большую научно-методическую помощь при подготовке пособия.

1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Полупроводниковым диодом называется двухэлектродный прибор, основу которого составляет p - n -структура, выполненная в полупроводниковом кристалле. В самых общих чертах любой полупроводниковый диод конструктивно состоит из кристалла полупроводника, к p - и n -областям которого припаяны выводы (металлические провода или пластины), и герметичного корпуса, обеспечивающего защиту кристалла от воздействий окружающей среды (рис. 1).

Вывод, к которому подсоединяется «+» источника питания для прямого включения перехода, называется *анодом*, а второй электрод – *катодом* (по аналогии с электровакуумным диодом). Обычно полупроводниковые диоды имеют несимметричные p - n -переходы.

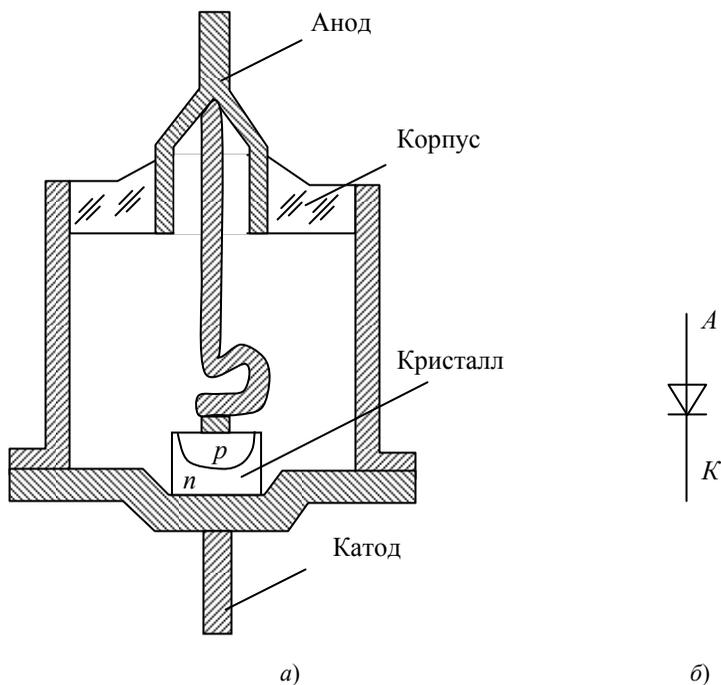


Рис. 1. Конструкция (а) и условное графическое обозначение (б) полупроводникового диода

Одна область полупроводника (с более высокой концентрацией примеси) служит *эмиттером*, а другая (с более низкой концентрацией) – *базой*. При прямом подключении внешнего напряжения к диоду инжекция носителей заряда в основном происходит из сильнолегированной области эмиттера в слаболегированную область базы.

В зависимости от соотношения линейных размеров перехода и характеристической длины различают плоскостные и точечные диоды. *Характеристической длиной* для диодов является наименьшая из двух величин – толщина базы и диффузионная длина неосновных носителей в базе. Они определяют свойства и характеристики диодов. *К точечным диодам* относятся те, у которых линейные размеры, определяющие площадь перехода, меньше характеристической длины. *Плоскостными* считают диоды, у которых линейные размеры перехода значительно больше характеристической длины.

Электронно-дырочный переход обладает свойством выпрямления; нелинейностью вольтамперной характеристики; явлением туннелирования носителей заряда сквозь потенциальный барьер как при обратном, так и при прямом смещении; явлением ударной ионизации атомов полупроводника при относительно больших для перехода напряжениях; барьерной и диффузионной ёмкостями и др. Эти свойства перехода используют для создания различных видов полупроводниковых диодов.

По диапазону частот, в котором диоды могут работать, их подразделяют на *низкочастотные* (НЧ), *высокочастотные* (ВЧ) и диоды для работы на сверхвысоких частотах (СВЧ). По назначению НЧ-диоды подразделяют на *выпрямительные, стабилизирующие, импульсные, модуляторные, параметрические, переключаемые* и т.д.

В особую группу выделяют диоды, отличающиеся основными физическими процессами: *туннельные, лавинно-пролетные, диоды с накоплением заряда, варикапы, свето- и фотодиоды* и др.

По материалу основного кристалла полупроводника различают *германиевые, кремниевые, арсенид-галлиевые* и другие диоды.

1.2. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

1.2.1. ВОЛЬТАМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДИОДОВ, ИХ ЗАВИСИМОСТИ ОТ ТЕМПЕРАТУРЫ И МАТЕРИАЛА ПОЛУПРОВОДНИКА

Выпрямительные диоды предназначены для преобразования переменного тока в постоянный, осуществляемого за счёт использования основного свойства *p-n*-перехода – однонаправленной проводимости. Они применяются в выпрямителях переменного тока с частотой от 50 Гц до 50 кГц. В авиационном оборудовании широкое применение получили выпрямители переменного тока с частотой 400 Гц.

Реальная (экспериментальная) статическая ВАХ

Реальная (экспериментальная) статическая ВАХ выпрямительного диода (рис. 2) отличается от теоретической (показана штриховой линией) из-за того, что при выводе теоретической ВАХ не учитывался ряд факторов, таких, как наличие омического сопротивления эмиттерной и базовой областей кристалла, а также контактов и выводов, протекание процессов генерации и рекомбинации носителей в переходе, наличие токов утечки по поверхности кристалла, возникновение различных видов пробоя перехода при больших обратных напряжениях и др. Рассмотрим влияние этих факторов на вид реальной ВАХ диода.

Прямая ветвь ВАХ. На участке 1 при малых прямых напряжениях реальная характеристика вначале практически совпадает с теоретической, но затем идёт более полого. Это объясняется влиянием электрического сопротивления потерь:

$$R_{\text{п}} = R_{\text{б}} + R_{\text{э}} + R_{\text{к}} + R_{\text{в}}, \quad (1)$$

где $R_{\text{б}}$ – сопротивление базовой области; $R_{\text{э}}$ – сопротивление области эмиттера; $R_{\text{к}}$ и $R_{\text{в}}$ – сопротивление контактов и металлических выводов.

Из перечисленных выше слагаемых сопротивления потерь наибольшую величину имеет сопротивление $R_{\text{б}}$. Поэтому очень часто считают, что $R_{\text{п}} \approx R_{\text{б}}$. С учётом сопротивления потерь, на участке 1 ВАХ реального диода описывается следующим выражением:

$$I \approx I_0 (\exp((U - IR_{\text{п}})/\varphi_{\text{т}}) - 1). \quad (2)$$

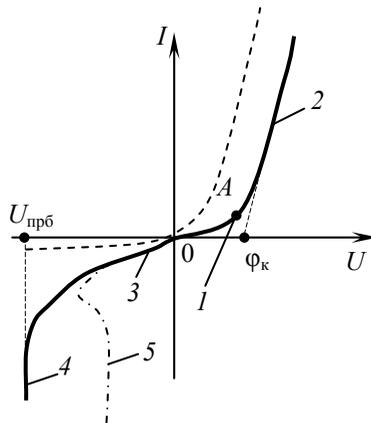


Рис. 2. Реальная ВАХ выпрямительного диода

С увеличением прямого напряжения и тока через переход, величина экспоненты в (2) становится много больше единицы, следовательно, единицей можно пренебречь. Выражение для реальной ВАХ примет вид

$$I \approx I_0 \exp\left(\frac{U - IR_{\text{п}}}{\varphi_{\text{T}}}\right). \quad (3)$$

Прологарифмировав (3), получим другую, часто употребляемую при расчётах, форму записи ВАХ:

$$U = \varphi_{\text{T}} \ln \frac{I}{I_0} + IR_{\text{п}}. \quad (4)$$

Выражения (3), (4) описывают так называемый вырожденный участок ВАХ, лежащий в окрестностях точки A , разделяющей участки 1 и 2 (рис. 2). Характерно, что этому участку соответствует прямое напряжение, близкое по величине к контактной разности потенциалов ($U \approx \varphi_{\text{к}}$).

Если прямое напряжение превышает величину $\varphi_{\text{к}}$, то высота потенциального барьера в переходе падает практически до нуля и ВАХ становится квазилинейной (участок 2 на рис. 2). Этот участок ВАХ называется *омическим* и описывается следующим выражением:

$$I = \frac{U - \varphi_{\text{к}}}{R_{\text{п}}}. \quad (5)$$

Эта формула следует из (4), если учесть, что при большом токе инжекции $I/I_0 \approx p_{\text{p}0}/p_{\text{n}0}$ и $\varphi_{\text{T}} \ln(I/I_0) \approx \varphi_{\text{к}}$.

Таким образом, имея экспериментально снятую ВАХ диода, можно оценить величину $\varphi_{\text{к}}$, продлив прямолинейный восходящий участок характеристики до пересечения с осью U (рис. 2).

Обратная ветвь ВАХ. Реальный обратный ток диода $I_{\text{обр}}$ намного превышает тепловой ток теоретической ВАХ I_0 . Участок 3 реальной ВАХ (рис. 2) характеризуется суммой токов:

$$I_{\text{обр}} = I_0 + I_{\text{Г}} + I_{\text{У}}, \quad (6)$$

где $I_{\text{Г}}$ – ток термогенерации в обратномсмищенном переходе; $I_{\text{У}}$ – ток утечки.

Ток термогенерации возникает за счёт нарушения равновесия между процессами генерации и рекомбинации пар носителей в запирающем слое под воздействием внутреннего поля перехода. Это поле «разводит» в раз-

ные стороны возникающие в результате термогенерации электроны и дырки, затрудняя их рекомбинацию. Так как в обратно смещённом переходе напряжённость поля велика, то процесс рекомбинации практически отсутствует, и переход является, по существу, источником подвижных носителей. Это и есть ток термогенерации. Поскольку при обратном смещении переход расширяется, то процесс термогенерации идёт интенсивно и ток термогенерации может на несколько порядков превышать тепловой ток. Помимо значительно большей величины, ток термогенерации отличается от теплового ещё и тем, что он зависит от обратного напряжения (рис. 2).

Ток утечки обусловлен состоянием поверхности полупроводникового кристалла, причём большую роль здесь играют так называемые поверхностные энергетические уровни, способствующие поверхностной проводимости полупроводника. Ток утечки растёт при увеличении обратного напряжения. Характерной особенностью тока утечки является его постоянство во времени и неодинаковость у различных экземпляров *p-n* структур, изготовленных по одной технологии.

При большом обратном напряжении $U = U_{\text{прб}}$ – напряжению пробоя (порядка нескольких вольт), величина которого зависит от концентрации примесей в полупроводнике и температуры, наступает *пробой перехода*.

Различают электрический пробой (участок 4 ВАХ) и тепловой пробой (участок 5, рис. 2).

Электрический пробой может быть туннельным и лавинным. *Туннельный пробой* наблюдается в очень тонких *p-n*-переходах. В таких переходах возникает очень большая напряжённость электрического поля, увеличивающая вероятность туннельных переходов электронов через тонкий потенциальный барьер без изменения их энергии (наблюдается туннельный эффект). Обратный ток при этом резко возрастает. Для выпрямительных диодов туннельный пробой является нежелательным явлением, ограничивающим амплитуду напряжения, подводимого к диоду. Однако туннельный эффект является полезным в таких полупроводниковых диодах, как стабилитроны и туннельные диоды.

Лавинный пробой возникает тогда, когда толщина запирающего слоя больше средней длины свободного пробега носителей. Увеличение тока происходит из-за «размножения» носителей в сильном электрическом поле в запирающем слое при их столкновениях с атомами в узлах кристаллической решётки. Электрон и дырка, ускоренные полем на длине свободного пробега, могут разорвать одну из ковалентных связей нейтрального атома полупроводника. В результате рождается новая пара электрон – дырка, и процесс повторяется уже с участием новых носителей. При достаточно большой напряжённости поля, когда исходная пара носителей в среднем порождает более одной новой пары, ионизация при-

обретает лавинный характер, подобно самостоятельному разряду в газе. Ток при этом резко возрастёт и ограничивается лишь внешним сопротивлением.

Оба вида электрического пробоя характерны тем, что они являются обратимыми процессами, т.е. после уменьшения обратного напряжения пробой прекращается и диод восстанавливает своё работоспособное состояние.

Тепловой пробой возникает вследствие потери устойчивости теплового режима. С увеличением обратного напряжения и тока увеличиваются мощность, рассеиваемая в переходе $P_{\text{рас}} = I_{\text{обр}} U_{\text{обр}}$, и его температура. Если мощность не отводить, то рост температуры приводит к ещё большему увеличению тока и рассеиваемой мощности. При достижении некоторой максимально допустимой мощности $P_{\text{рас}} \geq P_{\text{max}}$ процесс приобретает лавинный характер и *p-n*-переход разрушается (сгорает), сопротивление току резко падает, поэтому большему току может соответствовать меньшее напряжение (участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением на кривой 5 рис. 2). Таким образом, *тепловой пробой является необратимым аварийным режимом* и на практике не используется.

Отличия ВАХ германиевых и кремниевых диодов

Сравнивая ВАХ кремниевого и германиевого диодов (рис. 3), отметим, что их отличия связаны с различной шириной запрещённой зоны германия и кремния и вследствие этого при одинаковой температуре, с различной концентрацией неосновных носителей.

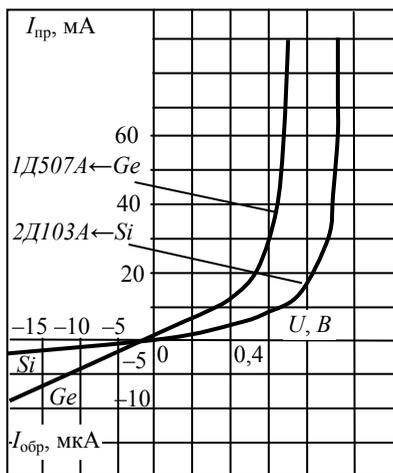


Рис. 3. Сравнение ВАХ кремниевого и германиевого диодов

У *Ge* она выше, так как ширина запрещённой зоны меньше. Так как обратный ток – это в основном ток экстракции неосновных носителей, то у германиевых диодов обратный ток на три порядка выше, чем у кремниевых. Вследствие значительного обратного тока у германиевых диодов при больших обратных напряжениях обычно сразу наступает тепловой пробой.

Прямой ток у германиевых диодов также больше, чем у кремниевых (рис. 3). Известно, что прямой ток диода связан с процессом инжекции – диффузионным движением основных носителей через сниженный потенциальный барьер $\phi_b = \phi_k - U$ при прямом включении. При фиксированной величине U высота потенциального барьера зависит от величины контактной разности потенциалов ϕ_k , а она меньше у германия в силу той же, отмеченной выше причины: меньшей ширины запрещённой зоны и, как следствие, большей концентрации неосновных носителей. Следовательно, при одном и том же прямом напряжении и температуре потенциальный барьер у германиевых диодов ниже, а ток инжекции выше, чем у кремниевых.

Влияние температуры на ВАХ

Вольт-амперные характеристики полупроводниковых диодов очень сильно зависят от температуры окружающей среды. С увеличением температуры за счёт более интенсивного процесса термогенерации пар носителей происходит увеличение концентрации как неосновных, так и основных носителей. Однако относительное изменение концентрации основных носителей в области рабочих температур незначительно, поэтому основную роль играет изменение концентрации неосновных носителей. Так, при обратном смещении *p-n*-перехода увеличение концентрации неосновных носителей, вызванное ростом температуры, приводит к резкому увеличению обратного тока – тока экстракции (кривая 2 рис. 4).

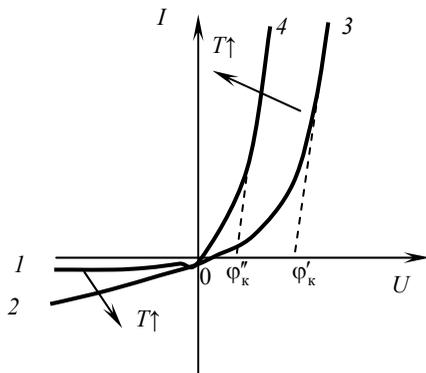


Рис. 4. Влияние температуры на ВАХ диода

При прямом смещении перехода увеличение концентрации неосновных носителей приводит к уменьшению величины потенциального барьера за счёт снижения ϕ_k , а это, в свою очередь, приводит к резкому увеличению тока инжекции.

Влияние температуры более существенно в германиевых диодах, так как германий имеет меньшую ширину запрещённой зоны, чем кремний. Максимально допустимое увеличение обратного тока диода определяет *максимально допустимую температуру диода*, которая составляет 80...100 °С для германиевых и 150...200 °С для кремниевых диодов. *Минимально допустимая температура диода T_i* теоретически определяется энергией ионизации акцепторных и донорных примесей и достигает 200 °С. На практике из соображений климатической устойчивости её ус- танавливают в пределах 60...70 °С.

1.2.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

К общим параметрам диодов относятся: дифференциальные параметры; статическое сопротивление, обратное максимально допустимое напряжение, максимально допустимая мощность, общая ёмкость диода.

Основным дифференциальным параметром диодов является *крутизна* вольтамперной характеристики диода

$$S = dI / dU \Big|_{T = \text{const}} , \quad (7)$$

где T – температура окружающей среды. Размерность крутизны – мА/В.

Часто применяется параметр, обратный крутизне, – *дифференциальное сопротивление*:

$$R_i = S^{-1} = dU / dI \Big|_{T = \text{const}} , \quad (8)$$

размерность которого – Ом. Дифференциальное сопротивление имеет смысл внутреннего сопротивления диода для переменного тока.

При значениях прямого напряжения, меньших контактной разности потенциалов ($U \leq \phi_k$), величину R_i можно рассчитать по эмпирической формуле

$$R_i = 26 / I , \text{ Ом,}$$

где I – прямой ток диода в миллиамперах.

При $U > \phi_k$ дифференциальное сопротивление очень мало и составляет десятые доли – единицы ома.

При обратном включении R_i становится большим, достигая сотен килоом.

Статическое сопротивление – это сопротивление диода постоянно-му току:

$$R_d = U / I. \quad (9)$$

В справочниках вместо R_d обычно приводят $R_{пр}$, $R_{обр}$, которые соответствуют сопротивлениям диода для постоянного тока при установленных стандартом или техническими условиями значениях прямого и обратного напряжения или тока.

Сопротивление диода постоянному и переменному току оказывается различным. Так, при $U > 0$ всегда $R_d > R_i$, а при $U_{пр.об} < U < 0$, наоборот $R_i > R_d$ (предлагаем доказать это самостоятельно для произвольно выбранных точек на прямом и обратном участках ВАХ).

Обратное максимально допустимое напряжение

$$U_{обр\ max} \approx 0,8U_{пр.об}, \quad (10)$$

где $U_{пр.об}$ – напряжение теплового или электрического пробоя.

Максимально допустимая мощность, рассеиваемая диодом, измеряется в ваттах:

$$P_{max} = (t_{п\ max}^\circ - t_0^\circ) / (R_{т\ пк} + R_{т\ ко}), \quad (11)$$

где $t_{п\ max}^\circ$ – максимально допустимая температура p - n -перехода в градусах Цельсия (указывается в справочниках); t_0° – температура окружающей среды; $R_{т\ пк}$ и $R_{т\ ко}$ – тепловые параметры, определяемые экспериментально, которые называются тепловыми сопротивлениями ($R_{т\ пк}$ – тепловое сопротивление между p - n -переходом и корпусом диода, а $R_{т\ ко}$ – между корпусом и окружающей средой) с размерностью К/Вт.

Общая ёмкость диода равна сумме барьерной и диффузионной ёмкостей p - n -перехода и ёмкости корпуса диода:

$$C_d = C_{бар} + C_{диф} + C_k. \quad (12)$$

Более подробно $C_{бар}$ и $C_{диф}$ будут рассмотрены при анализе эквивалентной схемы полупроводникового диода.

1.2.3. ПРИМЕНЕНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫХ ДИОДОВ

В выпрямительных диодах используется основное свойство p - n -перехода – его односторонняя проводимость.

Кроме общих параметров, рассмотренных выше, выпрямительные диоды *дополнительно характеризуются электрическими параметрами*,

определяющими их работу в выпрямителях: $I_{обр}$ – обратный ток (в миллиамперах) при некотором значении обратного напряжения (обычно $U_{обр\ max}$); $I_{пр\ max}$ – максимально допустимый прямой ток (иногда допустимый выпрямленный ток $I_{выпр, доп}$), измеряемый в миллиамперах или амперах; $U_{пр\ max}$ – максимально допустимое значение прямого напряжения (иногда среднее за период значение прямого напряжения), в вольтах; *коэффициент выпрямления*

$$K_v = I_{пр} / I_{обр} \text{ при } U = \pm 1 \text{ В.} \quad (13)$$

На рисунке 5, а приведена простейшая схема однополупериодного выпрямителя на полупроводниковом диоде. В этой схеме последовательно с диодом включены источник переменного напряжения u_{Tr} (вторичная обмотка трансформатора Tr) и нагрузка R_H , зашунтированная конденсатором C, который сглаживает пульсации выпрямленного напряжения.

На рисунке 5, б показаны временные диаграммы напряжений и тока (обратный ток диода пренебрежимо мал по сравнению с прямым током, поэтому на временной диаграмме он не показан). Так, синусоидальная кривая изображает переменное напряжение u_{Tr} на вторичной обмотке трансформатора, а ломаная линия АБВГ – выпрямленное напряжение на нагрузке R_H (оно же является напряжением на конденсаторе C и выходным напряжением) $u_H = u_C = u_{вых}$. Полярность выпрямленного напряжения определяется прямым током диода.

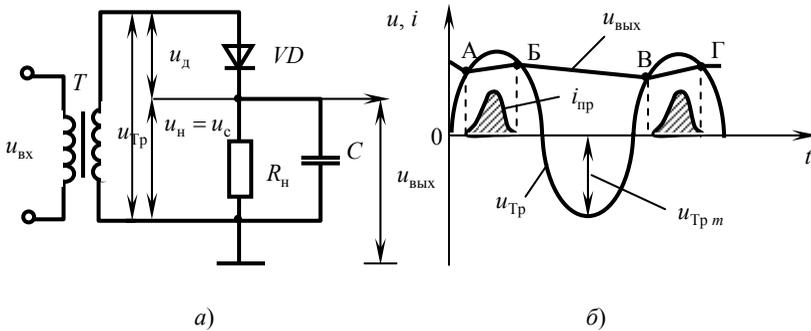


Рис. 5. Однополупериодный выпрямитель:
а – схема; б – временные диаграммы напряжений и тока

Так как диод обладает односторонней проводимостью, то при работе выпрямительного устройства прямой ток диода появляется только при условии $u_d = u_{Tr} - u_n > 0$, т.е. в интервалах времени, соответствующих отрезкам А – Б, затем В – Г и т.д. Этот ток (на рис. 5, б показан штриховкой) подзаряжает конденсатор С, на котором удерживается напряжение, близкое к амплитудному значению напряжения на трансформаторе $U_c = U_{\text{вых}} \approx U_{Trm}$. При $U_d < 0$ ток диода практически отсутствует, а конденсатор С медленно разряжается через нагрузку до момента, соответствующего точке В, после чего снова наступает подзаряд и т.д. В отдельные моменты времени при отрицательных полупериодах переменного напряжения источника обратное напряжение на диоде оказывается равным сумме амплитудного значения переменного напряжения и выпрямленного напряжения (рис. 5, б), т.е. $U_{\text{обр}} = U_{Trm} + U_{\text{вых}}$. Это суммарное напряжение должно быть меньше напряжения $U_{\text{обр max}}$. Следовательно, величина $U_{\text{обр max}}$ ограничивает значение выпрямляемого диодом напряжения. Обычно $U_{\text{вых}} \leq (0,3...0,4)U_{\text{обр max}}$.

1.3. ВЧ, СВЧ И ИМПУЛЬСНЫЕ ДИОДЫ

1.3.1. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА И ПАРАЗИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ДИОДОВ

При повышении частоты переменного тока, подводимого к диоду, а также при работе в импульсном режиме выпрямительные свойства диода ухудшаются. На высоких частотах (ВЧ) не успевают скомпенсироваться накопленные за время действия прямого полупериода неосновные носители заряда в базе, поэтому при последующем действии обратного полупериода выпрямляемого напряжения электрический переход некоторое время проводит большой обратный ток. Это свойство проявляется тем значительнее, чем больше импульс прямого тока или выше частота подводимого переменного напряжения.

Для анализа работы диодов по преобразованию ВЧ-сигналов (детектировании, смешивании сигналов различных частот и т.д.), а также при использовании диодов в импульсных режимах важное значение имеет эквивалентная схема диода.

Эквивалентная схема диода

Эквивалентная схема, представленная на рис. 6, включает в себя следующие элементы: $L_{\text{выв}}$ – индуктивность выводов; $R_{\text{п}}$ – сопротивление потерь; R_{p-n} – сопротивление перехода; C_d – общая ёмкость диода.

Индуктивность выводов обычно невелика (1...20 нГн), поэтому её учитывают лишь на сверхвысоких частотах (СВЧ) (при $f > 100$ МГц).

Сопротивление потерь включает в себя сопротивление базы $R_{\bar{c}}$ и сопротивление выводов R_v , причём основную роль играет $R_{\bar{c}}$:

$$R_{\Pi} = R_{\bar{c}} + R_v \approx R_{\bar{c}}. \quad (14)$$

Сопротивление p - n -перехода совместно с сопротивлением потерь, является составной частью общего сопротивления диода Z_d , которое в общем случае имеет комплексный характер

$$Z_d = R_d + jX_d. \quad (15)$$

Общая ёмкость диода, как уже отмечалось, имеет три составляющие: барьерную ёмкость $C_{\text{бар}}$, диффузионную – $C_{\text{диф}}$ и ёмкость корпуса C_k .

Ёмкость C_k обычно имеет величину порядка десятых долей пикофарады, и даже на сравнительно высоких частотах сопротивление её велико, и при упрощённом представлении её можно не учитывать:

$$C_d \approx C_{\text{бар}} + C_{\text{диф}}. \quad (16)$$

Так как ёмкости $C_{\text{бар}}$ и $C_{\text{диф}}$ являются основными реактивностями, влияющими на работу диода на ВЧ и в импульсном режиме, то необходимо рассмотреть их природу более подробно.

Барьерная и диффузионная ёмкости p - n -перехода

Барьерная ёмкость – это ёмкость, обусловленная наличием неподвижных зарядов ионов примесей в запирающем слое p - n -перехода.

Ёмкость $C_{\text{бар}}$ проявляется при обратном смещении перехода. В первом приближении её можно определить, представляя запирающий слой плоским конденсатором (рис. 7).

Учитывая выражение для ширины перехода для резкого несимметричного перехода, получим

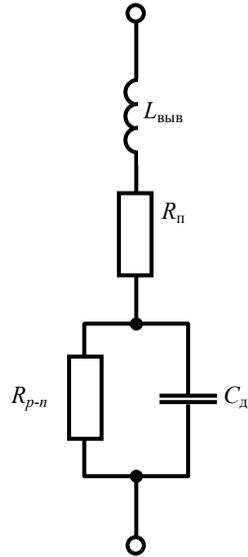


Рис. 6. Эквивалентная схема диода

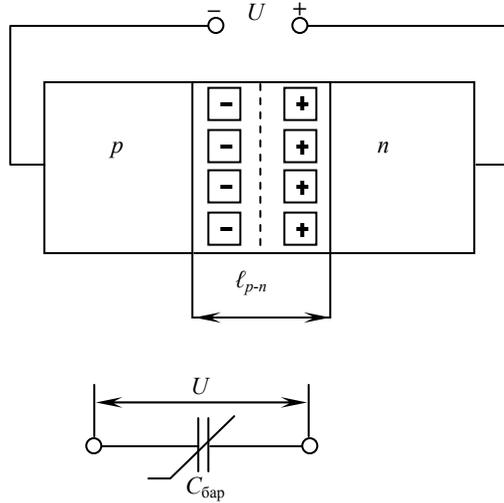


Рис. 7. Интерпретация барьерной ёмкости

$$C_{\text{бар}} = \frac{\varepsilon_a S_{p-n}}{l_{p-n}} = \frac{\varepsilon_a S_{p-n}}{\sqrt{\frac{2\varepsilon_a (\varphi_k + |U|)}{eN_d}}} \approx S_{p-n} C_0, \quad (17)$$

где $\varepsilon_a = \varepsilon\varepsilon_0$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость; S_{p-n} – площадь p - n -перехода, $C_0 = [(\varepsilon_a e N_d) / 2(\varphi_k + |U|)]^{1/2}$ – удельная ёмкость перехода. Часто, для того, чтобы подчеркнуть зависимость $C_{\text{бар}}$ от величины обратного напряжения, выражение (17) представляют по-другому:

$$C_{\text{бар}} \approx \frac{S_{p-n} k}{(\varphi_k + |U|)^{1/2}}, \quad (18)$$

где k – коэффициент, включающий все элементы C_0 , не зависящие от напряжения.

На рисунке 8 показана зависимость $C_{\text{бар}}$ от величины обратного напряжения. При нулевом напряжении величина $C_{\text{бар}0}$ достигает величины порядка единиц–сотен пикофарад. При прямом смещении перехода барьерная ёмкость вначале несколько увеличивается, а затем, по мере исчезновения перехода, резко уменьшается. В области положительных напряжений формулы (17) и (18) перестают быть верными.

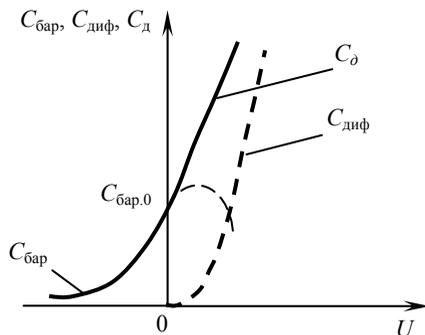


Рис. 8. Зависимость ёмкостей перехода от величины приложенного напряжения

Диффузионная ёмкость связана с появлением избыточных концентраций носителей на границах *p-n*-перехода в результате инжекции при прямом смещении перехода. Так как инжекция – это диффузионное движение носителей, то и название – диффузионная ёмкость.

Наглядное представление о физической сущности диффузионной ёмкости можно получить, анализируя распределение концентраций носителей зарядов при прямом включении перехода (рис. 9).

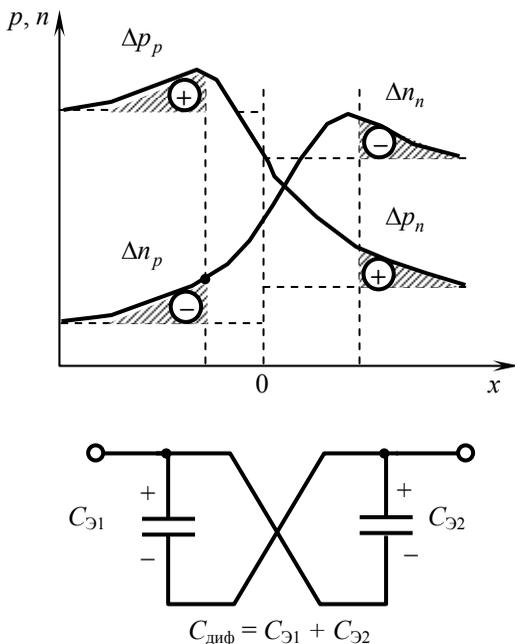


Рис. 9. Интерпретация диффузионной ёмкости

В результате процессов инжекции и релаксации на границах перехода возникают избыточные концентрации неосновных и основных носителей зарядов. Такое совместное нахождение в одних и тех же пространственных областях зарядов с противоположными знаками можно интерпретировать как образование по обе стороны перехода двух взаимосвязанных эквивалентных ёмкостей $C_{Э1}$ и $C_{Э2}$, которые и являются слагаемыми $C_{\text{диф}}$.

Особенностью $C_{\text{диф}}$ в отличие от $C_{\text{бар}}$ является то, что эта ёмкость динамическая, т.е. проявляется при протекании прямого тока – тока инжекции. Величину диффузионной ёмкости можно определить из выражения

$$C_{\text{диф}} \approx \varphi_T^{-1} \tau_{\text{рек}} (i + I_0), \quad (19)$$

где $\tau_{\text{рек}}$ – среднее время жизни носителей ($\tau_{\text{рек}} = 0,5(\tau_n + \tau_p)$); i – ток инжекции; I_0 – тепловой ток.

В соответствии с выражением (19) диффузионная ёмкость существует только при прямом включении диода, когда она значительно превосходит $C_{\text{бар}}$ и увеличивается пропорционально току через диод (рис. 8).

Общая ёмкость диода $C_{\text{д}}$, равная сумме барьерной и диффузионной составляющих, также сильно зависит от величины приложенного напряжения (рис. 8).

1.3.2. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ВЧ- И СВЧ-ДИОДОВ

На сравнительно низких частотах (до 30 МГц) реактивности эквивалентной схемы диода проявляются слабо и их можно не учитывать. На этих частотах преимущественно работают обычные выпрямительные диоды.

На ВЧ (свыше 30 МГц) реактивности начинают сильно сказываться, особенно $C_{\text{бар}}$, которая при закрытом диоде обуславливает паразитное прохождение переменной составляющей сигнала. Радикальный путь уменьшения $C_{\text{бар}}$, в соответствии с выражением (17), состоит в уменьшении площади p - n -перехода S_{p-n} . Первым конструктивным вариантом на этом пути являются *точечные формовочные диоды* (рис. 10).

Базой диода является монокристалл германия или кремния n -типа. С одной стороны, база имеет омический контакт с держателем, а с другой – к ней прижимается вольфрамовая игла с небольшим количеством примеси на конце. Для образования перехода применяют электроформовку – пропускание короткого импульса тока.

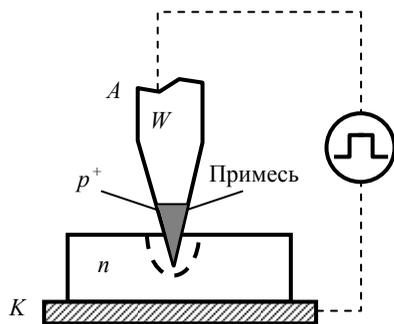


Рис. 10. Точечный формовочный диод

Под действием импульса тока место контакта разогревается, и примесь диффундирует в базу, образуя область эмиттера микроскопических размеров. Точечные диоды могут пропускать выпрямленный ток до нескольких десятков миллиампер и иметь обратные напряжения до 150 В. Общая ёмкость таких диодов не превышает 1 пФ, что позволяет использовать их на частотах до 300...600 МГц.

Для работы в диапазоне СВЧ применяются бесформовочные точечные диоды (рис. 11).

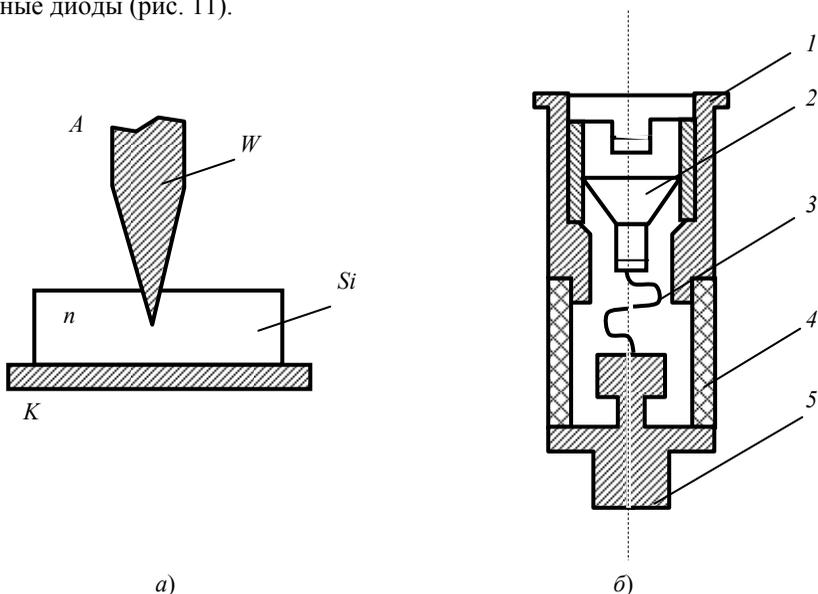


Рис. 11. Точечный бесформовочный диод:

a – точечный переход металл – полупроводник; *б* – конструкция СВЧ диода:
 1 – верхний вывод; 2 – настроечный штифт; 3 – вольфрамовая игла – пружина;
 4 – керамический изолятор; 5 – кристаллодержатель с кристаллом – нижний вывод

В таких диодах используется переход металл–полупроводник (переход Шоттки) между вольфрамовым эмиттером и полупроводниковой базой диода. Острозаточенная игла-пружина создаёт переход с диаметром не менее 30 мкм, что обеспечивает уменьшение ёмкости $C_{бар}$ до сотых долей пикофарады. Диапазон рабочих частот бесформовочных диодов достигает десятков гигагерц. Так как это СВЧ-диапазон, то конструкция корпуса (рис. 11, б) выбирается с расчётом минимизации индуктивности выводов и обеспечения удобства сочленения с коаксиальными кабелями, волноводами и полосковыми линиями. Существенный недостаток таких диодов – чувствительность к механическим и электрическим нагрузкам. Даже кратковременно рассеиваемая мощность в таких диодах не должна превышать 100 мВт при обратных напряжениях 3...5 В. Для защиты от внешних излучений точечные диоды СВЧ хранятся и транспортируются в специальных металлических защитных колпачках.

Для *выпрямительных ВЧ-диодов* основным параметром является *коэффициент выпрямления* (13)

$$K_v = R_{обр} / R_{пр} \approx |Z_{обр}| / |Z_{пр}| \approx \frac{1}{\omega R_{п} C_{д}},$$

где $Z_{обр}$ – модуль обратного комплексного сопротивления; $Z_{пр}$ – модуль прямого комплексного сопротивления; $\omega = 2\pi f$; f – частота.

Для эффективной работы выпрямительного диода необходимо, чтобы $K_v \gg 1$ при выполнении условия $\omega R_{п} C_{д} \ll 1$.

Предельной частотой $f_{пр}$ выпрямительных ВЧ-диодов называется частота, на которой коэффициент выпрямления (или выпрямленный ток) уменьшается в $\sqrt{2}$ раз (т.е. до уровня 0,707) по сравнению со значением на низкой частоте.

Кроме рассмотренных двух разновидностей ВЧ- и СВЧ-диодов в качестве таких диодов успешно могут использоваться и быстродействующие импульсные диоды, о которых пойдёт речь ниже.

1.3.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ДИОДЕ ПРИ РАБОТЕ В ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

В импульсном режиме работают импульсные диоды, которые выполняют роль ключевых элементов. Такие элементы должны находиться в двух устойчивых состояниях: открытом, когда сопротивление прибора мало, и закрытом, когда сопротивление велико. Интуитивно возмож-

ность использования полупроводникового диода в качестве ключевого элемента следует из рассмотрения его ВАХ (рис. 2). Участки 2 и 4 характеристики соответствуют открытому диоду, а участки 1 и 3 – закрытому. На практике участок пробоя 4 в импульсных диодах не используется.

На рисунке 12 приведена простейшая схема диодного ключа. Диод в этой схеме предназначен для коммутации тока, протекающего через нагрузку R_n . При подаче прямого управляющего напряжения u_y нагрузка оказывается подключенной к источнику через прямо включенный открытый диод, и по ней протекает прямой ток диода. При смене полярности управляющего сигнала на обратную нагрузка отключается от источника, так как сопротивление диода при обратном смещении велико (диод закрыт) по сравнению с сопротивлением нагрузки. В этом случае через нагрузку будет протекать малый обратный ток закрытого диода. Время перехода диода из одного состояния в другое должно быть по возможности небольшим, так как этим определяется быстродействие аппаратуры. Рассмотрим переходные процессы в импульсном диоде для двух характерных случаев – малого и большого уровней инжекции.

При малом уровне инжекции ($\delta \ll 1$) прямой ток мал, диффузионная ёмкость практически равна нулю, поэтому ёмкость диода определяется лишь барьерной ёмкостью ($C_d \approx C_{бар}$). Кроме того, при малом уровне инжекции сопротивление базы R_b является постоянной величиной, не зависящей от прикладываемого к диоду напряжения и тока, протекающего через него. Переходные процессы в этом случае связаны в основном лишь с перезарядом барьерной ёмкости.

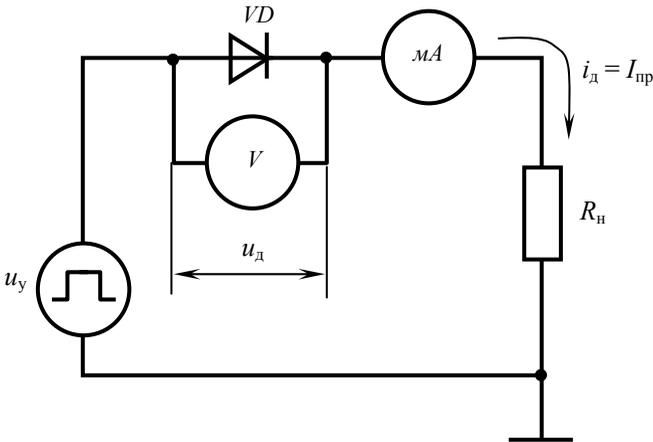


Рис. 12. Простейшая схема диодного ключа

До момента t_1 (рис. 13) на вход схемы подается обратное напряжение $-U_{обр}$, которым диод запирается. Сопротивление диода велико, протекает небольшой обратный ток $I_{обр}$, который создаёт на диоде падение напряжения $-U_d^- = -U_{обр} - I_{обр}R_n$. В момент времени t_1 полярность управляющего напряжения скачком изменяется, а величина его становится равной $U_{пр}$.

Из-за наличия барьерной ёмкости напряжение на диоде скачком измениться не может, так как требуется некоторое время на её перезаряд. За интервал времени $t_2 - t_1 = t_{уст}$, называемый *временем установления*, протекает большой ток перезаряда, а напряжение на диоде в процессе перезаряда $C_{бар}$ постепенно изменяет свою полярность, достигая величины U_d^+ . В момент t_2 переходной процесс заканчивается, диод открыт, через него протекает прямой ток $I_{пр}$.

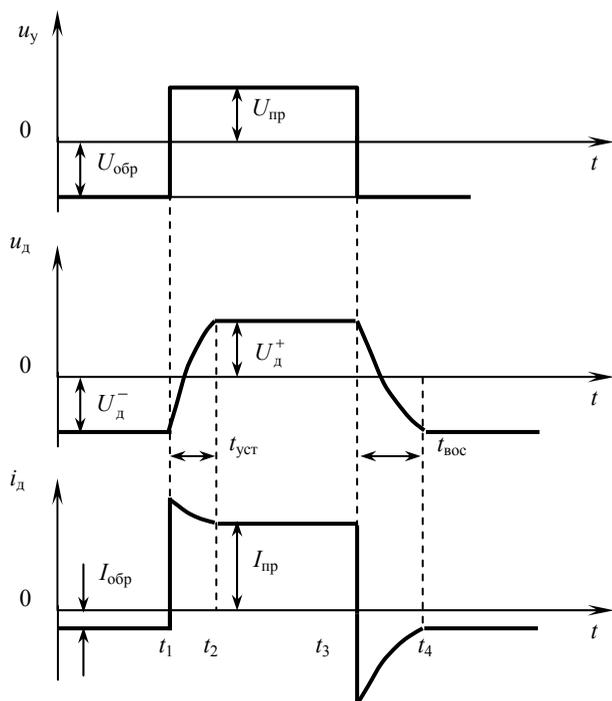


Рис. 13. Переходные процессы в импульсном диоде при малом уровне инжекции

Напряжение открытого диода U_d^+ является практически стабильным и близким по величине к контактной разности потенциалов ϕ_k (см. ВАХ рис. 2). В интервале времени t_2, t_3 диод сохраняет открытое состояние. В момент времени t_3 управляющий сигнал становится обратным для диода. Начинается процесс перезаряда ёмкости $C_{бар}$, который заканчивается в момент t_4 . Длительность переходного процесса в этом случае называется *временем восстановления* $t_{вос} = t_3 - t_4$.

Большой уровень инжекции ($\delta \geq 1$) характеризуется большими прямыми токами через диод, поэтому при рассмотрении переходных процессов сосредоточим своё внимание на изменении тока $i_d(t)$ (рис. 14). До момента времени t_1 диод закрыт. При подаче прямого напряжения в момент t_1 ток через диод устанавливается не сразу, так как с течением времени происходит накопление в базе инжектированных через $p-n$ -переход неосновных носителей и уменьшение в связи с этим сопротивления базы.

Этот процесс модуляции сопротивления базы происходит не мгновенно, так как накопление неосновных носителей в базе диода связано с относительно медленным процессом диффузии их от $p-n$ -перехода в глубь базы.

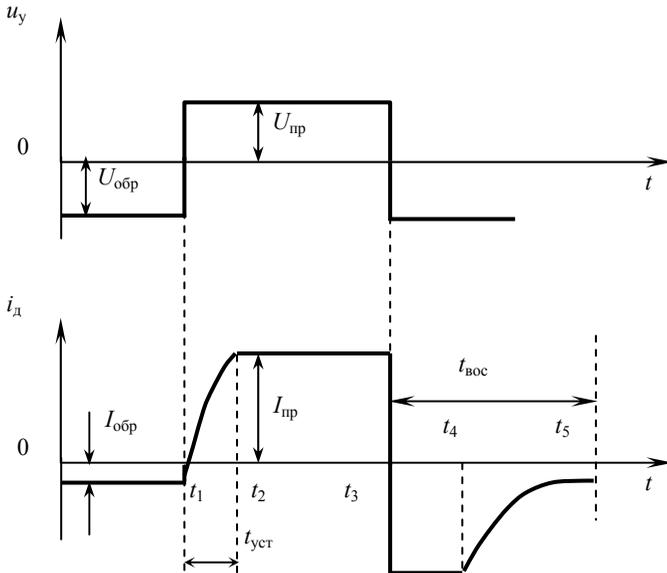


Рис. 14. Переходные процессы в импульсном диоде при большом уровне инжекции

Следует отметить, что сопротивление базы диода уменьшается не только из-за увеличения концентрации неосновных носителей, но и из-за увеличения концентрации основных носителей, притекающих в базу в процессе релаксации. Очевидно, что число накопленных в базе основных и неосновных носителей тем больше, чем больше ток через диод и чем больше время жизни этих носителей. Кроме того, число накопленных носителей зависит от размеров базы. К моменту времени t_2 процесс накопления носителей в базе заканчивается, а ток через диод достигает своего установившегося значения $I_{пр}$. Длительность переходного процесса, как и в предыдущем случае, называется *временем установления* $t_{уст} = t_2 - t_1$.

При переключении диода с прямого включения на обратное в момент времени t_3 наблюдается большой обратный ток, ограниченный в основном сопротивлением базы и нагрузкой R_n . Источник питания вместе с сопротивлением базы в это время можно считать генератором тока. Это объясняется тем, что происходит процесс рассасывания неосновных носителей, накопленных в базе за время прямого включения. Из-за ограничения обратного тока концентрация неосновных носителей в базе около p -перехода не может мгновенно уменьшиться до равновесного значения. Процесс рассасывания длится до момента времени t_4 , а обратный ток при этом является большим и неизменным по величине. По мере уменьшения концентрации неосновных носителей около перехода обратный ток начинает уменьшаться со временем и за интервал времени t_4, t_5 уменьшается до стационарного значения $I_{обр}$.

В момент t_5 заканчивается восстановление обратного сопротивления диода, поэтому отрезок времени $t_5 - t_3 = t_{вос}$ называется *временем восстановления*.

Процесс рассасывания накопленных носителей происходит значительно медленнее процесса их накопления, поэтому именно процесс рассасывания определяет инерционные свойства импульсных диодов при большом уровне инжекции.

1.3.4. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ И ТИПЫ ИМПУЛЬСНЫХ ДИОДОВ

Из рассмотрения переходных процессов в импульсных диодах следует, что наибольшее влияние на их быстродействие оказывают эффект накопления и рассасывания заряда вблизи p - n -перехода и перезаряд барьерной ёмкости. Снижение величины барьерной ёмкости в импульсных диодах достигается уменьшением площади p - n -перехода или увеличением его толщины, а ослабление эффекта накопления и рассасывания носите-

лей – уменьшением времени жизни неосновных носителей заряда, инжектированных в область базы диода. Реализация этих путей привела к появлению множества конструктивных разновидностей импульсных диодов. Рассмотрим наиболее характерные из них.

Мезадиоды. Основой мезадиода (рис. 15) является пластина l исходного полупроводника, например p^+ – типа, имеющая омический контакт с электродом (анодом). Путём диффузии донорной примеси в этой пластине на некоторой глубине создаётся p - n -переход 3 .

Для уменьшения площади перехода часть пластины с донорной примесью, включая p - n -переход (на рис. 15 показана штриховой линией), удаляется электролитическим или химическим травлением. Оставшаяся часть пластины по внешнему виду напоминает стол, откуда и произошло название диода (от исп. *mesa* – стол). Путём формирования такой структуры добиваются минимальных размеров перехода (диаметр не более 70...200 мкм) и, следовательно, малых значений барьерной ёмкости ($C_{бар} \leq 10$ пФ). Кроме того, у мезадиодов объём базы резко уменьшен, поэтому уменьшается количество заряда, накапливаемого в базе за время прямого включения, и, следовательно, уменьшается время восстановления, равное времени рассасывания этого заряда при обратном включении диода ($t_{вос} = 10...50$ нс при $I_{пр}$ до 500 мА и $U_{обр}$ до 100 В). С целью уменьшения времени жизни неравновесных носителей заряда часто осуществляется диффузия в p - и n -области кристалла атомов золота. При этом в запрещённой зоне образуются дополнительные разрешенные уровни энергии, существование которых облегчает рекомбинацию неравновесных носителей заряда. Это позволяет уменьшить $t_{вос}$ до 1 нс.

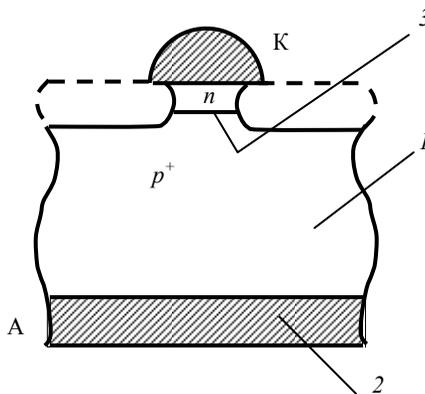


Рис. 15. Структура мезадиода

Диоды с накоплением заряда (ДНЗ). В таких диодах для ускорения вывода неосновных носителей из базы, т.е. для уменьшения $t_{\text{вос}}$ осуществляют неравномерное легирование базы примесью (рис. 16). Если концентрация примеси увеличивается по мере удаления от перехода в область базы (рис. 16, б), то заряд ионов примеси вблизи перехода будет небольшим, а вдали от перехода максимальным (на рис. 16, а заряды доноров показаны квадратиками). Подвижные же носители, образуемые в результате ионизации атомов доноров, – электроны – из-за наличия градиента концентрации будут перемещаться к переходу, оголяя ионы доноров (рис. 16, а – электроны изображены чёрточками).

В итоге электрическая нейтральность различных областей базы нарушается и возникает внутреннее поле, вектор напряжённости которого $E_{\text{вн}}$ направлен от периферии базы к p - n -переходу. Это поле в открытом состоянии диода оттесняет избыточные неосновные носители – дырки – к переходу, формируя более компактное их распределение вблизи перехода (рис. 16, б). Для сравнения на рис. 16, б штриховой линией показано распределение избыточных неосновных носителей при равномерном легировании базы. В установившемся режиме оттеснение избыточных дырок к переходу не играет существенной роли, но при переключении диода с прямого направления на обратное происходит быстрое удаление накопленных дырок из базы в эмиттер полем обратносмещённого перехода. Понятно, что чем ближе находятся дырки к переходу, тем быстрее они попадут в область действия его поля и экстрагируются в эмиттер. В ДНЗ удаётся уменьшить время рассасывания до нескольких десятков наносекунд.

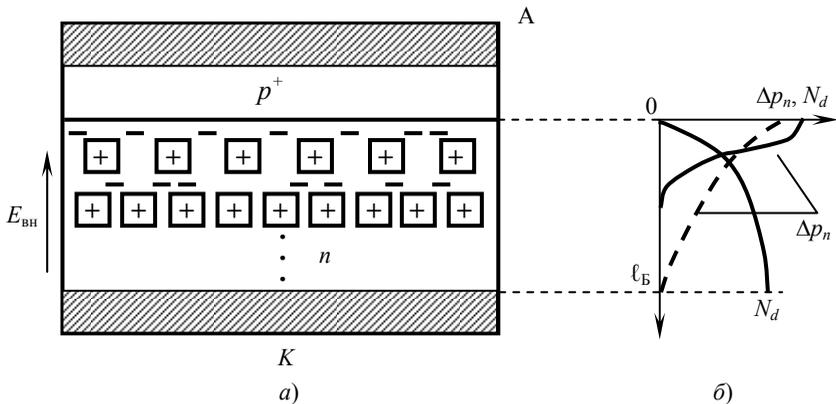


Рис. 16. Диоды с накоплением заряда:
 а – структура; б – распределение концентрации примеси в базе и неравновесной концентрации неосновных носителей

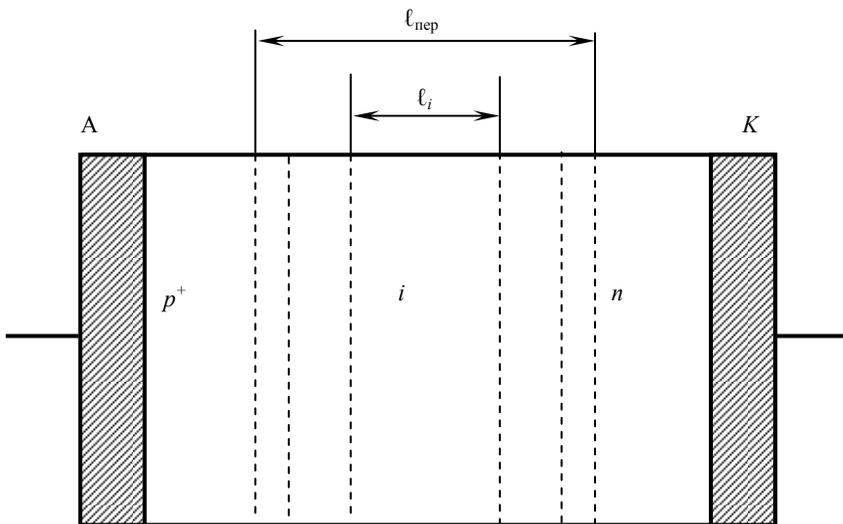


Рис. 17. Структура *p-i-n*-диода

Для повышения быстродействия иногда сочетают метод, используемый в ДНЗ, с методом формирования мезаструктуры.

Диоды с p-i-n-структурой. Особенностью *p-i-n*-диодов является наличие в их структуре высокоомного слоя собственной проводимости (*i* – слой) (рис. 17).

При такой структуре толщина перехода $l_{\text{пер}}$ определяется толщиной высокоомного *i*-слоя и может в сотни раз превышать толщину *p-n*-перехода. Следовательно, согласно выражению (17) при одинаковой с *p-n*-переходом площади, *p-i-n*-структура будет иметь в сотни раз меньшую барьерную ёмкость. На практике у *p-i-n*-диодов $C_{\text{бар}}$ – единицы пикофарад и менее. Кроме того, у таких диодов величина $l_{\text{пер}}$, а следовательно, и $C_{\text{бар}}$ слабо зависят от величины приложенного напряжения. Это обуславливает использование *p-i-n*-диодов в управляемых аттенуаторах и переключателях сигналов СВЧ диапазона. Для таких диодов характерно $t_{\text{вос}}$ порядка единиц наносекунд.

Диоды с барьером Шоттки. Барьер Шоттки упоминался при рассмотрении точечных бесформовочных диодов (рис. 11). Как было отмечено, их особенностью является сверхмалая площадь перехода и, соответственно, минимальная величина барьерной ёмкости.

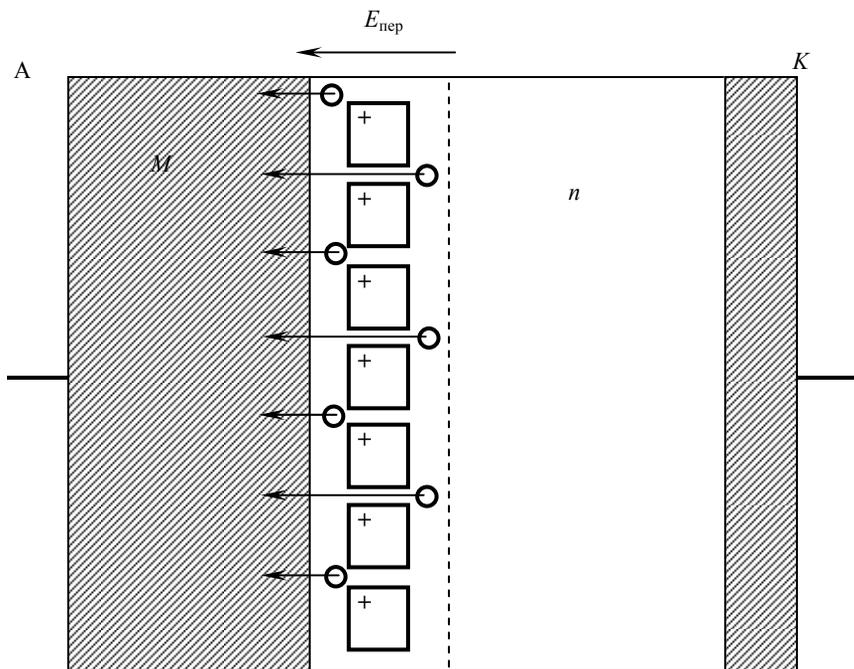


Рис. 18. Структура диода Шоттки

Однако у перехода металл – проводник (барьера Шоттки) есть особенность, которая позволяет на его основе получить импульсные диоды с рекордным быстродействием ($t_{\text{вос}} \approx 0$). Рассмотрим эту особенность. На рисунке 18 изображена структура диода Шоттки.

Если в контактной паре металл – n -полупроводник работа выхода металла больше работы выхода полупроводника ($A_{\text{м}} > A_{\text{п}}$), то электроны полупроводника переходят в металл, и ионы доноров в полупроводнике оголяются. Образуется выпрямляющий переход, внутреннее поле которого направлено от полупроводника к металлу, следовательно, этот переход является потенциальным барьером для электронов полупроводника. При прямом смещении такого перехода потенциальный барьер снижается и прямой ток протекает в результате перехода электронов из полупроводника в металл. Так как в металле дырки отсутствуют, то встречного потока дырок нет, а следовательно, в базе n -типа неосновные носители не накапливаются и не требуется время для их рассасывания при переключении диода на обратное смещение (здесь базой названа область структуры с большим сопротивлением).

1.4. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ДИОДЫ

1.4.1. ВАРИКАПЫ

К специальным диодам (диодам специального назначения) относятся полупроводниковые диоды, в которых используются различные специфические свойства p - n -переходов, но не основное их свойство – однонаправленная проводимость.

Варикап – это полупроводниковый диод, действие которого основано на использовании зависимости барьерной ёмкости от обратного напряжения и который предназначен для применения в качестве элемента с электрически управляемой ёмкостью.

Как было показано в п. 1.3.1, диод обладает барьерной и диффузионной ёмкостями. В качестве варикапов используются только диоды при обратном постоянном смещении, когда появляется только барьерная ёмкость. Диффузионная ёмкость, которая проявляется при прямом смещении диода, хотя и больше барьерной по величине (см. рис. 8), но в качестве электрически управляемой ёмкости неприемлема из-за больших потерь мощности, связанных с протеканием большого прямого тока через диод.

На рисунке 19 приведено условное графическое обозначение варикапа, а также показана *основная его характеристика – вольт-фарадная*. В общем случае она описывается выражением

$$C_{\text{бар}} \approx \frac{S_{p-n} k}{(\varphi_k + |U|)^n},$$

где k – постоянный коэффициент; $n = 1/2$ в случае резкого p - n -перехода и $n = 1/3$ в случае плавного перехода.

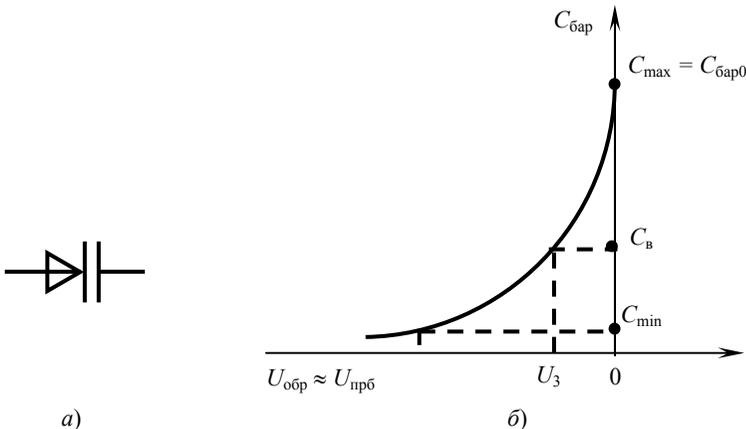


Рис. 19. Условное графическое обозначение (а) и вольт-фарадная характеристика (б) варикапа

Основные параметры варикапов

Ёмкость варикапа C_B – ёмкость, измеренная между выводами варикапа при заданном обратном напряжении U_3 (см. рис. 19, б). Для различных варикапов ёмкость может быть от нескольких единиц до нескольких сотен пикофард. Обычно $C_B = 0,5(C_{\max} - C_{\min})$, где $C_{\max} = C_{\text{бар}0}$ максимальная ёмкость варикапа при $U = 0$; C_{\min} – минимальная ёмкость варикапа, ограничиваемая напряжением пробоя.

Коэффициент перекрытия по ёмкости k_c – отношение ёмкостей варикапа при двух заданных значениях обратных напряжений. Обычно $k_c = C_{\max} / C_{\min}$ и равняется нескольким единицам.

Добротность варикапа Q_B – отношение его реактивного сопротивления на заданной частоте переменного сигнала к полному сопротивлению потерь при заданном значении ёмкости или обратного напряжения.

С учётом особенностей работы варикапа, эквивалентная схема (рис. 6) примет вид, изображённый на рис. 20, а. В неё включены: R_{Π} – сопротивление потерь; дифференциальное сопротивление обратно-смещённого p - n -перехода R_{p-n} ; барьерная ёмкость $C_{\text{бар}}$.

На низких частотах реактивное сопротивление варикапа $X_c = \frac{1}{(\omega C_{\text{бар}})}$ велико $X_c \gg R_{\Pi}$, поэтому сопротивлением R_{Π} в эквивалентной схеме можно пренебречь.

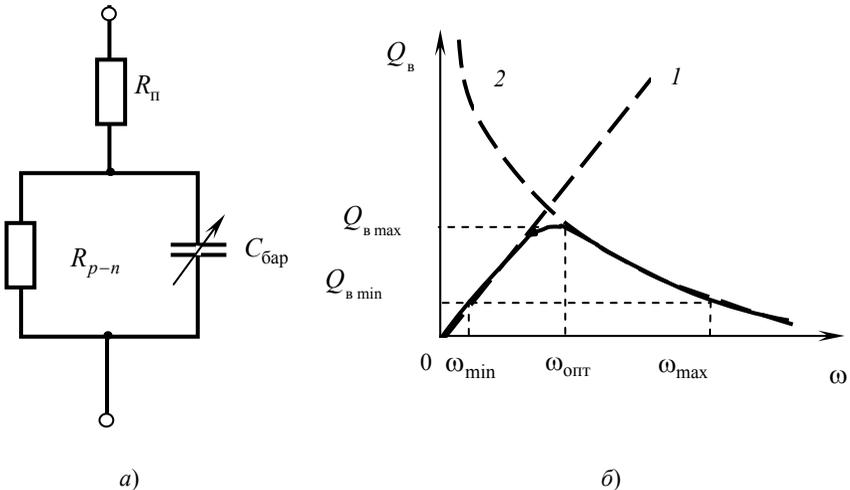


Рис. 20. Эквивалентная схема варикапа (а), зависимость добротности варикапа от частоты (б)

В этом случае добротность варикапа есть добротность конденсатора, шунтированного сопротивлением, и определяется выражением $Q_v \approx \omega C_{\text{бар}} R_{\text{диф } p-n}$. На рисунке 20, б этой зависимости соответствует штриховая прямая 1. На высоких частотах $X_c \ll R_{p-n}$, поэтому шунтирующим действием R_{p-n} можно пренебречь. В этом случае добротность варикапа есть добротность конденсатора с последовательно включённым сопротивлением R_{Π} , которая определяется выражением $Q_v = \frac{1}{(\omega C_{\text{бар}} R_{\Pi})}$.

На рисунке 20, б этой зависимости соответствует штриховая кривая. Таким образом, как видно из рис. 20, б, добротность варикапа зависит от частоты, достигая максимального значения на оптимальной частоте, определяемой из приближённого соотношения

$$\omega_{\text{опт}} = \frac{1}{C_{\text{бар}}} (R_{\Pi} R_{\text{диф } p-n})^{-1/2}.$$

Применение варикапов. Варикапы широко используются в схемах автоматической подстройки частоты, частотной и фазовой модуляции, в схемах параметрических усилителей и генераторов (*параметроны*), в схемах умножителей частоты (*варакторы*).

1.4.2. СТАБИЛИТРОНЫ И СТАБИСТОРЫ

Полупроводниковым стабилитроном называется полупроводниковый диод, в котором используется режим электрического пробоя для стабилизации напряжения (участок 4 ВАХ диода, рис. 2). Такие стабилитроны выгодно отличаются от газоразрядных стабилитронов не только малыми размерами, механической прочностью и долговечностью, но также большим быстродействием, отсутствием напряжения зажигания, превышающего напряжение стабилизации, и возможностью стабилизации низких напряжений (от единиц вольт и выше).

Наиболее подходящим материалом для изготовления стабилитронов является кремний, так как он обладает повышенной устойчивостью к тепловому пробую по сравнению с германием (из-за большей ширины запрещённой зоны).

Вольт-амперная характеристика кремниевого стабилитрона изображена на рис. 21. Так как напряжение пробоя $U_{\text{прб}}$ зависит от удельного сопротивления полупроводниковых областей кристалла, то, применяя кристаллы с различной концентрацией примесей, можно изготовить стабилитроны с различным $U_{\text{прб}}$. При большой концентрации примесей

$N \approx 10^{17} \text{ см}^{-3}$ образуются тонкие переходы с $U_{\text{прб}} \leq 6 \text{ В}$, причём преобладает туннельный пробой. При средней концентрации примеси ($N \approx 10^{16} \text{ см}^{-3}$) $U_{\text{прб}} = 5 \dots 7 \text{ В}$ и наряду с туннельным развивается лавинный пробой. При низкой концентрации примесей $N \leq 10^{15} \text{ см}^{-3}$ образуются относительно широкие переходы, в которых способен развиваться лишь лавинный пробой с $U_{\text{прб}} > 7 \text{ В}$.

Для кремниевых диодов характерным является резкий излом и крутой участок прямой ветви ВАХ, который также можно использовать для стабилизации напряжения (рис. 21). Такой прибор способен стабилизировать напряжение, близкое по величине к $\phi_{\text{к}}$ (обычно не более $1 \dots 1,3 \text{ В}$), и называется *стабистором*.

Основные параметры стабилитронов и стабисторов

Напряжение стабилизации $U_{\text{ст}}$ – значение напряжения на стабилитроне при протекании заданного тока стабилитрона $I_{\text{ст.з}}$. Обычно $I_{\text{ст.з}} = I_{\text{ст.ср}}$ – среднему значению тока из диапазона возможных его значений (см. ниже). Так как участок пробоя почти параллелен оси тока, то можно считать, что $U_{\text{ст}} \approx U_{\text{прб}}$ (рис. 21). Промышленностью выпускаются стабилитроны с $U_{\text{ст}} = 3 \dots 400 \text{ В}$.

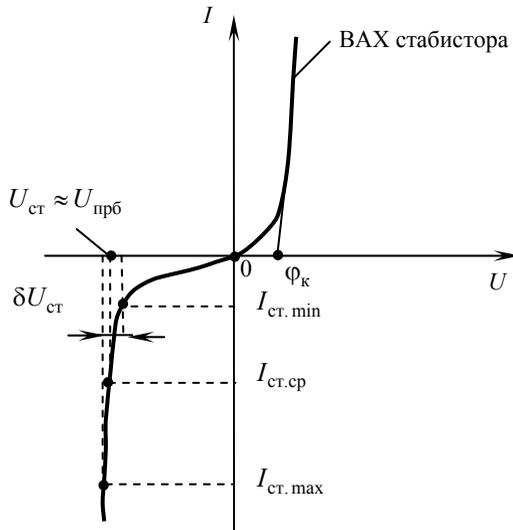


Рис. 21. ВАХ стабилитрона и стабистора

Минимальный ток стабилизатора $I_{\text{ст. min}}$ – ток, который определяется гарантированной устойчивостью состояния электрического пробоя *p-n*-перехода.

Максимальный ток стабилизатора $I_{\text{ст. max}}$ – ток, который определяется максимально допустимой мощностью рассеяния $P_{\text{рас. max}}$.

Средний ток стабилизатора $I_{\text{ст. ср}} = 0,5 (I_{\text{ст. min}} + I_{\text{ст. max}})$.

Диапазон изменения тока на участке стабилизации

$$\Delta I_{\text{ст}} = I_{\text{ст. max}} - I_{\text{ст. min}}.$$

Дифференциальное сопротивление R_i , величина его для различных приборов может колебаться в широких пределах: от десятых долей до сотен Ом. Чем меньше R_i , тем меньше *рабочий разброс напряжения стабилизации* $\delta U_{\text{ст}}$.

Статическое сопротивление – $R_{\text{ст}} = U_{\text{ст}} / I_{\text{ст. ср}}$.

Добротность стабилизатора – $Q_{\text{ст}} = R_{\text{ст}} / R_i$. Чем больше $Q_{\text{ст}}$, тем лучше стабилизирующее действие прибора.

Температурный коэффициент напряжения стабилизации (ТКН)

$$\alpha_{\text{ст}} = \frac{1}{U_{\text{ст}}} \frac{dU_{\text{ст}}}{dT}.$$

показывает относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры на один градус.

Применение стабилизаторов и стабилитронов. При использовании стабилитронов и стабилитронов для стабилизации напряжения их включают параллельно нагрузке R_n (рис. 22, а), причём стабилитроны – в обратном включении, а стабилитроны – в прямом. На рисунке 22, а приведено условное графическое обозначение стабилитронов и стабилитронов. Напряжение на нагрузке $U_n = U_{\text{ст}}$ должно быть стабилизированным.

Для анализа работы стабилитрона в электрической схеме необходимо определить положение рабочей точки на его ВАХ. Рабочая точка определяется пересечением статической ВАХ, характеризующей сам прибор (стабилитрон), с динамической характеристикой (нагрузочной прямой), характеризующей внешнюю по отношению к прибору цепь.

Уравнение для нагрузочной прямой получим, записав второй закон Кирхгофа для схемы рис. 22, а:

$$E = (I_{\text{ст}} + I_{\text{н}})R_{\text{ог}} + U_{\text{ст}}; \quad (20)$$

$$E = \left(\frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{г}}} + \frac{U_{\text{ст}}}{R_{\text{н}}} \right) R_{\text{ог}} + U_{\text{ст}}, \quad (21)$$

где $I_{\text{ст}}$ – ток, протекающий через стабилитрон в режиме пробоя; $I_{\text{н}}$ – ток нагрузки.

Выражая из (20) ток стабилитрона $I_{\text{ст}}$, получим уравнение нагрузочной прямой

$$I_{\text{ст}} = \frac{E}{R_{\text{ог}}} - U_{\text{ст}} \left(\frac{R_{\text{н}} + R_{\text{ог}}}{R_{\text{н}} R_{\text{ог}}} \right). \quad (22)$$

Рассмотрим два случая, имеющих практическое значение:

- 1) нестабильный источник питания E ;
- 2) нестабильное сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$.

В обоих этих случаях стабилитрон должен обеспечить стабильное напряжение на нагрузке $U_{\text{н}} \approx U_{\text{ст}}$.

1. Пусть сопротивление нагрузки является стабильным $R_{\text{н}} = \text{const}$, а напряжение источника во время работы может изменяться самопроизвольно в обе стороны относительно значения E в пределах интервала нестабильности ΔE . В этом случае нагрузочная прямая будет перемещаться параллельно самой себе в пределах незаштрихованного участка (рис. 22, б).

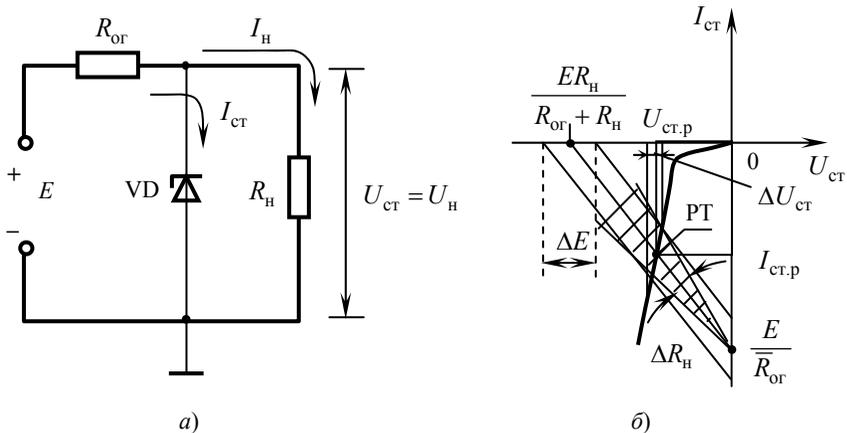


Рис. 22. Схема включения стабилитрона в рабочем режиме (а); ВАХ стабилитрона в рабочем режиме (б)

Напряжение на стабилитроне $U_{\text{ст}} = U_{\text{н}}$ при этом будет изменяться весьма незначительно на величину $\Delta U_{\text{ст}}$:

$$\Delta U_{\text{ст}} = \Delta E / \left(1 + \frac{R_{\text{ор}}}{R_{\text{н}}} + \frac{R_{\text{ор}}}{R_i} \right). \quad (23)$$

Из (23) видно, что чем больше отношение $R_{\text{ор}}/R_i$, т.е. чем круче идёт ВАХ стабилитрона (меньше R_i), тем меньше $\Delta U_{\text{ст}}$ и тем больше эффект стабилизации. Необходимо заметить, что увеличение этого отношения за счёт увеличения $R_{\text{ор}}$ нецелесообразно, так как при этом увеличивается мощность, непроеизводительно рассеиваемая на резисторе $R_{\text{ор}}$.

Пусть напряжение источника стабильное $E = \text{const}$, а сопротивление нагрузки может отклоняться от величины $R_{\text{н}}$ в пределах $\Delta R_{\text{н}}$. В этом случае нагрузочная прямая может перемещаться в пределах заштрихованного сектора (положение точки пересечения нагрузочной прямой с осью тока, где $I_{\text{ст}} = E/R_{\text{ор}}$ не зависит от величины $R_{\text{н}}$). Из рисунка 22, б видно, что и в этом случае изменение напряжения на стабилитроне $\Delta U_{\text{ст}}$ весьма мало. Из (21) при условии $E = \text{const}$ можно получить

$$R_{\text{ор}} \left(\frac{\Delta U_{\text{ст}}}{R_i} + \frac{\Delta U_{\text{ст}}}{\Delta R_{\text{н}}} \right) + U_{\text{ст}} = 0,$$

из которого, обозначив $\Delta I_{\text{н}} = \Delta U_{\text{ст}}/\Delta R_{\text{н}}$, получим

$$\Delta U_{\text{ст}} = -R_{\text{ор}} \Delta I_{\text{н}} / (1 + R_{\text{ор}}/R_i).$$

Отсюда можно видеть, что, как и в первом случае, эффект стабилизации проявляется тем сильнее, чем больше отношение $R_{\text{ор}}/R_i$.

В заключение отметим, что применение стабистора не имеет особенностей по сравнению со стабилитроном, за исключением прямого включения стабистора в схему стабилизации.

1.4.3. ТУННЕЛЬНЫЕ И ОБРАЩЁННЫЕ ДИОДЫ

Туннельные диоды – это полупроводниковые диоды, у которых протекание обратного тока и прямого тока при малых значениях прямого напряжения обусловлено туннельным эффектом.

Из курса физики известно, что *туннельным эффектом* называется аномальное преодоление частицей потенциального барьера, обусловленное волновыми свойствами частицы.

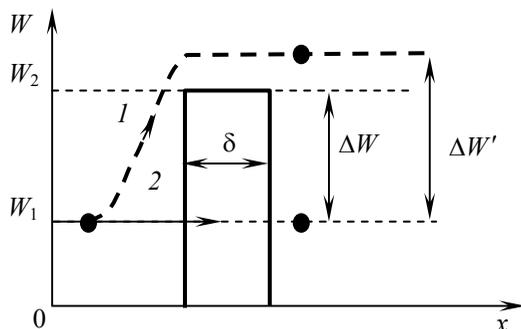


Рис. 23. Туннелирование частицы через потенциальный барьер

Обычно для преодоления частицей потенциального барьера высотой $\Delta W = W_2 - W_1$ (рис. 23) необходимо сообщить ей порцию энергии $\Delta W' \geq \Delta W$. Однако с учётом волновых свойств частицы можно утверждать, что с вероятностью, большей нуля, частица способна преодолеть потенциальный барьер, не изменяя своё энергетическое состояние (путь 2 на рис. 23). При этом частица проходит сквозь потенциальный барьер – туннелирует. Туннелирование возможно лишь при выполнении двух условий:

1) ширина потенциального барьера δ должна быть соизмеримой с длиной волны частицы $\lambda \approx \delta$ и чем сильнее выполняется неравенство $\delta < \lambda$, тем больше вероятность туннелирования (в противном случае, при $\delta > \lambda$ вероятность туннелирования мала настолько, что её можно не учитывать);

2) энергетический уровень частицы W_1 по ту сторону потенциального барьера должен быть свободным, иначе вероятность туннелирования равна нулю.

Так как в полупроводниковом диоде потенциальным барьером для основных носителей является *p-n*-переход, то для выполнения первого условия туннелирования необходимо получить тонкий переход.

Поэтому у реальных туннельных диодов эти концентрации достигают величины порядка $10^{19} \dots 10^{20} \text{ см}^{-3}$, при этом ширина перехода уменьшается до $0,005 \dots 0,02 \text{ мкм}$. При таких высоких концентрациях примесей полупроводник становится *вырожденным*, превращаясь в полуметалл. Энергетические уровни примесных атомов у вырожденных полупроводников в отличие от невырожденных перестают быть дискретными и расщепляются в энергетические зоны, которые в полупроводнике *n*-типа сливаются с зоной проводимости, а в полупроводнике *p*-типа – с валентной зоной. В результате уровень Ферми располагается не в запрещённой зоне,

а смещается в зону проводимости у n -полупроводников и в валентную зону – у p -полупроводников (рис. 24, а и б). Энергетическая диаграмма p - n -перехода, образованного в вырожденном полупроводнике, в равновесном состоянии будет иметь вид, изображённый на рис. 24, в. Здесь уровень Ферми одинаков для всего кристалла. Для простоты рассуждений будем полагать, что все разрешённые энергетические уровни, расположенные ниже уровня Ферми, заняты (на рис. 24, в они заштрихованы), а расположенные выше него – свободны.

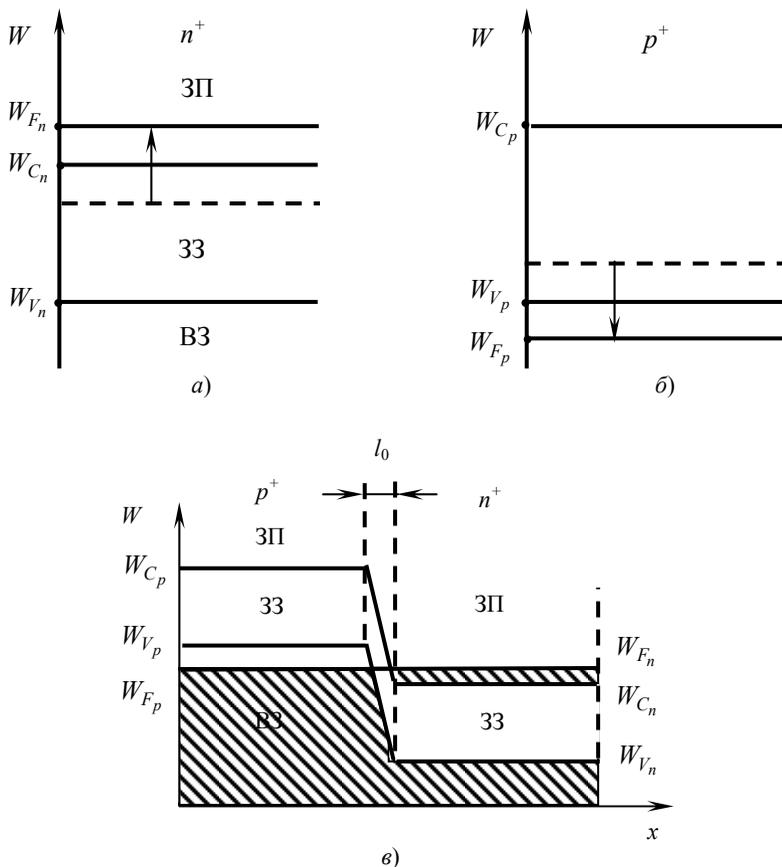


Рис. 24. Энергетические диаграммы вырожденных полупроводников:
 а – положение уровня Ферми в вырожденном n -полупроводнике;
 б – положение уровня Ферми в вырожденном p -полупроводнике;
 в – энергетическая диаграмма перехода туннельного диода
 в равновесном состоянии

Из рисунка 24, в видно, что в равновесном состоянии (внешнее напряжение $U = 0$), несмотря на то, что переход очень тонкий, туннелирование частиц через переход невозможно из-за невыполнения второго условия. Туннельный ток будет равен нулю, а на ВАХ туннельного диода (рис. 25) этому состоянию соответствует точка, совпадающая с началом координат.

При обратном смещении туннельного диода потенциальный барьер p - n -перехода увеличится ($\varphi_0 = \varphi_k + |U|$), что будет соответствовать смещению энергетической диаграммы n -области на рис. 24, в вниз по отношению к диаграмме p -области. Напротив заполненных уровней ВЗ p -области окажутся свободные уровни ЗП n -области, следовательно, для валентных электронов p -области начнёт выполняться второе условие туннелирования. Туннелируя в n -область, эти электроны создадут обратный туннельный ток $I_{mобр}$, который будет тем больше, чем больше обратное напряжение и чем больше область перекрытия занятых уровней ВЗ p -области и свободных уровней n -области. Кроме обратного туннельного тока при обратном смещении перехода протекает обратный тепловой ток I_0 , обусловленный процессом экстракции неосновных носителей. Результирующий обратный ток диода будет равен сумме $I_{обр} = I_{mобр} + I_0$, основной вклад в которую вносит большой туннельный ток. Таким образом, при обратном смещении в туннельном диоде фактически сразу же наступает туннельный пробой.

При прямом смещении потенциальный барьер уменьшится ($\varphi_0 = \varphi_k - U$), что будет соответствовать смещению энергетической диаграммы n -области вверх по отношению к диаграмме p -области. Напротив заполненных уровней ЗП n -области окажутся свободные уровни ВЗ p -области. Возникает прямой туннельный ток $I_{mпр}$ за счёт туннелирования электронов из ЗП n -области на свободные уровни ВЗ p -области. Кроме туннельного тока, появится обычный прямой ток инжекции $I_{инж}$, который, однако, весьма мал при небольшом прямом напряжении. С увеличением напряжения область перекрытия ЗП n -области и ВЗ p -области увеличивается, что вызывает резкое увеличение туннельного тока, который достигает максимального значения тогда, когда все занятые электронами уровни ЗП n -области окажутся напротив свободных уровней ВЗ p -области.

Результирующий ток, равный сумме $I_{пр} = I_{mпр} + I_{инж}$, также достигнет максимального значения (точка 1 на рис. 25).

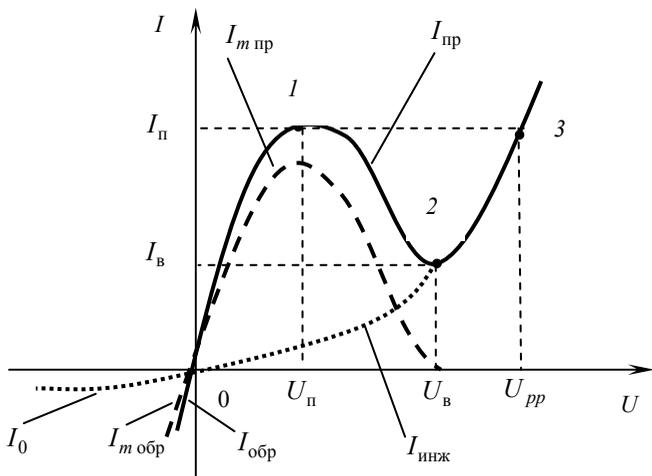


Рис. 25. Вольтамперная характеристика туннельного диода

Дальнейшее увеличение прямого напряжения приводит к тому, что часть занятых электронами уровней ЗП n -области окажется напротив ЗЗ p -области. Так как в ЗЗ нет разрешённых энергетических уровней, то вероятность туннелирования уменьшится и, следовательно, уменьшится туннельный ток. Этот ток станет равным нулю тогда, когда все занятые уровни ЗП n -области окажутся напротив ЗЗ p -области. Результирующий ток при этом имеет минимальное значение, соответствующее точке 2 на рис. 25. При дальнейшем увеличении прямого напряжения потенциальный барьер уменьшается значительно, что приводит к появлению большого тока инжекции, как и в обычном полупроводниковом диоде (участок характеристики, лежащий правее точки 2 на рис. 25).

Таким образом, *отличительной чертой ВАХ туннельного диода является её N-образный вид* и наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Причём ВАХ состоит из двух частей: *туннельной* (левее точки 2), обусловленной в основном туннельным током, и *диффузионной* (правее точки 2), обусловленной процессом инжекции.

Наличие отрицательного дифференциального сопротивления, а также тот факт, что туннелирование электронов сквозь потенциальный барьер перехода происходит в чрезвычайно малые промежутки времени ($10^{-3} \dots 10^{-5}$ нс), обусловили две основные области применения туннельных диодов:

- 1) схемы усиления и генерирования СВЧ-колебаний;
- 2) быстродействующие ключевые схемы.

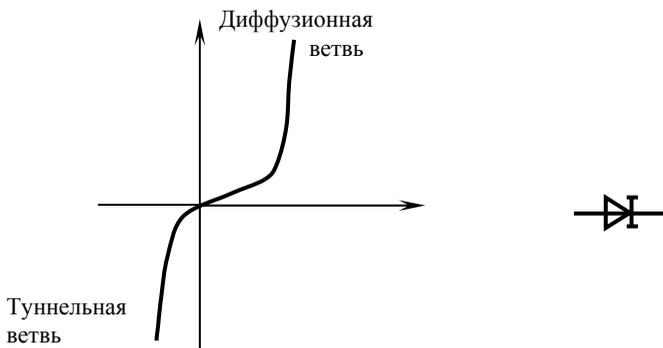


Рис. 26. ВАХ обращённого диода (а); условное графическое обозначение (б)

Обращённые диоды. Обращённый диод является вариантом туннельного диода с уменьшенной концентрацией примесей в p - и n -областях $N_a \approx N_d \approx 10^{-18} \text{ см}^{-3}$. Уменьшение концентрации примесей приводит к тому, что при прямом смещении туннельный эффект практически отсутствует и протекает лишь диффузионный ток инжекции, как у обычных диодов (рис. 26, а). Зато при обратном смещении туннельный эффект сохраняется и туннельный ток является определяющим. Из рисунка 26, а видно, что этот прибор обладает ярко выраженной нелинейностью характеристики и может быть использован в качестве выпрямляющего элемента. При этом туннельная ветвь выполняет функцию прямой ветви, а диффузионная ветвь при малых значениях U — функцию обратной ветви. Так как по сравнению с обычным выпрямительным диодом такой диод обеспечивает выпрямление тока обратного направления, он был назван обращённым. Подобные диоды используются в качестве детекторных и смесительных на более высоких частотах, нежели обычные СВЧ-диоды. Это объясняется тем, что для туннельной ветви сохраняется такое достоинство туннельных диодов, как высокое быстродействие, как впрочем и другое достоинство — хорошая термо- и радиационная устойчивость. Кроме того, благодаря более высокой степени нелинейности ВАХ по сравнению с обычными диодами обращённые диоды в качестве детекторных имеют больший коэффициент выпрямления. Условное графическое обозначение обращённых диодов приведено на рис. 26, б.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

1. Величиной какого параметра диода ограничивается значение выпрямляемого диодом напряжения?
2. Объясните, какой участок прямой ветви ВАХ выпрямительного диода рабочий и почему?
3. Почему в качестве стабилитронов используют кремниевые диоды?
4. При каких условиях обращенный диод можно использовать в качестве выпрямляющего?
5. Чем отличаются ВАХ германиевого и кремниевого диодов и почему?
6. Как влияет температура на ВАХ полупроводникового диода?
7. Какой участок ВАХ стабилитрона является рабочим и почему?
8. Какой вид пробоя используется в стабилитроне?
9. Какова основная особенность высокочастотных диодов?
10. Почему ВАХ туннельного диода имеет участок с отрицательным дифференциальным сопротивлением?

2. ТРАНЗИСТОРЫ

2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистором (от английских слов *transfer of resistor* – преобразователь сопротивления) называется полупроводниковый электропреобразовательный прибор с одним или несколькими *p-n*-переходами, имеющий три и более внешних выводов и предназначенный для усиления, генерирования и преобразования электрических сигналов.

По типу носителей заряда, обеспечивающих протекание тока, транзисторы делятся на две большие группы – *биполярные* и *униполярные (полевые)*. В биполярных транзисторах ток протекает за счёт носителей обоих знаков (электронов и дырок), а в полевых – за счёт носителей одного знака.

По функциональному назначению транзисторы подразделяются на *усилительные, генераторные, переключательные, импульсные, универсальные* и др. Каждая из этих групп характеризуется специфической системой параметров, которые определяют область их применения.

Для практического применения удобно классифицировать транзисторы по диапазону рабочих частот и предельно допустимой мощности рассеяния.

По диапазону рабочих частот различают *низкочастотные* (менее 30 МГц), *высокочастотные* (от 30 МГц до 0,3 ГГц) и *СВЧ-транзисторы* (более 0,3 ГГц).

По значению предельно допустимой мощности рассеяния транзисторы бывают *маломощными* (менее одного ватта) и *мощными* (более одного ватта).

По основному материалу полупроводника различают германиевые, кремниевые и арсенид-галлиевые транзисторы.

По технологии изготовления транзисторы бывают *сплавными, микросплавными, диффузионными, эпитаксиальными, планарными, мезопланарными* и др.

2.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

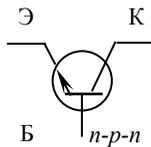
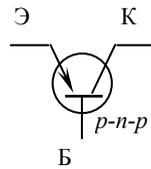
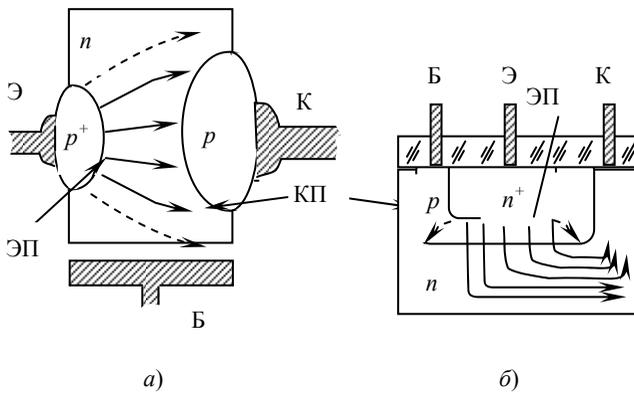
2.2.1. УСТРОЙСТВО И ПРИНЦИП РАБОТЫ

Биполярным транзистором называется полупроводниковый прибор с двумя *взаимодействующими p-n*-переходами и тремя выводами.

Основу биполярного транзистора составляет транзисторная структура с двумя взаимодействующими *p-n*-переходами. В качестве примера

рассмотрим устройство двух наиболее типичных транзисторных структур: сплавного транзистора (рис. 27, а) и планарного транзистора (рис. 27, б).

Основанием *сплавного транзистора* служит пластина полупроводника, например *n*-кремния. Эта область называется *базой* (Б) транзистора. С двух сторон в базу впаляют таблетки индия, которые образуют области с дырочной проводимостью – это *эмиттер* (Э) и *коллектор* (К). На границе этих областей с базовой областью возникают *p-n-переходы*: эмиттерный (ЭП) и коллекторный (КП). К базе, эмиттеру и коллектору припаиваются металлические выводы. В зависимости от чередования типов проводимостей областей различают *p-n-p*- и *n-p-n*-транзисторы (их условные графические обозначения приведены на рис. 27, в).



в)

Рис. 27. Устройство сплавного (а) и планарного (б) транзисторов, условные графические обозначения биполярных транзисторов (в)

Через эмиттерный переход осуществляется инжекция носителей из эмиттера в базу (дырок в $p-n-p$ -транзисторе и электронов в $n-p-n$). Следовательно, основная функция эмиттера – испускание (осуществление эмиссии) носителей, т.е. он является аналогом катода в электронных лампах. По этой причине в $p-n-p$ -транзисторах эмиттерную область сильнее легируют по сравнению с базовой, что обеспечивает преобладание процесса инжекции дырок из эмиттера в базу над процессом инжекции электронов из базы в эмиттер.

Функция коллектора – уловить (собрать) как можно большее число носителей, инжектированных из эмиттера (отсюда название коллектора от англ. *collector* – собирать). Следовательно, коллектор является аналогом анода в электронных лампах. Для эффективного выполнения коллектором своей функции площадь коллекторного перехода должна быть большой (в несколько раз больше площади эмиттерного перехода).

Изменяя разность электрических потенциалов между базовой и эмиттерной областями, можно управлять процессом инжекции носителей в базу, увеличивая или уменьшая их количество. Следовательно, база как бы выполняет функцию управления потоком носителей, движущихся от эмиттера к коллектору, т.е. является аналогом управляющей сетки электронных ламп.

Эффективное взаимодействие коллекторного и эмиттерного переходов в транзисторе осуществимо лишь при условии, что максимально возможная часть носителей, инжектированных из эмиттера, дойдет до коллектора. Для этого базовая область делается как можно тоньше, с учётом выполнения требования

$$l_b \ll L, \quad (24)$$

где l_b – толщина базы (расстояние между границами ЭП и КП в базовой области); L – диффузионная длина носителей, инжектированных в базу; L_p – дырок или L_n – электронов.

Выполнение неравенства (24) является *фундаментальной отличительной чертой* транзисторной структуры от любой другой трехслойной структуры типа $p-n-p$ или $n-p-n$. Если это неравенство не выполняется, то большая часть инжектированных эмиттером носителей рекомбинирует в базе и не доходит до коллектора, а переходы перестают быть взаимодействующими. По этой причине в базе выделяют активную и пассивную области. В активной области требование (24) выполняется. На рисунке 27, а эта область отмечена сплошными стрелками, указывающими пути движения носителей через базу. Попав в пассивную область, где требование (24)

не выполняется, носители рекомбинируют, не дойдя до КП. На рисунке 27, а пассивные области отмечены штриховыми стрелками. Следовательно, чем меньше места в базе занимают пассивные области, тем качественнее транзистор по конструктивному исполнению.

Основанием *планарного транзистора* (рис. 27, б) также служит пластина из *n*-кремния, однако здесь она является коллекторной областью. Методом последовательной диффузии в этой пластине вначале создаётся *p*-область базы, а затем *n*+ -область эмиттера. Отличительной особенностью планарных транзисторов является то, что все выводы располагаются с одной стороны кристалла на предварительно изолированной поверхности. Активная область базы планарного транзистора располагается между нижними участками ЭП и КП. Такие транзисторы получили наибольшее распространение в полупроводниковых интегральных микросхемах.

При сплавной технологии получения транзисторных структур образуются резкие *p-n*-переходы, а внутри полупроводниковых областей наблюдается равномерное распределение примесей. Это исключает возможность возникновения в базе внутреннего поля и дрейфового движения носителей. Носители, инжектированные в базу, достигают коллекторного перехода лишь в результате диффузии. Такие транзисторы называются *бездрейфовыми*.

При планарно-диффузионной технологии возникают плавные *p-n*-переходы и наблюдается неравномерное легирование областей кристалла, в частности базы. Это приводит к появлению в базе внутреннего электрического поля, которое вызывает дрейфовое движение носителей. Такие транзисторы называются *дрейфовыми*. Для них характерен сложный диффузионно-дрейфовый механизм переноса носителей через базу.

2.2.2. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ

При отсутствии внешних источников напряжения *p-n*-переходы транзистора находятся в равновесном состоянии.

При подключении внешних источников к выводам транзистора каждый из двух *p-n*-переходов может быть смещён либо в прямом, либо в обратном направлении. В соответствии с этим различают четыре режима работы (включения) транзистора:

1. В *активном режиме* (АР) напряжение на ЭП прямое, а на КП – обратное. Это основной усилительный режим работы транзистора.

2. *Режим насыщения* (РН) соответствует прямому включению обоих переходов.

3. Режим отсечки (РО) характеризуется обратным включением обоих переходов. Режимы насыщения и отсечки являются основными при работе транзисторов в ключевых схемах в качестве переключателей.

4. Инверсный режим (ИР) характеризуется обратным включением ЭП и прямым включением КР. Это режим – обратный по отношению к активному. Он используется крайне редко.

Физические процессы в активном режиме. Рассмотрим работу транзистора на его упрощённой плоской модели, которая представляет собой сечение транзисторной $p-n-p$ -структуры плоскостью, проходящей через активную область базы, перпендикулярно переходам (рис. 28). Примем, что переходы плоские и параллельны друг другу, концентрации примесей в эмиттере и коллекторе примерно одинаковы ($N_{aэ} \approx N_{ак}$), а концентрация примеси в базе значительно ниже ($N_{дб} \ll N_{aэ}$).

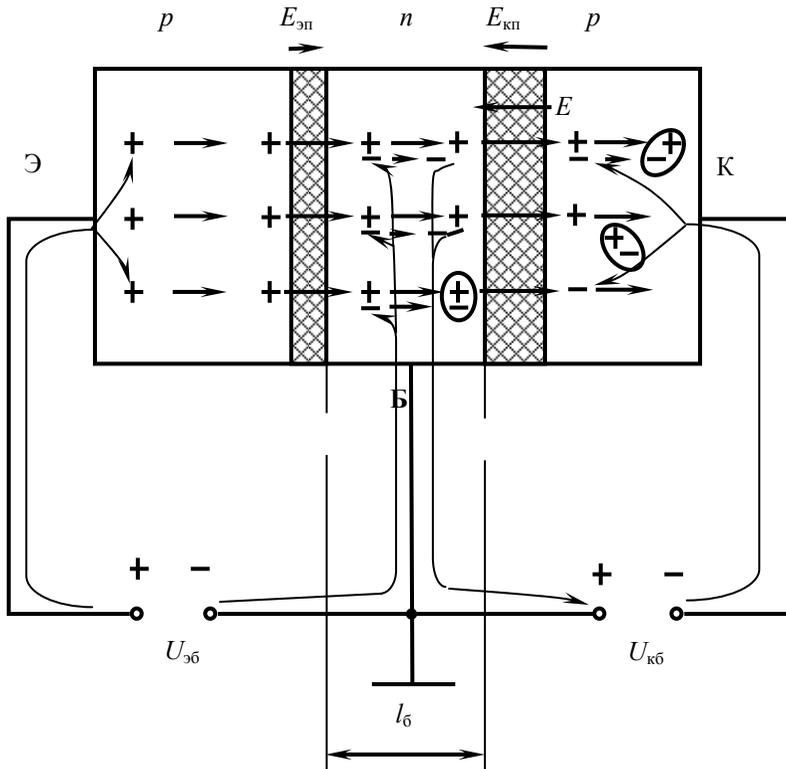


Рис. 28. Работа транзистора в активном режиме

Будем полагать, что примеси везде распределены равномерно, переходы идеально резкие, т.е. транзистор является бездрейфовым. На рисунке 28 крестиками условно показаны дырки, а чёрточками – свободные электроны.

Рассмотрим активный режим работы транзистора. При этом напряжение источника эмиттер-база $U_{эб}$ подводится плюсом к эмиттеру, а напряжение коллектор-база $U_{кб}$ подводится минусом к коллектору.

Вывод базы является общим для обоих источников и заземлен. Такое включение транзистора называется включением с *общей базой*. При этом потенциал базы равен нулю, а напряжения, прикладываемые к эмиттеру и коллектору, измеряются относительно этого нулевого уровня. Эмиттерный переход оказывается смещённым в прямом направлении и *обеспечивает процесс инжекции* дырок из эмиттера в базу и электронов – из базы в эмиттер. Так как $N_{эз} \gg N_{дб}$, то основной вклад в этот процесс вносит инжекция дырок из эмиттера, что позволяет на первом этапе рассмотрения пренебречь инжекцией электронов из базы в эмиттер.

В результате процесса инжекции дырок в базе возникает их избыточная концентрация, вызывающая нарушение электрической нейтральности базы.

Электрическая нейтральность базы восстановится очень быстро в процессе *релаксации* – компенсации избыточного заряда инжектированных дырок отрицательным зарядом электронов, поступающих в базу от минусового полюса источника $U_{эб}$.

При этом замыкается цепь тока источника $U_{эб}$ (рис. 29). Вблизи ЭП в базе возникает область повышенной концентрации дырок и электронов, т.е. в базе появляются градиенты концентрации подвижных носителей обоих знаков. Под действием градиентов концентрации возникает *диффузионное движение* дырок и электронов по направлению к коллектору (рис. 28). Так как толщина базы $l_б$ выбирается с учётом требования (24) $l_б \ll L_p$, то время жизни дырок, диффундирующих совместно с электронами к КП, оказывается значительно больше времени их движения в базе. Следовательно, *подавляющее большинство дырок* (до 99% и более), инжектированных из эмиттера, *не успевает рекомбинировать с электронами в базе*. На рисунке 28 рекомбинировавшая пара электрон-дырка обведена кружком. Вблизи КП дырки попадают в ускоряющее поле обратномещённого перехода и втягиваются этим полем в коллекторную область. Происходит *процесс экстракции* дырок из базы в коллектор.

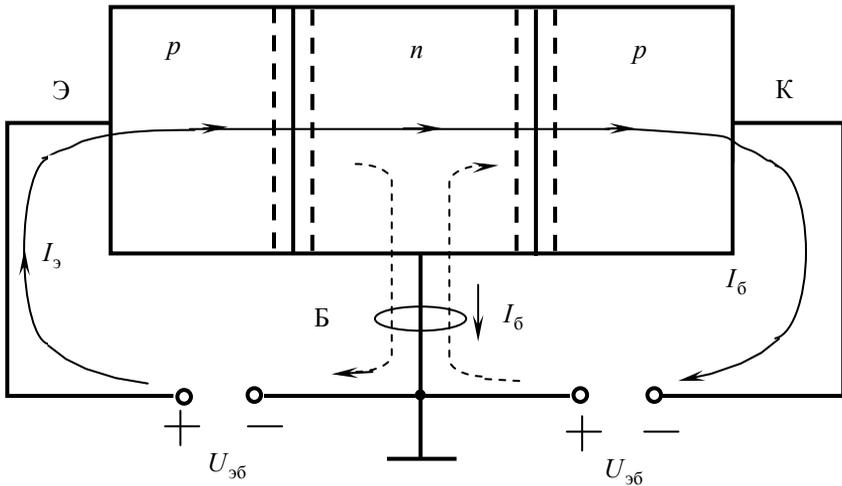


Рис. 29. Протекание сквозного тока в транзисторной структуре

В результате экстракции нарушается электрическая нейтральность в областях базы и коллектора, примыкающих к КП: в базе остаются нескомпенсированные заряды электронов, диффундировавших вместе с дырками, а в коллекторе появляется нескомпенсированный заряд дырок, экстрагированных из базы. Источник $U_{кб}$ отреагирует на это *процессом релаксации*, в результате которого «лишние» электроны из базы через базовый вывод поступают в плюсовой полюс источника, а из минусового полюса через коллекторный вывод поступают электроны, компенсирующие заряд дырок, экстрагированных в коллектор. При этом замыкается цепь тока источника $U_{кб}$ (рис. 29).

Таким образом, в активном режиме работы через транзистор протекает *сквозной ток* от эмиттера через базу к коллектору. Незначительная часть этого тока вследствие рекомбинации в толще базы ответвляется в базовый вывод.

Ток, протекающий в выводе эмиттера, называется *эмиттерным током* $I_э$, а в выводе коллектора – *коллекторным током* $I_к$. В активном режиме работы эти токи примерно равны $I_э \approx I_к$. Отличаются они весьма незначительно на величину тока в базовом выводе – *тока базы* $I_б$, обусловленного *только лишь процессом рекомбинации* в базе $I_б = I_э - I_к$. В отсутствие рекомбинации этот ток равнялся бы нулю.

При включении транзистора с общей базой ток $I_э$ является входным током прибора, а ток $I_к$ – выходным. Так как $I_к < I_э$, то усиление по току отсутствует. В чём же тогда состоят *усилительные свойства транзистора*?

К ЭП в активном режиме приложено прямое напряжение и поэтому ток через этот переход, а значит, и ток через КП (следовательно, и $I_к$) сильно зависят от напряжения $U_{эб}$. Изменяя это напряжение даже в небольших пределах, можно легко и в значительных пределах изменять ток коллектора $I_к$. Иным образом зависит величина этого тока от напряжения $U_{кб}$. Даже при $U_{кб} = 0$ дырки, прошедшие через базу, перебрасываются внутренним полем КП в коллектор и образуют $I_к$. Ток через КП также слабо зависит и от изменения обратного напряжения $U_{кб}$. Это объясняется тем, что независимо от величины $U_{кб}$ в коллектор попадают все дырки, которые приближаются к КП, а их число определяется лишь числом дырок, инжектированных из эмиттера, и числом дырок, рекомбинировавших в базе. Таким образом, транзистор обладает важными свойствами, которые необходимы приборам – преобразователям электрических сигналов:

- 1) лёгкостью управления выходным током в приборе сигналом во входной цепи;
- 2) малым влиянием напряжения выходной цепи на значение выходного тока.

Поскольку обратное напряжение $U_{кб}$ может быть значительно больше прямого напряжения $U_{эб}$, а токи в цепи коллектора и эмиттера примерно равны, то мощность, создаваемая переменной составляющей коллекторного тока в нагрузке, может быть значительно больше мощности, затрачиваемой на управление током в цепи эмиттера, т.е. транзистор обладает усилительными свойствами.

2.2.3. РАСПРЕДЕЛЕНИЕ КОНЦЕНТРАЦИИ НЕОСНОВНЫХ НОСИТЕЛЕЙ ЗАРЯДА В БАЗЕ ТРАНЗИСТОРА

Поскольку биполярный транзистор – это два взаимодействующих перехода, причём взаимодействие переходов обусловлено процессом диффузионного распространения неравновесных неосновных носителей через тонкую базовую область, то процессы в базе определяют свойства всей транзисторной структуры. Особое значение при этом имеет характер распределения концентрации неосновных носителей.

1. *Активный режим.* В равновесном состоянии, когда внешние источники отключены от транзистора, в базе будет наблюдаться равновесная концентрация неосновных носителей p_{n0} . В бездрейфовом транзисторе, т.е. при равномерном легировании области базы донорной примесью, концентрация неосновных носителей также будет равномерной по всей толщине базы (штриховая линия на рис. 30).

В активном режиме в результате инжекции дырок в базу возле ЭП образуется избыточная их концентрация Δp , а концентрация дырок возле КП в результате экстракции уменьшается практически до нуля. Так как движение дырок внутри базы чисто диффузионное, то, решая уравнение непрерывности для диффузионных составляющих (содержащих градиент концентрации) при условии, что $|U_{кб}| \gg \varphi_T$ и $l_b < L_p$, получим линейный закон изменения концентрации дырок в базе

$$p(x) = (p_{n0} + \Delta p) \left(1 - \frac{x}{l_b} \right), \quad (25)$$

где $\Delta p = I_{эп} l_b (e D_p S_{ЭП})^{-1}$, $S_{ЭП}$ – площадь ЭП.

Выражение (25) описывает сплошную наклонную прямую на рис. 30. Из вида распределения неосновных носителей в базе можно сделать следующие *выводы*:

1. Диффузионная составляющая тока через ЭП $I_{э,диф}$, а следовательно, и дрейфовая составляющая тока через КП $I_{к,др}$ будут пропорциональны скорости диффузионного движения дырок сквозь базу, т.е. градиенту концентрации дырок в базе. Так как эти составляющие являются основными составляющими, соответственно, тока эмиттера и тока коллектора, то справедливы следующие соотношения пропорциональности:

$$(I_{э} \approx I_{к}) \sim \left(\text{grad } p = \frac{dp}{dx} \right) \sim \text{tg } \varphi, \quad (26)$$

т.е. для активного режима работы характерно, что примерно равные токи эмиттера и коллектора прямо пропорциональны градиенту концентрации дырок в базе, который, в свою очередь, прямо пропорционален тангенсу угла наклона линии, характеризующей распределение неосновных носителей в базе (рис. 30).

2. Ток коллектора меньше тока эмиттера на величину тока базы, который прямо пропорционален площади под линией распределения

концентрации неосновных носителей (площади заштрихованного треугольника на рис. 30), если считать, что основной составляющей тока базы является рекомбинационная составляющая, прямо пропорциональная количеству неосновных носителей заряда, одновременно находящихся в базе:

$$(I_{\bar{6}} = I_{\bar{3}} - I_{\bar{к}}) \sim \int_0^{l_{\bar{6}}} p(x) dx. \quad (27)$$

На рисунке 30 пунктирной линией показано распределение концентрации дырок в базе, характерное для граничного режима – между активным режимом и режимом насыщения. В этом режиме КП находится в равновесном состоянии ($U_{к\bar{6}} = 0$). Решая уравнение непрерывности (34) для этого случая, получим также линейный закон распределения неосновных носителей в базе:

$$p(x) = p_{n0} + \Delta p \left(1 - \frac{x}{l_{\bar{6}}} \right). \quad (28)$$

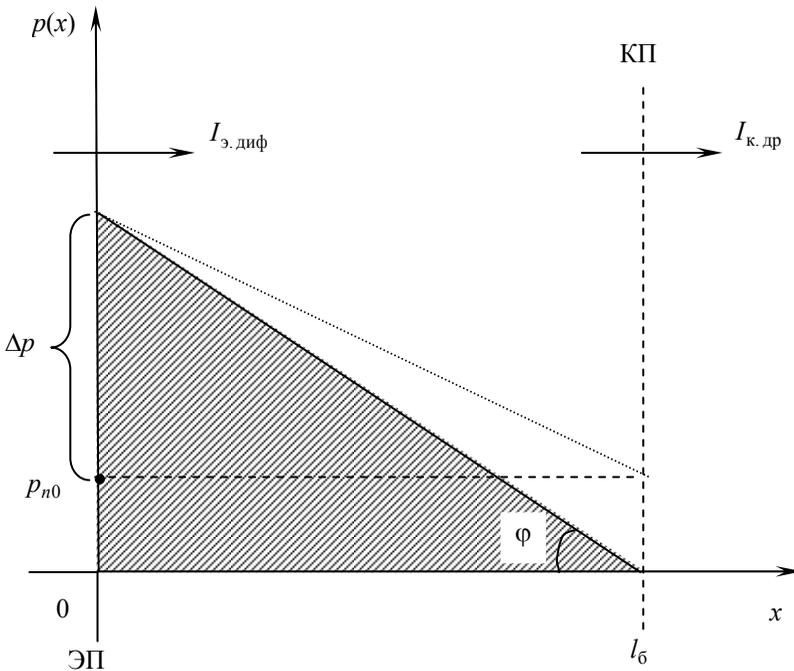


Рис. 30. Распределение дырок в базе p - n - p -транзистора в активном режиме работы

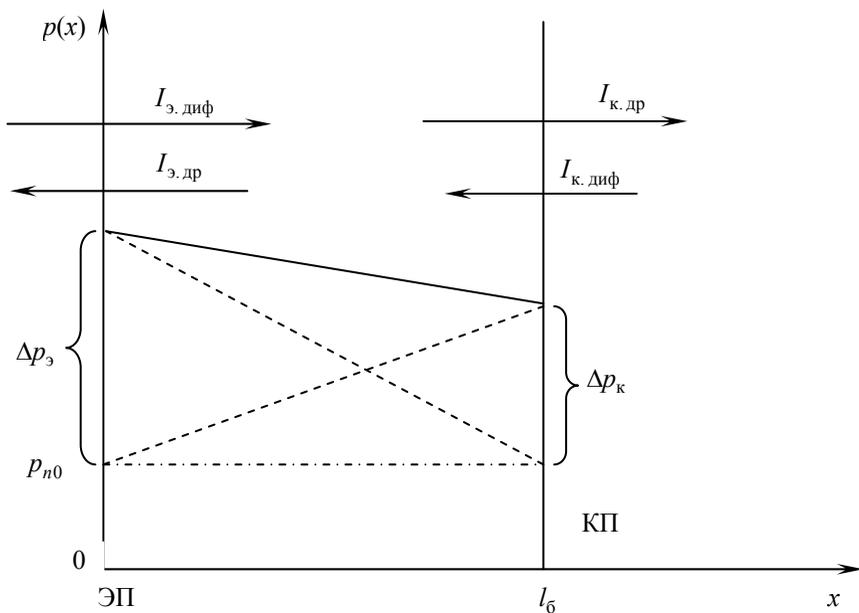


Рис. 31. Распределение дырок в базе p - n - p -транзистора в режиме насыщения

При увеличении по модулю отрицательного напряжения $U_{кб}$ ширина КП увеличивается, а толщина базы уменьшается. Это явление называется *эффектом модуляции толщины базы* или *эффектом Эрли*. Этот эффект оказывает существенное влияние на соотношения между токами и напряжениями в транзисторе и на усилительные свойства транзистора и коллектора. Сущность эффекта Эрли – это проявление обратной связи между выходной цепью транзистора (коллекторной) и входной цепью (эмиттерной), так как изменение обратного напряжения $U_{кб}$ приводит к изменению входного тока $I_э$ или напряжения $U_{эб}$.

Режим насыщения. В режиме насыщения оба перехода транзистора смещены в прямом направлении и обеспечивают инжекцию неосновных носителей в базу. Так как база очень тонкая, то эти встречные потоки носителей практически не взаимодействуют. При относительно небольших прямых напряжениях $U_{эб}$ и $U_{кб}$, когда переходы ещё существуют, а значит, и существуют их внутренние поля, оба перехода транзистора работают как в режиме инжекции, так и в режиме экстракции. Так, ЭП инжектирует дырки в базу и одновременно экстрагирует дырки,

инжектированные КП и дошедшие до ЭП. Аналогичные процессы происходят и в КП.

Следовательно, в режиме насыщения через переходы протекают разностные токи, имеющие две составляющие – диффузионную и дрейфовую, направленные встречно (рис. 31), а сквозь базу движутся два встречных диффузионных потока неосновных носителей. Решая уравнение непрерывности (34) для каждого потока в отдельности, получим линейные распределения дырок в базе, (штриховые линии на рис. 31), причём каждое из этих распределений близко по характеру к распределению граничного режима. Результирующее распределение неосновных носителей в базе $p(x)$ является суммарным (сплошная линия на рис. 31).

Выводы:

1. Токи эмиттера и коллектора как основные составляющие сквозного тока через транзисторную структуру в режиме насыщения пропорциональны градиенту концентрации результирующего распределения концентрации неосновных носителей в базе, т.е.

$$I_э \sim \frac{dp(x)}{dx}; \quad I_к \sim \frac{dp(x)}{dx}. \quad (29)$$

2. Ток базы и в режиме насыщения является в основном рекомбинационным током. Так как в ходе двойной инжекции база насыщена неосновными носителями сильнее, чем в активном режиме, то и ток базы будет большим и пропорциональным площади под линией результирующего распределения концентраций:

$$I_б \sim \int_0^{l_б} p(x) dx. \quad (30)$$

При больших прямых напряжениях $U_{эб}$ и $U_{кб}$ транзистор находится в режиме глубокого насыщения, когда его переходы пропадают и транзисторная структура исчезает. Транзистор в этом случае вырождается («стягивается» в точку), становясь эквивалентом резисторной структуры (рис. 32), где $r_э$, $r_б$ и $r_к$ – омические сопротивления областей эмиттера, базы и коллектора, соответственно.

Режим отсечки. В режиме отсечки оба перехода смещены в обратном направлении и обеспечивают экстракцию неосновных носителей. Так как инжекция в базу не осуществляется, то концентрация неосновных носителей в ней очень мала и определяется равновесной концентрацией дырок p_{n0} .

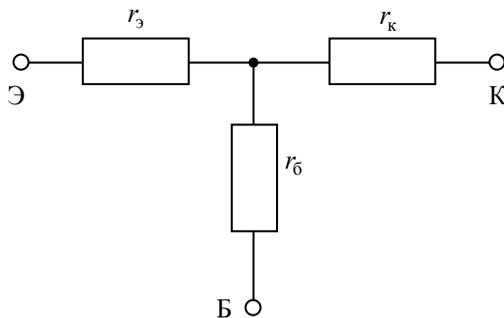


Рис. 32. Эквивалентная схема транзистора в режиме глубокого насыщения

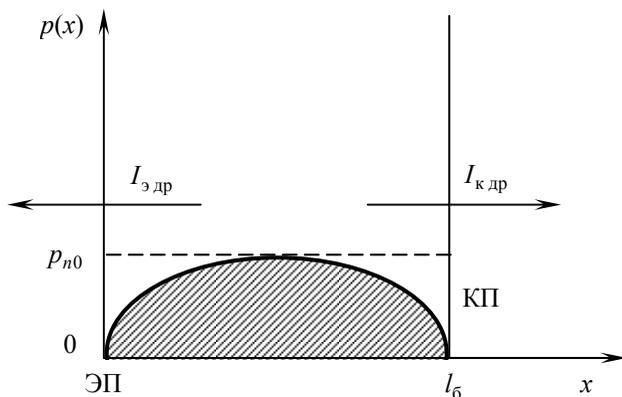


Рис. 33. Распределение дырок в базе p - n - p -транзистора в режиме отсечки

Распределение концентрации дырок в базе принимает вид, изображённый на рис. 33 сплошной линией. У границ переходов концентрация равна нулю в результате экстрагирующего действия полей обратносмещённых переходов, а в глубине базы она близка к равновесной p_{n0} .

Через ЭП и КП протекают очень малые обратные токи, обусловленные дрейфом неосновных носителей $I_{эб0} \approx I_{эдр}$ и $I_{кб0} \approx I_{кдр}$ (рис. 33). Эти же токи являются основными составляющими токов эмиттера и коллектора: $I_э \approx I_{эб0}$, $I_к \approx I_{кб0}$.

Ток базы в этом режиме остаётся пропорциональным $\int_0^{l_б} p(x) dx$ – площади под кривой распределения концентрации дырок в базе. Очевид-

но, что этот ток очень мал. Он равен сумме обратных токов переходов $-I_{\beta} \approx I_{\beta_{\text{бo}}} + I_{\text{кбo}}$, а направление его обратное по сравнению с активным режимом и режимом насыщения (отсюда знак «-»).

2.2.4. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРОВ

До сих пор мы задавали напряжения на эмиттере и коллекторе относительно базового вывода (см. рис. 28 и 29). Как отмечалось выше, такое включение транзистора называют включением с общей базой (или схемой с общей базой) и обозначают ОБ. Входом такой схемы является участок эмиттер – база, а выходом – коллектор-база. Так как при прямом смещении эмиттерного перехода напряжение на нём является практически постоянным и равным $\varphi_{\text{к}}$, то входное напряжение в такой схеме задавать невозможно. По этой причине задаётся входной ток – ток эмиттера $I_{\text{э}}$, а *биполярные транзисторы, в отличие от электронных ламп, относят к классу приборов, управляемых током*. Значит, для схемы с ОБ характерна заданная величина входного тока – тока $I_{\text{э}}$. Выходным током схемы с ОБ является ток $I_{\text{к}}$, а выходным напряжением – $U_{\text{кб}}$. На рисунке 34 и в дальнейшем в качестве положительных направлений токов приняты: ток $I_{\text{э}}$, текущий во внешней цепи к эмиттеру; ток $I_{\text{к}}$, текущий от коллектора; ток $I_{\text{б}}$, текущий от базы. Для транзисторов *n-p-n*-типа положительные направления токов будут противоположными. Схема с ОБ позволяет хорошо раскрыть физику транзистора (см. рис. 28); есть у неё и практические положительные особенности: высокая термостабильность и высокое быстродействие. Но то, что она не обеспечивает усиление тока и обладает малым входным сопротивлением (равным дифференциальному сопротивлению эмиттерного перехода), обуславливает её неоптимальность для большинства применений.

Главную роль в транзисторной технике играет другое *включение* – *с общим эмиттером*, которое обозначают ОЭ (рис. 34, б). Для схемы с ОЭ характерна заданная величина входного тока – тока базы $I_{\text{б}}$.

Выходным током, как и в схеме с ОБ, является коллекторный ток $I_{\text{к}}$. Отличительной особенностью схемы с ОЭ является то, что она позволяет осуществить максимально возможное усиление мощности, что и обусловило широкое её применение в усилительных транзисторных схемах. Физические процессы в схеме с ОЭ имеют свои особенности по сравнению со схемой с ОБ и будут рассмотрены далее.

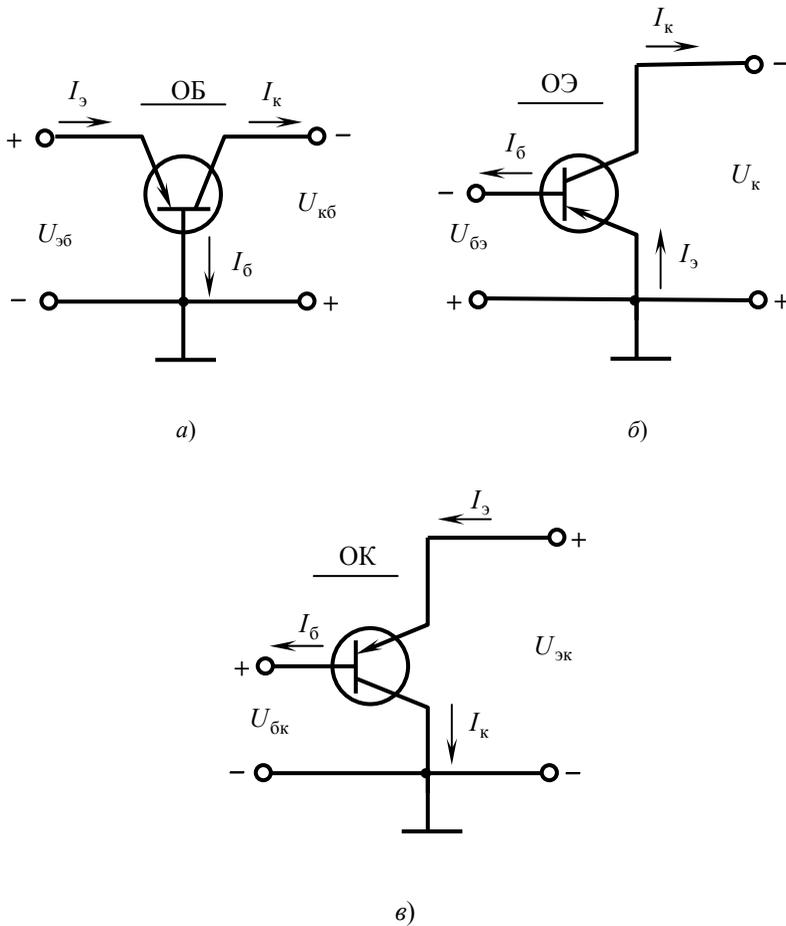


Рис. 34. Схемы включения биполярного транзистора

Третьей возможной схемой включения транзистора является *схема с общим коллектором*, которую обозначают ОК (рис. 34, в). Для неё входным током является ток базы $I_б$, а выходным – ток эмиттера $I_э$. Такая схема включения отличается большим входным и малым выходным сопротивлениями, что обусловило её применение в схемах эмиттерных повторителей, осуществляющих согласование выходных и входных цепей многокаскадных транзисторных усилителей (собранных по схемам с ОЭ или ОБ).

В таблице 1 для сравнения приведены важнейшие параметры трёх схем включения транзисторов.

1. Важнейшие параметры схем включения транзисторов

Параметр	Схема ОБ	Схема ОЭ	Схема ОК
Коэффициент усиления по току, k_i	Немного меньше единицы ($k_i \approx \alpha$)	Десятки – сотни ($k_i \approx \beta$)	Десятки – сотни
Коэффициент усиления по напряжению, k_u	Десятки – сотни	Десятки – сотни	Немного меньше единицы
Коэффициент усиления по мощности, k_p	Десятки – сотни	Сотни – десятки тысяч	Десятки – сотни
Входное сопротивление, $R_{вх}$	Единицы – десятки ом	Сотни – единицы килоом	Десятки – сотни килоом
Выходное сопротивление, $R_{вых}$	Сотни килоом – единицы мегом	Единицы – десятки килоом	Сотни ом – единицы килоом
Фазовый сдвиг между $U_{вх}$ и $U_{вых}$	0°	180°	0°

Здесь $k_i = I_{m\text{вых}} / I_{m\text{вх}}$, $k_u = U_{m\text{вых}} / U_{m\text{вх}}$, $k_p = k_i k_u$ – коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности, соответственно, где $I_{m\text{вых}}$, $I_{m\text{вх}}$ – амплитуды выходного и входного токов; $U_{m\text{вых}}$, $U_{m\text{вх}}$ – амплитуды выходного и входного напряжений.

2.2.5. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

Характеристики схемы с ОБ

Входные характеристики схемы с ОБ отражают зависимость входного тока I_3 от величины входного напряжения $U_{эб}$ при фиксированном значении выходного напряжения $U_{кб}$, $I_3 = \varphi(U_{эб})|_{U_{кб} = \text{const}}$.

Входная характеристика при $U_{кб} = 0$ подобна обычной характеристике полупроводникового диода (рис. 35). Условие $U_{кб} = 0$ означает короткое замыкание коллекторного перехода. При этом КП находится в равновесном состоянии, а транзистор находится в граничном режиме: между активным режимом (АР) и режимом насыщения (РН). При этом в транзисторе сохраняется обычное распределение тока эмиттера между током коллектора и током базы: $I_k \approx \alpha I_э = I_{кр}$, $I_б = (1 - \alpha)I_э = I_{рекб} + I_{эп}$. Ток $I_{кб0}$ отсутствует. Распределение дырок в базе для этого случая иллюстрирует рис. 36 (пунктирная линия).

При подаче на коллектор отрицательного напряжения ($U_{кб} < 0$) транзистор переходит в АР, так как КП смещается обратно. Распределение дырок в базе примет вид, отмеченный на рис. 30 сплошной линией. Понятно, что градиент концентрации дырок в базе увеличивается, и это согласно (25) приводит к увеличению $I_э$. Следовательно, при ($U_{кб} < 0$) входная характеристика веерообразно смещается влево по сравнению с положением при $U_{кб} = 0$. Чем больше по модулю напряжение $U_{кб}$, тем больше будет ток $I_э$ при фиксированных значениях $U_{эб} = U'_{эб}$ (рис. 35). Так будет проявлять себя эффект Эрли (рис. 31, а).

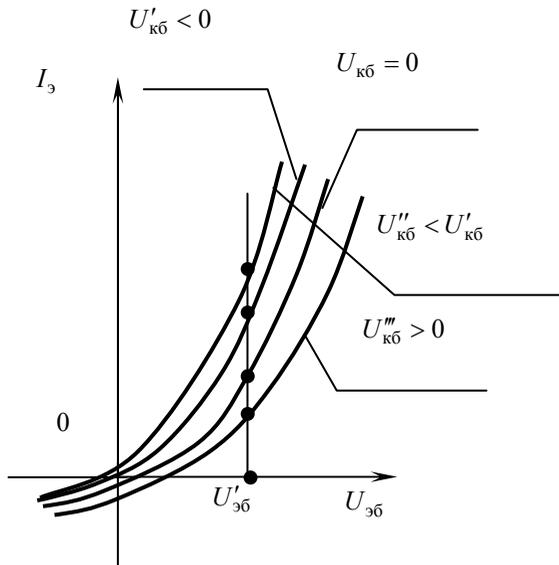


Рис. 35. Входные характеристики транзисторов схеме с ОБ

При подаче на коллектор положительного напряжения ($U_{кб} > 0$) транзистор переходит в РН. В результате появления инжекции дырок из КП результирующее распределение дырок в базе станет более пологим (рис. 31), т.е. градиент концентрации уменьшается, что, согласно (28), приведёт к уменьшению I_3 . На рисунке 35 это отразится в смещении характеристик веерообразно вправо по сравнению с положением при $U_{кб} = 0$.

Выходные характеристики схемы с ОБ отражают зависимость выходного тока $I_к$ от величины выходного напряжения $U_{кб}$ при фиксированном значении входного тока I_3 ; $I_к = \varphi(U_{кб})|_{I_3 = \text{const}}$. Её снимают с помощью правой части схемы, изображённой на рис. 36.

Рассмотрим эту зависимость для случая $I_3 = 0$. Условие $I_3 = 0$ означает разрыв цепи эмиттерного тока, т.е. режим холостого хода во входной цепи. При отрицательном напряжении $U_{кб}$ выходная характеристика представляет собой обратную ветвь ВАХ диода, каковым можно представить КП (рис. 36).

При появлении тока эмиттера ($I'_3 \neq 0$) ток коллектора увеличивается на величину $I'_{кр} = \alpha I'_3$. Поэтому можно утверждать, что любая выходная характеристика, снятая при $I_3 = \text{const} = 0$, подобна обратной ветви ВАХ полупроводникового диода, смещённой по оси обратного тока на величину $I_{кр} = \alpha I_3$ (рис. 36).

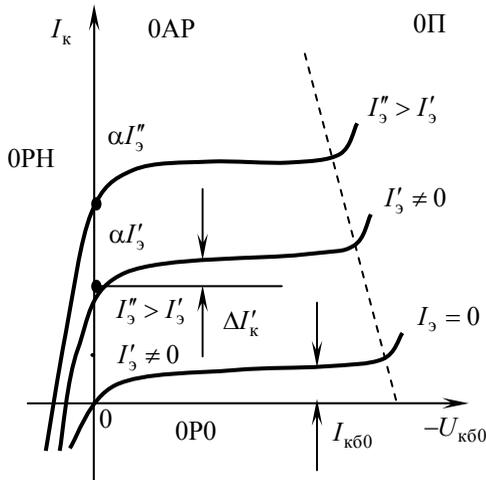


Рис. 36. Выходные характеристики транзистора в схеме с ОБ

При увеличении по модулю обратного напряжения $U_{кб}$ наблюдается незначительный наклон выходных характеристик, т.е. небольшое приращение тока коллектора $\Delta I'_к$ (рис. 36). Это объясняется влиянием коллекторного напряжения на величину коэффициента α , т.е. $\Delta I'_к = I'_3 \Delta \alpha$.

При значительном обратном напряжении $U_{кб}$ происходит пробой КП, и ток $I_к$ резко возрастает при $I_3 = \text{const}$. Пробой ограничивает максимально допустимое напряжение $U_{кб}$, ($|U_{кб}|_{\text{max}} = 0,8U_{\text{прб.кп}}$). С увеличением тока эмиттера ток коллектора также возрастает, что приводит к увеличению тепловой мощности, выделяющейся в КП, и, следовательно, к уменьшению напряжения пробоя (рис. 36).

Пологие участки характеристик (рис. 36) соответствуют активному режиму работы транзистора ($U_{кб} < 0$, а $U_{эб} > 0$), так как ($I_3 \neq 0$). При смене полярности напряжения $U_{кб}$ наступает режим насыщения. При увеличении напряжения $U_{кб} > 0$ ток коллектора быстро уменьшается до нуля, так как в режиме насыщения он является разностным $I_к = I_{к,р} - I_{к,диф}$ (см. рис. 31), здесь необходимо учесть также, что $I_{кр} \approx I_{к,др}$, а ток $I_{к,диф}$ при прямом смещении КП возрастает очень сильно.

Таким образом, на графике семейства выходных характеристик (рис. 36) можно выделить четыре области: 1) область активного режима (ОАР) – пологие участки характеристик; 2) область режима насыщения (ОРН) – соответствует $U_{кб} > 0$; область пробоя (ОП); 3) область режима отсечки (ОРО) – лежит ниже характеристики, соответствующей $I_3 = 0$. При использовании транзистора в усилительных схемах рабочей областью является ОАР.

Характеристики схемы с ОЭ

Входные характеристики схемы с ОЭ отражают зависимость входного тока $I_б$ от величины входного напряжения $U_{бэ}$ при фиксированном значении выходного напряжения $U_{кэ}$: $I_б = \varphi(U_{бэ})|_{U_{кэ}=\text{const}}$.

Особенностью схемы с ОЭ является то, что по полярности коллекторного напряжения $U_{кэ}$ нельзя судить о том, как смещен КП, и, следовательно, нельзя однозначно определить режим работы транзистора. Для определения направления смещения КП необходимо знать полярность напряжения $U_{кб}$, которое для данной схемы является разностным $U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ}$.

Рассмотрим входную характеристику для случая $U_{кэ} = 0$, что эквивалентно режиму короткого замыкания выходной цепи. Это означает, что потенциал коллектора равен нулевому потенциалу эмиттера.

Если на базу подавать отрицательное относительно эмиттера напряжение, то оба перехода окажутся смещёнными прямо, следовательно, транзистор будет работать в режиме насыщения, в условиях двойной инжекции в базу. При изменении напряжения $U_{бэ}$ от нуля и до максимального из возможных значений $|U_{бэ}|_{\max}$ инжектированные (диффузионные) составляющие токов переходов $I_{э,диф}$ и $I_{к,диф}$ (рис. 31) будут изменяться синхронно по экспоненциальному закону. Следовательно, по такому же закону будет изменяться количество носителей в базе, а значит, и рекомбинационная составляющая тока базы. Так как эта составляющая является основной в токе базы (37), что особенно характерно для режима насыщения, то ток базы при $U_{кэ} = 0$ также экспоненциально изменяется при изменении напряжения $U_{бэ}$ (рис. 37). Режим насыщения характеризуется большим током базы, поэтому эта зависимость будет крутовосходящей.

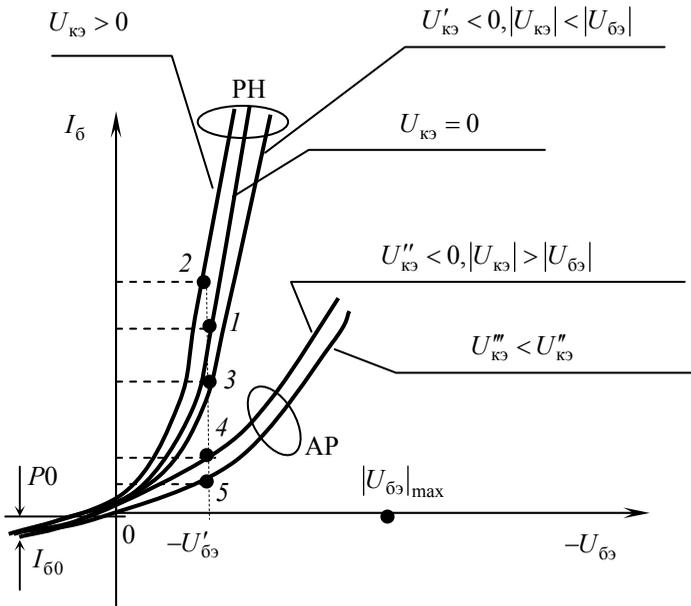


Рис. 37. Входные характеристики транзистора в схеме с ОЭ

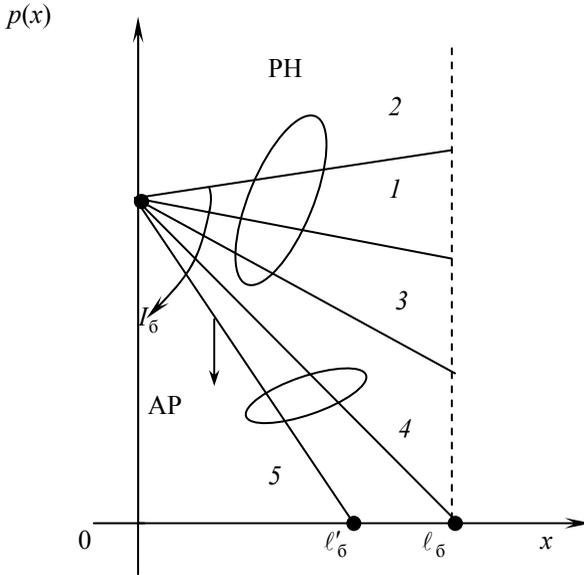


Рис. 39. Распределение концентрации дырок в базе, соответствующее различным точкам на рис. 38

Дальнейшее увеличение по модулю отрицательного напряжения не приводит к существенному сдвигу характеристик (рис. 37), так как ток базы уменьшается лишь за счёт уменьшения толщины базы, при котором количество актов рекомбинации в единицу времени уменьшается. Уменьшение тока базы соответствует уменьшению площади треугольника, образованного линией распределения концентрации и осями координат (рис. 39, линии 4 и 5), так как число актов рекомбинации пропорционально количеству дырок в базе, определяемому площадью указанного треугольника. На рисунке 39 показаны распределения концентрации дырок в базе транзистора, характерные для различных точек входных характеристик (рис. 37) и соответствующих им точек на рис. 38 при некотором фиксированном значении напряжения $U'_{бэ}$.

Из рисунка видно, как с изменением напряжения на КП уменьшается площадь под линией распределения концентрации $\int_0^{l_6} p(x)dx$, а следовательно, уменьшается ток базы.

Вывод: входные характеристики транзистора с ОЭ располагаются двумя плотными пучками: круто восходящим, характерным для режима насыщения, и пологим, характерным для активного режима (рис. 37). Поэтому в справочниках обычно приводят лишь две характеристики: одна для случая $U_{кэ} = 0$, а другая для $|U_{кэ}| = 5 \dots 10$ В.

Выходные характеристики схемы с ОЭ отражают зависимость выходного тока I_k от величины выходного напряжения $U_{кэ}$ при фиксированных значениях входного тока $I_{б}$, $I_k = \varphi(U_{кэ})|_{I_{б}=\text{const}}$.

Рассмотрим выходную характеристику *при* $I_{б} = 0$, что соответствует *включению транзистора с разомкнутой цепью базы*. В этом случае отрицательное напряжение $U_{кэ}$ распределяется между двумя переходами и падает главным образом на КП, смещённым обратно и имеющим большое сопротивление. Ток коллектора при $I_{б} = 0$ можно определить как $I_k = I_{кэ0} = (1 + \beta)I_{кб0}$, т.е. этот ток в $(\beta + 1)$ раз больше обратного тока КП $I_{кб0}$. Физически протекание такого большого обратного сквозного тока можно объяснить *влиянием ЭП на процессы в КП при разомкнутой цепи базы*.

Ток $I_{кб0}$ образуется за счёт экстракции неосновных носителей через КП. Для транзистора типа *p-n-p* это могут быть электроны, входящие в область базы из коллектора, или дырки, уходящие из области базы в коллектор. И в том и другом случае в области базы появляется нескомпенсированный отрицательный заряд.

Для определённости предположим, что в область базы из коллектора вошел электрон. Область базы стала заряжена отрицательно. Если бы вывод базы был включён в цепь, то поле, возникшее при этом в базе, привело бы к уходу одного электрона во внешнюю цепь через вывод базы. Электрическое равновесие было бы восстановлено. Так как цепь разомкнута, то отрицательный заряд в базе приведёт к понижению потенциального барьера ЭП и вызовет инжекцию дырок в область базы. Количество дырок, входящих при этом в базу, будет во много раз больше числа электронов, вызвавших снижение потенциального барьера. Это объясняется тем, что подавляющее большинство дырок (их долю определяет коэффициент α) достигает КП и уходит в коллектор. Только незначительная их часть $(1 - \alpha)$ рекомбинирует с электронами в базе. Именно поэтому равновесие устанавливается в том случае, когда уравниваются обратный ток КП $I_{кб0}$ и рекомбинационная составляющая тока эмиттера $I_j(1 - \alpha)$.

Другими словами, каждый электрон, вошедший в базу со стороны коллектора, снижает потенциальный барьер эмиттерного перехода в такой степени, что это приводит к инжекции в базу $1/(1-\alpha)$ дырок. Только в этом случае обеспечиваются условия для его рекомбинации и восстановления электрической нейтральности.

Итак, в схеме с разомкнутой цепью базы транзистора протекает значительный сквозной ток $I_k = I_{кэ0} = I_{кб0}/(1+\alpha) = I_{кб0}(1+\beta)$ (рис. 40), величина которого определяется током $I_{кб0}$ и коэффициентом передачи тока α .

При значительном увеличении напряжения $|U_{кэ}| \geq U_{кэ,прб}$ ток $I_{кэ0}$ резко возрастает и происходит электрический пробой, причём $U_{кэ,прб}$ примерно в три раза меньше $U_{прб,кп}$.

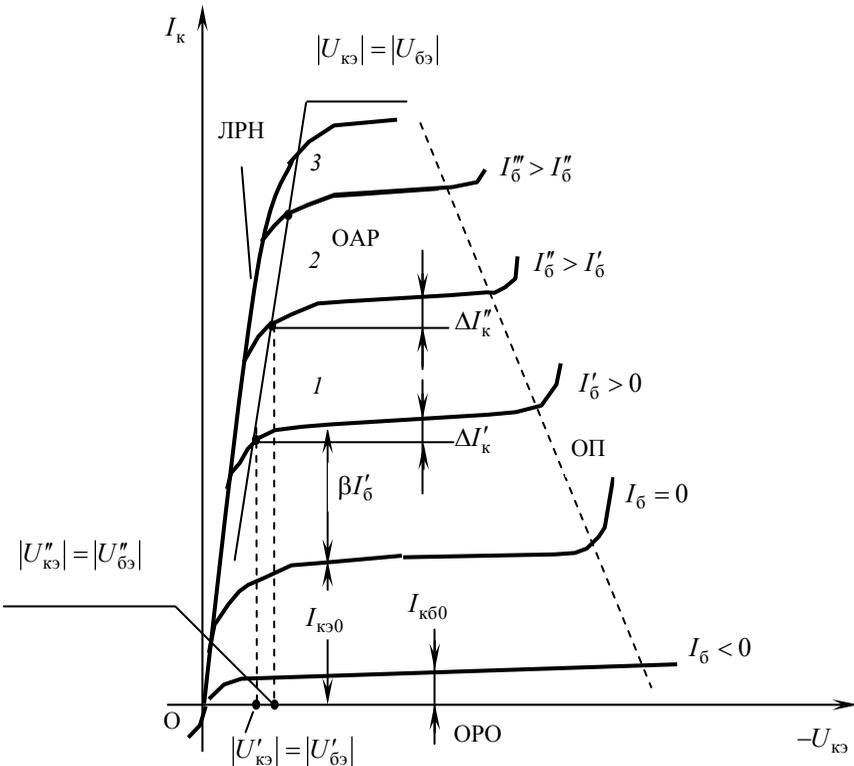


Рис. 40. Выходные характеристики транзистора в схеме с ОЭ

Важно отметить, что при величине $U_{кз}$ в пределах рабочего диапазона ($|U_{кз}| < U_{кз,прб}$) при обрыве цепи базы в транзисторе может наблюдаться быстрое, лавинообразное увеличение тока, приводящее к перегреву и выходу транзистора из строя. В этом случае происходит следующий процесс: часть напряжения $U_{кз}$, действующая на ЭП, вызывает инжекцию дырок в базу. Для компенсации их заряда, электроны поступают из коллектора через КП, так как вывод базы оборван и другого пути восстановления электрической нейтральности базы нет. Но, как уже отмечалось выше, каждый электрон, вошедший в базу со стороны коллектора, снижает потенциальный барьер ЭП в такой степени, что это приводит к инжекции в базу $1/(1-\alpha)$ дырок, а это, в свою очередь, вызывает дополнительный приток электронов через КП и т.д. Поэтому при эксплуатации биполярных транзисторов *рекомендуется базовый вывод всегда подключать в схеме первым и отключать последним, но не наоборот*. Если надо измерить ток $I_{кз0}$, то в цепь коллектора обязательно включают ограничительный резистор и производят измерение при разомкнутой цепи базы.

Если изменить направление тока базы $I_b < 0$ путём обратного смещения ЭП ($U_{бэ} > 0$), то можно уменьшить значение тока коллектора до минимального возможного значения $I_k = I_{кб0}$ (рис. 40). Такой режим является режимом отсечки. Обратный ток базы при этом равен сумме обратных токов переходов, что означает почти двадцатикратное увеличение обратного тока. Следовательно, только за счёт увеличения обратного тока, температурный дрейф характеристик составит примерно 3,8 мА, что измеримо с величинами рабочего тока коллектора.

Вывод: схема включения транзистора с ОЭ обладает низкой температурной стабильностью и весьма сильно изменяет свои свойства при повышении температуры, что является её существенным недостатком по сравнению со схемой с ОБ.

2.2.6. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Дифференциальными (малосигнальными) параметрами транзисторов называются величины, связывающие малые приращения входных и выходных токов и напряжений.

Для введения дифференциальных параметров транзистор представляют в виде *четырёхполюсника*, на входе которого действует напряжение $u_{вх}$ и протекает ток $i_{вх}$, а на выходе – напряжение $u_{вых}$ и ток $i_{вых}$ (рис. 41).



Рис. 41. Представление биполярного транзистора четырёхполюсником

При малых приращениях токов и напряжений четырёхполюсник можно считать *линейным*, т.е. его параметры постоянны и не зависят от протекающих токов и приложенных напряжений. В этом случае напряжения и токи, действующие на входе и выходе транзистора, можно связать между собою шестью системами линейных уравнений. Наибольшее применение нашли две из них:

$$i_{\text{ВХ}} = f_1(u_{\text{ВХ}}, u_{\text{ВЫХ}}); \quad i_{\text{ВЫХ}} = f_2(u_{\text{ВХ}}, u_{\text{ВЫХ}}); \quad (31)$$

$$u_{\text{ВХ}} = \varphi_1(i_{\text{ВХ}}, u_{\text{ВЫХ}}); \quad i_{\text{ВЫХ}} = \varphi_2(i_{\text{ВХ}}, u_{\text{ВЫХ}}). \quad (32)$$

Система Y-параметров. В качестве независимых переменных в этой системе выбирают напряжения $u_{\text{ВХ}}$ и $u_{\text{ВЫХ}}$, а в качестве функций – токи $i_{\text{ВХ}} = \varphi_1(i_{\text{ВХ}}, u_{\text{ВЫХ}})$; $i_{\text{ВХ}}$ и $i_{\text{ВЫХ}}$ (система уравнений (31)). Представим эту систему в виде полных дифференциалов:

$$\left. \begin{aligned} di_{\text{ВХ}} &= \frac{\partial i_{\text{ВХ}}}{\partial u_{\text{ВХ}}} du_{\text{ВХ}} + \frac{\partial i_{\text{ВХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} du_{\text{ВЫХ}} \\ di_{\text{ВЫХ}} &= \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial u_{\text{ВХ}}} du_{\text{ВХ}} + \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} du_{\text{ВЫХ}} \end{aligned} \right\}. \quad (33)$$

Частные производные в (33) называются *Y-параметрами*. Они имеют размерность проводимости и определяются следующим образом:

$$Y_{11} = \left. \frac{\partial i_{\text{ВХ}}}{\partial u_{\text{ВХ}}} \right|_{du_{\text{ВЫХ}}=0} \quad \text{– входная проводимость транзистора;}$$

$$Y_{12} = \left. \frac{\partial i_{\text{ВХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} \right|_{du_{\text{ВХ}}=0} \quad \text{– проводимость обратной передачи транзистора;}$$

$$Y_{21} = \left. \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial u_{\text{ВХ}}} \right|_{du_{\text{ВЫХ}}=0} \quad - \text{проводимость прямой передачи транзистора};$$

$$Y_{22} = \left. \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} \right|_{du_{\text{ВХ}}=0} \quad - \text{выходная проводимость транзистора.}$$

Из этих выражений видно, что все Y -параметры определяются в режиме короткого замыкания для переменной составляющей тока на противоположной стороне четырёхполюсника.

Система Y -параметров широко используется на практике и при теоретических расчётах схем на лампах и транзисторах. Однако у этой системы имеется *существенный недостаток*, затрудняющий непосредственное измерение Y -параметров реальных биполярных транзисторов. Это связано с практической невозможностью осуществления режима короткого замыкания по переменному току входной цепи, имеющей малое сопротивление. Для осуществления режима короткого замыкания необходимо, чтобы источники питания во входной цепи, а также источник входного сигнала имели внутреннее сопротивление, хотя бы на порядок меньше входного сопротивления транзистора. Но так как $R_{\text{ВХ}}$ транзистора обычно составляет единицы – сотни Ом, то технически выполнить условие режима короткого замыкания для входной цепи транзистора затруднительно.

Выходное сопротивление транзисторов в схемах с ОБ и ОК велико (единицы килоом и выше), поэтому обеспечение режима короткого замыкания для выходной цепи транзисторов не встречает технических затруднений.

Система h -параметров. Недостаток, свойственный системе Y -параметров, отсутствует в так называемой смешанной (гибридной) системе h -параметров.

Записывая полные дифференциалы функций, определяемых системой уравнений (32), получим

$$\left. \begin{aligned} du_{\text{ВХ}} &= \frac{\partial u_{\text{ВХ}}}{\partial i_{\text{ВХ}}} di_{\text{ВХ}} + \frac{\partial u_{\text{ВХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} du_{\text{ВЫХ}} \\ di_{\text{ВЫХ}} &= \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial i_{\text{ВХ}}} di_{\text{ВХ}} + \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} du_{\text{ВЫХ}} \end{aligned} \right\}. \quad (34)$$

Входящие в систему уравнений *h -параметры* (частные производные) имеют различную размерность и определяются следующим образом:

$$h_{11} = \left. \frac{\partial u_{\text{ВХ}}}{\partial i_{\text{ВХ}}} \right|_{du_{\text{ВЫХ}}=0} \quad - \text{ входное сопротивление транзистора при корот-$$

ком замыкании выходной цепи;

$$Y_{12} = \left. \frac{\partial u_{\text{ВХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} \right|_{di_{\text{ВХ}}=0} \quad - \text{ коэффициент обратной связи по напряжению при}$$

разомкнутым входе;

$$Y_{21} = \left. \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial i_{\text{ВХ}}} \right|_{du_{\text{ВЫХ}}=0} \quad - \text{ коэффициент передачи тока при коротком замы-$$

кании выходной цепи;

$$Y_{22} = \left. \frac{\partial i_{\text{ВЫХ}}}{\partial u_{\text{ВЫХ}}} \right|_{di_{\text{ВХ}}=0} \quad - \text{ выходная проводимость при разомкнутом входе.}$$

Из этих выражений следует, что при измерении h -параметров требуется осуществлять поочередно режимы короткого замыкания выходной цепи и размыкания (холостого хода) входной цепи для переменных составляющих выходного и входного токов. Технически это выполнить несложно с помощью конденсатора большой емкости, подключенного параллельно выходной цепи транзистора, и дросселя с большим индуктивным сопротивлением, включенного во входную цепь транзистора.

Для обозначения принадлежности параметра к той или иной схеме включения транзистора вводят третий индекс – начальную букву общего в данной схеме электрода (б, э, к). Например: входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ имеет обозначение $h_{11б}$, а в схеме с ОЭ – $h_{11э}$.

Если известны параметры для данной схемы включения, то параметры для другой схемы включения можно найти с помощью формул перехода, полученных с использованием связи между токами и напряжениями в транзисторе (сумма токов и сумма напряжений равны нулю).

Найденные таким образом формулы, выражающие h -параметры для схемы с ОБ через h -параметры для других схем, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} h_{11б} &= h_{11э} / (1 + h_{21э}) = h_{11к} / -h_{21к}; \\ h_{12б} &= h_{11э} h_{22э} / (1 + h_{21э}) - h_{12э} = h_{11к} h_{22к} / (h_{11к} h_{22к} - 1); \\ h_{21б} &= -h_{21э} / (1 + h_{21э}) = -(1 + h_{21к}) / h_{21к}; \\ h_{22б} &= h_{22э} / (1 + h_{21э}) = -h_{22к} / h_{21к}. \end{aligned} \right\} \quad (35)$$

Использование формул перехода (35) должно производиться с учётом знаков параметров. Отрицательные значения параметров получаются вследствие принятых для эквивалентного четырёхполюсника положительных направлений токов и напряжений (рис. 41), которые могут не совпадать с действительными направлениями токов и напряжений в транзисторе. Так, коэффициент передачи тока в схеме с ОБ h_{216} имеет отрицательный знак вследствие того, что приращение тока эмиттера ($i_{вх}$), втекающего в транзистор, соотносится с приращением тока коллектора ($i_{вых}$), вытекающего из транзистора, т.е. имеющего направление, противоположное принятому для четырёхполюсника. Этот же коэффициент для транзистора в схеме с ОЭ положителен, так как связывает между собой приращения токов базы и коллектора, либо втекающих в транзистор типа $n-p-n$, либо вытекающих из транзистора $p-n-p$ типа.

Нетрудно заметить, что указанные h -параметры связаны с коэффициентами передачи токов эмиттера и базы

$$h_{216} \approx -\alpha, \quad h_{213} \approx \beta. \quad (36)$$

Рассмотрим на примере. Дифференцируя по току эмиттера выражение $I_{к} = \alpha I_{3} + I_{кб0}$, получим

$$\frac{dI_{к}}{dI_{3}} = \alpha + I_{3} \frac{d\alpha}{dI_{3}}. \quad (37)$$

С учётом того, что $h_{216} = \left. \frac{dI_{к}}{dI_{3}} \right|_{U_{кб} = \text{const}}$, из выражения (37) следует,

что $h_{216} = -\alpha$ лишь при условии независимости коэффициента α от величины тока I_{3} , что на практике выполнимо лишь для ограниченного диапазона значений I_{3} .

Аналогично дифференцируя по току базы выражение $I_{к} = \beta I_{6} + I_{к30}$, убедимся в справедливости приближённого равенства $h_{213} \approx \beta$, которое переходит в строгое равенство лишь при условии, что коэффициент β не зависит от величины тока базы.

Порядок численных значений h -параметров типовых транзисторов приведён в табл. 2.

2. Численные значения h -параметров типовых транзисторов

Вид схемы	h_{11} , Ом	h_{12}	h_{21}	h_{22} , см
Схема с ОБ	5...50	$10^{-3} \dots 10^{-5}$	$-(0,9 \dots 0,995)$	$10^{-7} \dots 10^{-6}$
Схема с ОЭ	50...2000	$10^{-3} \dots 10^{-5}$	10...200	$10^{-5} \dots 10^{-4}$
Схема с ОК	50...2000	1	$-(10 \dots 200)$	$10^{-5} \dots 10^{-4}$

Между различными системами параметров существует связь, устанавливаемая таким же путём, как связь между параметрами одной системы для различных схем включения. Формулы перехода от одной системы параметров к другой имеют вид:

$$\begin{aligned}
 Y_{11} &= h_{11}^{-1}; \quad h_{11} = Y_{11}^{-1}; \\
 Y_{12} &= h_{21} h_{11}^{-1}; \quad h_{12} = -Y_{12} Y_{11}^{-1}; \\
 Y_{21} &= h_{21} h_{11}^{-1}; \quad h_{21} = Y_{21} Y_{11}^{-1}; \\
 Y_{22} &= h_{22} - h_{12} h_{21} h_{11}^{-1}; \quad h_{22} = Y_{22} - Y_{12} Y_{21} Y_{11}^{-1}. \quad (38)
 \end{aligned}$$

С помощью формул (38) и табл. 2 может быть найден порядок численных значений Y -параметров.

В общем случае Y - и h -параметры являются комплексными. На низких частотах они чисто активны и определяются как непосредственным измерением, так и с помощью вольт-амперных характеристик транзисторов.

Вычисление параметров по статическим характеристикам. В качестве примера рассмотрим вычисление h -параметров транзистора для схемы с ОЭ по его входным и выходным характеристикам.

Параметры входной цепи h_{11} и h_{12} можно определить по входным характеристикам. Зададим рабочую точку $A(-U'_{бэ}, I'_б, -U'_{кэ})$, для которой необходимо определить параметры (рис. 37). По определению (34) h -параметры являются производными функций (31). Для приближённых вычислений можно производные заменить отношениями конечных разностей (приращений).

Зададим приращение тока базы $\Delta I_б = I''_б - I'_б$ при $U_{кэ} = \text{const} = -U'_{кэ}$ и найдём приращение $\Delta U_{бэ} = -U''_{бэ} - (-U'_{бэ})$. Тогда входное сопротивление транзистора найдём как

$$h_{11\beta} \approx \left. \frac{\Delta U_{\beta 3}}{\Delta I_{\beta}} \right|_{U_{к3} = -U'_{к3} = \text{const}} .$$

Таким образом определяются параметры транзистора по статическим характеристикам.

2.2.7. ТОКИ В ТРАНЗИСТОРЕ

При рассмотрении физических процессов в транзисторе в активном режиме было показано, что дырки, инжектированные из эмиттера в базу, движутся в ней и затем втягиваются полем КП, образуя ток I_{κ} . В результате процесса рекомбинации в базе $I_{\kappa} < I_{\beta}$. На основании первого закона Кирхгофа можно записать

$$I_{\beta} = I_{\kappa} + I_{\delta} . \quad (39)$$

Рассмотрим более подробно эти три тока транзистора.

Эмиттерный ток I_{β} . В активном режиме к ЭП приложено прямое напряжение и через переход протекает ток I_{β} , который включает в себя *ток инжекции дырок из эмиттера в базу $I_{\beta p}$ и ток инжекции электронов из базы в эмиттер $I_{\beta n}$* . Помимо этих составляющих эмиттерный ток содержит в себе *ток рекомбинации в ЭП $I_{\text{рекЭП}}$* . Этот ток возникает в результате рекомбинации залетающих в ЭП дырок и электронов – основных носителей эмиттера и базы, не способных окончательно преодолеть потенциальный барьер перехода.

Так как внутреннее поле прямосмещённого ЭП относительно слабо, то эти носители могут находиться в переходе сравнительно длительное время, достаточное для их рекомбинации. Следовательно, в общем случае

$$I_{\beta} = I_{\beta p} + I_{\beta n} + I_{\text{рекЭП}} , \quad (40)$$

причём первые два слагаемых составляют диффузионный ток ЭП $I_{\beta \text{диф}} = I_{\beta p} + I_{\beta n}$.

Все три слагаемых в (40) по-разному влияют на работу транзистора. Так, если $I_{\beta p}$ является полезной составляющей, порождающей сквозной ток через базу к коллектору, то составляющие $I_{\beta n}$ и $I_{\text{рекЭП}}$ являются побочными (они лишь бесполезно нагружают базовый вывод, рис. 42).

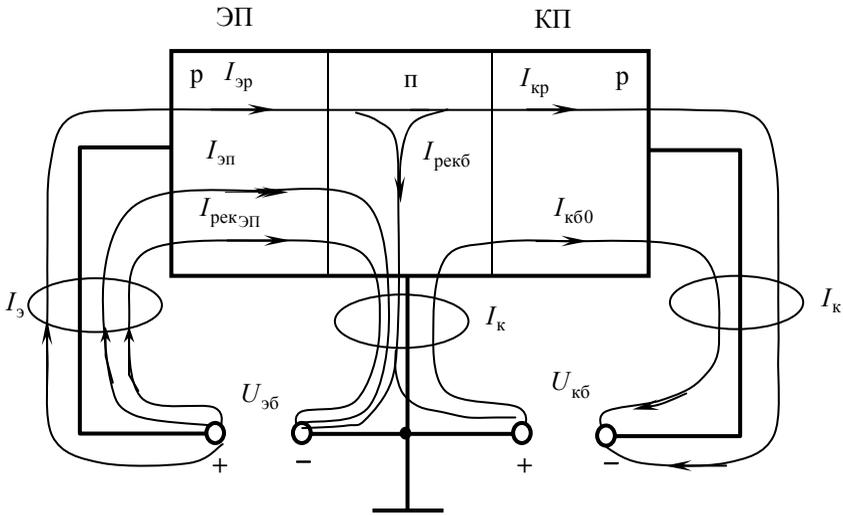


Рис. 42. Токи в транзисторе в активном режиме в схеме с ОБ

Вклад в ток $I_э$ составляющей $I_{рек\text{эп}}$ при больших уровнях инжекции мал и поэтому ею часто пренебрегают. Для уменьшения же составляющей $I_{эп}$ принимают специальные меры, в частности, базу легируют слабо, так, чтобы $N_{дб} \ll N_{аэ}$. При этом выполняется неравенство $I_{эп} \ll I_{эп}$. С учётом этого можно записать, что $I_э \approx I_{эп}$.

Коллекторный ток $I_к$. К КП в активном режиме приложено обратное напряжение. Пусть ЭП находится в равновесном состоянии, т.е. отсутствует инжекция дырок из эмиттера в базу. В этом случае через КП будет протекать лишь *обратный ток $I_{кб0}$* , который аналогичен обратному току полупроводникового диода. При смещении ЭП прямо начнётся инжекция дырок в базу, а в коллекторной цепи появится *ток экстракции дырок из базы в коллектор $I_{кр}$* , равный разности дырочной составляющей тока эмиттера и *тока рекомбинации носителей в базе $I_к = I_{кр} - I_{рекб}$* . Следовательно, в активном режиме

$$I_к = I_{кр} + I_{кб0}, \quad (41)$$

причём $I_{кр}$ – полезная *управляемая* часть коллекторного тока, а $I_{кб0}$ – побочная *неуправляемая* составляющая $I_к$.

Ток базы $I_{\bar{6}}$. Используя выражения (39), (40) и (41) для тока базы, можно записать следующее соотношение:

$$I_{\bar{6}} = I_{\bar{3}} - I_{\bar{к}} = I_{\bar{эп}} - I_{\bar{кр}} + I_{\bar{эн}} + I_{\bar{рекЭП}} - I_{\bar{кб0}} \quad (42)$$

или

$$I_{\bar{6}} = I_{\bar{рекб}} + I_{\bar{эн}} + I_{\bar{рекЭП}} - I_{\bar{кб0}} \quad (43)$$

Учитывая сравнительно малую величину последних трёх слагаемых в (43), а также тот факт, что ток $I_{\bar{кб0}}$ противоположен по направлению токам $I_{\bar{эн}}$ и $I_{\bar{рекЭП}}$, можно сделать вывод о том, что основным током базы является ток рекомбинации носителей в базовой области $I_{\bar{рекб}} = I_{\bar{эп}} - I_{\bar{кр}}$,

$$I_{\bar{6}} \approx I_{\bar{рекб}} \quad (44)$$

Коэффициенты передачи токов. Для схемы с ОБ выходной ток коллектора можно представить как функцию входного тока

$$I_{\bar{к}} = \alpha I_{\bar{3}} + I_{\bar{кб0}} \quad (45)$$

где первое слагаемое – управляемая часть коллекторного тока, обусловленная потоком инжектированных в базу носителей, дошедших до КП.

Коэффициент α называется *коэффициентом передачи эмиттерного тока*. Этот коэффициент показывает, какая часть тока эмиттера замыкается через коллекторную цепь. Коэффициент α определяется не только характером движения носителей в базе и вероятностью их рекомбинации, но и процессами в ЭП и КП. Поэтому его можно представить в виде произведения коэффициентов, характеризующих процессы в базе и в обоих переходах:

$$\alpha = \gamma \delta M \quad (46)$$

где γ – *коэффициент инжекции* (эффективность эмиттера), $\gamma = I_{\bar{эп}}/I_{\bar{3}}$;

δ – *коэффициент переноса дырок* через базу к коллектору, $\delta = I_{\bar{кр}}/I_{\bar{эп}}$;

M – *коэффициент лавинного умножения* носителей в КП.

Коэффициент инжекции γ характеризует долю тока, обусловленного инжекцией носителей через ЭП, в полном токе эмиттера. Его стремятся сделать как можно ближе к единице. Обычно он имеет значения 0,9...0,99.

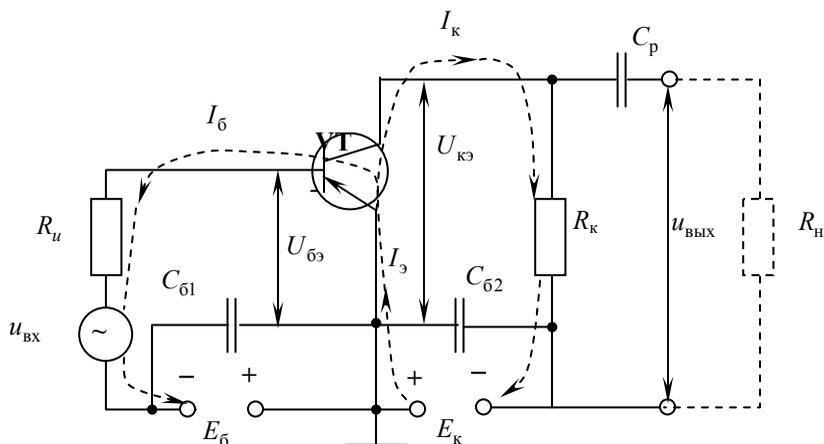


Рис. 43. Схема простейшего усилительного каскада на транзисторе

Коэффициент переноса δ показывает, какая часть носителей, инжектированных в базу из эмиттера, достигает коллектора. Обычно в транзисторах $\delta = 0,95 \dots 0,96$.

Выше уже отмечалось, что главную роль в транзисторной технике играет схема включения транзистора с ОЭ. На рисунке 43 представлена электрическая схема простейшего усилителя на транзисторе с ОЭ с активной нагрузкой в коллекторной цепи. Сравнивая эту схему со схемой усилителя на триоде, увидим очевидное их сходство.

Транзистор *VT* является активным усилительным элементом, обеспечивающим преобразование энергии источника питания E_k выходной цепи в энергию полезного (выходного) сигнала $u_{\text{вых}}$.

Входная цепь включает в себя источник базового смещения $E_б$, источник входного (усиливаемого) сигнала $u_{\text{вх}}$, имеющий внутреннее сопротивление R_u , и участок база – эмиттер транзистора, где действует напряжение $U_{бэ}$. Источник базового смещения служит для обеспечения выбора линейного (пропорционального) режима усиления. Блокировочный конденсатор $C_{б1}$ шунтирует источник базового смещения $E_б$ по переменной составляющей тока базы.

Выходная цепь содержит источник питания выходной цепи транзистора E_k , сопротивление нагрузки транзистора R_k , участок коллектор-эмиттер транзистора, на котором падает напряжение $U_{кэ}$. Блокировочный конденсатор $C_{б2}$ шунтирует источник питания E_k по переменной составляющей коллекторного тока. Этим устраняется влияние на работу схемы, хотя и малого, но, в общем-то, конечного внутреннего сопротивления источника. Величины ёмкостей $C_{б2}$ и $C_{б2}$ *определяются условием обеспечения существенно меньших по сравнению с внутренними сопротивлениями источников E_b и E_k значений реактивных ёмкостных сопротивлений переменным составляющим токов базы и коллектора при минимальной заданной частоте входного сигнала.* Выходной сигнал $u_{вых}$ снимается с участка коллектор-эмиттер транзистора и через разделительный конденсатор C_p , препятствующий прохождению постоянной составляющей выходного тока, прикладывается к нагрузке усилительного каскада R_n – входному сопротивлению последующего каскада.

ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ

1. В чём физические причины большего значения коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ, чем в схеме с ОБ?
2. В какой последовательности необходимо подключать (отключать) выводы биполярного транзистора в схему и почему?
3. Какое свойство биполярных транзисторов обеспечивает возможность их использования в качестве усилительных элементов?
4. Чем отличаются схемы включения биполярных транзисторов?

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В первой части пособия были подробно рассмотрены два основных, «базовых» вида полупроводниковых приборов – полупроводниковые диоды и биполярные транзисторы. Именно эти полупроводниковые приборы наиболее широко применяются не только в электронной аппаратуре медицинского назначения, но и во всех видах и типах электронной техники. Именно полупроводниковые диоды и транзисторы послужили основой для развития интегральной техники и микроэлектроники.

Основное внимание уделено принципам функционирования и основным параметрам диодов и транзисторов, так как они имеют важное практическое значение с точки зрения применения данных полупроводниковых приборов. Кроме того, приведены типовые варианты конструктивно исполнения диодов и транзисторов. Однако, в настоящее время технология изготовления полупроводниковых элементов шагнула далеко вперед в направлении миниатюризации. И в настоящее время наиболее распространёнными являются элементы, изготовленные по планарной технологии и предназначенные для поверхностного монтажа (SMD), что, однако, не меняет базовых принципов функционирования полупроводниковых приборов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Богословский, А. В.** Электронные приборы и основы микроэлектроники : учебник / А. В. Богословский, В. М. Делик, А. Н. Пахомов ; под ред. А. В. Богословского. – Тамбов : ТВАИИ, 2003.
2. **Бонч-Бруевич, В. П.** Физика полупроводников / В. П. Бонч-Бруевич, С. Г. Калашников. – Москва : Наука, 1977. – 672 с.
3. **Федотов, Я. А.** Основы физики полупроводниковых приборов / Я. А. Федотов. – Москва : Сов. радио, 1970. – 592 с.
4. **Степаненко, И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем / И. П. Степаненко. – Москва : Энергия, 1977. – 608 с.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	3
1. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ	4
1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ	4
1.2. ВЫПРЯМИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ	5
1.2.1. Вольтамперные характеристики диодов, их зависимости от температуры и материала полупроводника	5
1.2.2. Основные параметры выпрямительных диодов	11
1.2.3. Применение выпрямительных диодов	12
1.3. ВЧ, СВЧ И ИМПУЛЬСНЫЕ ДИОДЫ	14
1.3.1. Эквивалентная схема и паразитные параметры диодов	14
1.3.2. Конструктивные особенности ВЧ- и СВЧ-диодов	18
1.3.3. Переходные процессы в диоде при работе в импульсном режиме	20
1.3.4. Конструктивные особенности и типы импульсных диодов	24
1.4. СПЕЦИАЛЬНЫЕ ДИОДЫ	29
1.4.1. Варикапы	29
1.4.2. Стабилитроны и стабисторы	31
1.4.3. Туннельные и обращённые диоды	35
ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ	41
2. ТРАНЗИСТОРЫ	42
2.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ТРАНЗИСТОРОВ	42
2.2. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ	42
2.2.1. Устройство и принцип работы	42
2.2.2. Режимы работы транзисторов	45
2.2.3. Распределение концентрации неосновных носителей заряда в базе транзистора	49
2.2.4. Схемы включения транзисторов	55
2.2.5. Статические характеристики транзисторов	57
2.1.6. Дифференциальные параметры транзисторов	66
2.2.7. Токи в транзисторе	71
ВОПРОСЫ ДЛЯ САМОКОНТРОЛЯ	76
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	77
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	78

Учебное издание

СУКОНКИН Илья Александрович
КУЛИКОВ Андрей Юрьевич
ФЕСЕНКО Александр Иванович

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ В БИОМЕДИЦИНСКОЙ ТЕХНИКЕ

Учебное пособие

Редактор З. Г. Чернова
Инженер по компьютерному макетированию О. М. Гурьянова

ISBN 978-5-8265-1292-0



Подписано в печать 19.09.2014.
Формат 60×84 /16. 4,65 усл. печ. л.
Тираж 100 экз. Заказ № 405

Издательско-полиграфический центр
ФГБОУ ВПО «ТГТУ»
392000, г. Тамбов, ул. Советская, д. 106, к. 14
Тел. 8(4752) 63-81-08;
E-mail: izdatelstvo@admin.tstu.ru