

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«ОРЕНБУРГСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ АГРАРНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ДЛЯ ОБУЧАЮЩИХСЯ
ПО ОСВОЕНИЮ ДИСЦИПЛИНЫ**

Б1.В.ДВ.04.01 Элементная база электронных устройств

Направление подготовки (специальность) 35.04.06 – Агроинженерия

Профиль образовательной программы «Электротехнологии и электрооборудование в сельском хозяйстве»

Форма обучения заочная

СОДЕРЖАНИЕ

1. Конспект лекций	3
1.1 Лекция №1 - Полупроводниковые диоды	3
1.2 Лекция №2 - Биполярные транзисторы	6
1.3 Лекция №3 - Полевые транзисторы	10
1.4 Лекция №4 - Тиристоры	13
2. Методические указания по проведению практических занятий	17
2.1 Практическое занятие №1 - Расчет вольт-амперной характеристики диода	17
2.2 Практическое занятие №2 - Принцип выбора полупроводникового диода	22
2.3 Практическое занятие №3 - Статические параметры и характеристики биполярных транзисторов	24
2.4 Практическое занятие №4 - Эквивалентные схемы биполярных транзисторов	27
2.5 Практическое занятие №5 - Расчет выходных статических характеристик полевого транзистора	30
2.6 Практическое занятие №6 - Эквивалентные схемы полевого транзистора	32
2.7 Практическое занятие №7 - Способы управления тиристорами	33
2.8 Практическое занятие №8 - Симметричные тиристоры	37

1. КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ

1.1 Лекция №1 (2 часа).

Тема: «Полупроводниковые диоды»

1.1.1 Вопросы лекции

1. Структура и основные элементы.
 2. Вольт-амперная характеристика диода при инжекции и экстракции носителей заряда.
 3. Физический смысл параметров диодов.
 4. Виды пробоев.
 5. Процессы в диодах при больших прямых токах. Переходные процессы в диодах.
- Основные виды диодов и их параметры.

1.1.2 Краткое содержание вопросов

1. Структура и основные элементы

Полупроводниковым диодом называется электропреобразовательный полупроводниковый прибор с одним выпрямляющим электрическим переходом, имеющий два вывода.

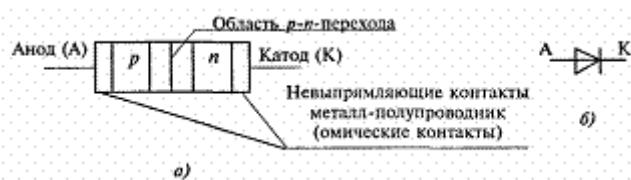


Рис. 1 Структура полупроводникового диода с электронно-дырочным переходом (а) и его условное графическое обозначение (б)

Буквами р и п обозначены слои полупроводника с проводимостями соответственно р-типа и п-типа.

Основные элементы диода – р-п-переход и невыпрямляющий контакт металл–полупроводник.

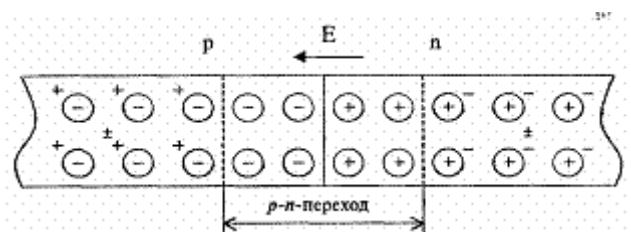


Рис. 2 Контактирующие слои полупроводника

В контактирующих слоях полупроводника имеет место диффузия дырок из слоя р в слой п, причиной которой является их значительно большая концентрация в слое р. Аналогичная причина обеспечивает диффузию электронов из слоя п в слой р. Диффузия дырок из слоя р в слой п, во-первых, уменьшает их концентрацию в приграничной области слоя р и, во-вторых, уменьшает концентрацию свободных электронов в приграничной области слоя п вследствие рекомбинации. К аналогичным результатам приводит и диффузия электронов из слоя п в слой р.

В итоге в приграничных областях слоя р и слоя п возникает обедненный слой, в котором мала концентрация подвижных носителей заряда (электронов и дырок). Обедненный слой имеет большое удельное сопротивление. Ионы примесей обедненного слоя не компенсированы дырками или электронами. В совокупности ионы образуют

некомпенсированные объемные заряды, создающие электрическое поле с напряженностью E (см. рис. 2). Это поле препятствует переходу дырок из слоя p в слой n и переходу электронов из слоя n в слой p . Оно создает дрейфовый поток подвижных неосновных носителей заряда: дырок из слоя n в слой p и электронов из слоя p в слой n . В установившемся режиме дрейфовый поток равен диффузационному. В несимметричном $p-n$ -переходе более протяженным является заряд в слое с меньшей концентрацией примеси, т.е. в базе.

2. Вольт-амперная характеристика диода при инжекции и экстракции носителей заряда.

При прямом напряжении на диоде внешнее напряжение частично компенсирует контактную разность потенциалов на $p-n$ -переходе, так как внешнее электрическое поле при прямом включении диода направлено противоположно диффузационному полю. Поэтому высота потенциального барьера перехода уменьшается пропорционально приложенному к диоду напряжению.

С уменьшением высоты потенциального барьера увеличивается количество носителей заряда, которые могут преодолеть потенциальный барьер и перейти в соседнюю

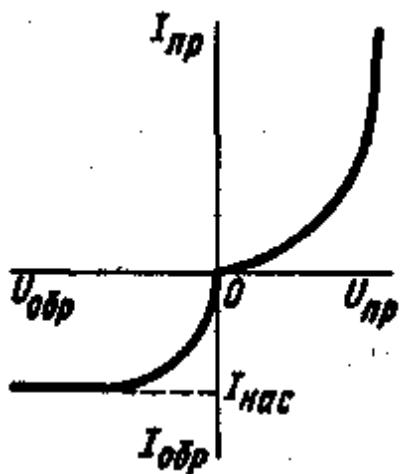


Рис. 3 Вольт-амперная характеристика диода при инжекции и экстракции носителей заряда

область диода, где они окажутся неосновными носителями. Этот процесс называют инжекцией неосновных носителей заряда через $p-n$ -переход.

Так как высота потенциального барьера уменьшается пропорционально приложенному напряжению, а носители заряда распределены по энергиям по экспоненциальному закону в соответствии со статистикой Ферми — Дирака или Максвелла — Больцмана, то прямая ветвь ВАХ диода должна быть похожа на экспоненту (рис. 2).

При обратном включении диода внешнее электрическое поле и диффузионное поле в $p-n$ -переходе совпадают по направлению, происходит экстракция неосновных носителей заряда из прилегающих к переходу областей. Это приводит к уменьшению граничной концентрации неосновных носителей заряда около $p-n$ -перехода и к появлению диффузии неосновных носителей к переходу — идет диффузионный ток неосновных носителей, возникающих в результате тепловой генерации в объеме n - и p -областей диода, а также на омических переходах.

За время жизни до $p-n$ -перехода могут продиффундировать неосновные носители, возникшие в n - и p -областях на расстоянии, не превышающем соответствующей диффузионной длины. Остальные неосновные носители, не успев дойти до перехода, рекомбинируют в объеме. Это справедливо для разных обратных напряжений на диоде,

если толщины прилегающих к переходу областей превышают диффузионные длины неосновных носителей заряда. Поэтому обратный ток начиная с очень малых значений обратного напряжения не будет изменяться с изменением напряжения (см. рис. 3). Этот неизменный с изменением напряжения обратный ток через диод называют током насыщения.

3. Физический смысл параметров диодов

К основным параметрам диодов относят:

- максимально допустимый постоянный прямой ток, А;
- максимально допустимый импульсный прямой ток, А;
- максимально допустимое постоянное обратное напряжение, В;
- максимально допустимое импульсное обратное напряжение, В;
- обратный ток, протекающий через диод в обратном включении приложенном к его выводам максимально допустимом постоянном напряжении, мкА;
- статическое сопротивление диода в прямом включении, равное отношению падения напряжения на диоде в прямом включении к силе прямого тока, Ом;
- статическое сопротивление диода в обратном включении, равное отношению величины обратного напряжения к силе обратного тока, МОм;
- динамическое сопротивление диода в прямом включении, составляющее отношение изменения падающего на диоде постоянного напряжения в прямом включении к величине изменения силы прямого тока, Ом;
- динамическое сопротивление диода в обратном включении, равное отношению изменения обратного напряжения к изменению величины обратного тока, Ом;
- полная ёмкость запертого диода, пФ;
- максимально допустимая частота протекающего по диоду переменного тока, Гц, и др.

4. Виды пробоев

Возможны обратимые и необратимые пробои. Обратимый пробой – это пробой, после которого р-п-переход сохраняет работоспособность. Необратимый пробой ведет к разрушению структуры полупроводника.

Существуют четыре типа пробоя: лавинный, туннельный, тепловой и поверхностный. Лавинный и туннельный пробои объединяются под названием – электрический пробой, который является обратимым. К необратимым относят тепловой и поверхностный.

Лавинный пробой происходит под действием сильного электрического поля с напряженностью $E \approx (8...12) \cdot 10^4 \frac{\text{В}}{\text{см}}$.

Туннельный пробой происходит в очень тонких р-п-переходах, что возможно при очень высокой концентрации примесей $N \approx 10^{19} \text{ см}^{-3}$, когда ширина перехода становится малой (порядка 0,01 мкм) и при небольших значениях обратного напряжения (несколько вольт), когда возникает большой градиент электрического поля.

Тепловым называется пробой р-п-перехода, обусловленный ростом количества носителей заряда при повышении температуры кристалла.

Распределение напряженности электрического поля в р-п-переходе может существенно изменить заряды, имеющиеся на поверхности полупроводника. Поверхностный заряд может привести к увеличению или уменьшению толщины перехода, в результате чего на поверхности перехода может наступить пробой при напряженности поля, меньшей той, которая необходима для возникновения пробоя в толще полупроводника. Это явление называют поверхностным пробоем.

5. Процессы в диодах при больших прямых токах. Переходные процессы в диодах. Основные виды диодов и их параметры

При быстрых изменениях напряжения на полупроводниковом диоде на основе обычного р-п перехода значение тока через диод, соответствующее статической вольт-амперной характеристике, устанавливается не сразу. Процесс установления тока при таких переключениях обычно называют переходным процессом. Переходные процессы в полупроводниковых диодах связаны с накоплением неосновных носителей в базе диода при его прямом включении и их рассасывании в базе при быстром изменении полярности напряжения на диоде. Так как электрическое поле в базе обычного диода отсутствует, то движение неосновных носителей в базе определяется законами диффузии и происходит относительно медленно. В результате кинетика накопления носителей в базе и их рассасывание влияют на динамические свойства диодов в режиме переключения.

Выпрямительные диоды - диоды, в которых используется такое свойство р-п перехода, как односторонняя проводимость (прямая проводимость в тысячи раз больше обратной). Применяются для выпрямления переменного тока.

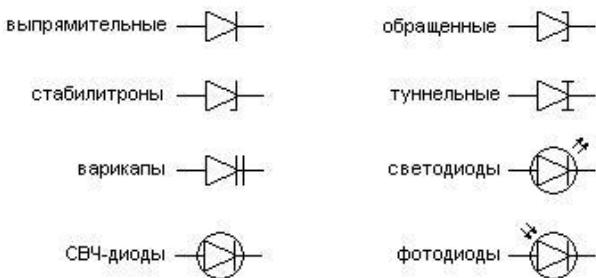


Рис. 4 Классификация и условно-графические обозначения диодов (направление стрелки на условно-графическом обозначении совпадает с направлением прямого тока)

Стабилитроны - диоды с участком резко выраженного электрического пробоя при обратном напряжении. Применяются для стабилизации напряжения.

Варикапы - диоды, емкость которых изменяется в зависимости от приложенного напряжения. Применяются в качестве элементов с электрически управляемой ёмкостью.

СВЧ-диоды - диоды, имеющие малые значения паразитных индуктивности и ёмкости, что позволяет использовать их в СВЧ технике.

Обращенные диоды - это туннельные диоды без участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением и имеющие инверсную вольтамперную характеристику с точки зрения выпрямительных диодов, то есть высокую проводимость при приложенном обратном напряжении и малую при прямом. Высокая нелинейность вольтамперной характеристики при малых напряжениях вблизи нуля (порядка микровольт) позволяет использовать обращенные диоды для детектирования слабых сигналов в СВЧ-технике.

Туннельные диоды - диоды, имеющие вольтамперную характеристику с участком отрицательной проводимости, на котором с ростом прямого напряжения прямой ток уменьшается.

Светодиоды - диоды, которые при пропускании прямого тока излучают фотоны в видимой или инфракрасной области спектра.

Фотодиоды - диоды, которые при большой освещенности могут служить источниками электрической энергии.

1.2 Лекция №2 (2 часа).

Тема: «Биполярные транзисторы»

1.2.1 Вопросы лекции

1. Структура и основные режимы работы.
2. Статические параметры и характеристики.
3. Работа транзистора при малом переменном сигнале.
4. Эквивалентные схемы. Частотные характеристики. Работа транзистора на импульсах. Надежность транзистора.

1.2.2 Краткое содержание вопросов

1. Структура и основные режимы работы

Биполярный транзистор — трёхэлектродный полупроводниковый прибор, один из типов транзистора.

Биполярный транзистор состоит из трёх различным образом легированных полупроводниковых слоёв: эмиттера Е, базы В и коллектора С. В зависимости от типа проводимости этих зон различают NPN (эмиттер — n-полупроводник, база — p-полупроводник, коллектор — n-полупроводник) и PNP-транзисторы. К каждой из зон подведены проводящие невыпрямляющие контакты. База расположена между эмиттером и коллектором и слаболегирована, поэтому имеет большое омическое сопротивление.

Режимы работы биполярного транзистора:

- нормальный активный режим
- инверсный активный режим
- режим насыщения
- режим отсечки
- барьерный режим

2. Статические параметры и характеристики

Статической характеристикой называют зависимость тока электрода транзистора от одного из аргументов при фиксированном значении другого и медленном уменьшении варьируемых величин, при котором режим работы практически сохраняется статически. Каждая точка такой характеристики соответствует определенному статическому режиму транзистора.

Входными характеристиками транзисторов в схеме с ОБ представляют собой зависимость вида:

$$I_B = f(U_{BE}) \text{ при } U_{CE} = \text{const.}$$

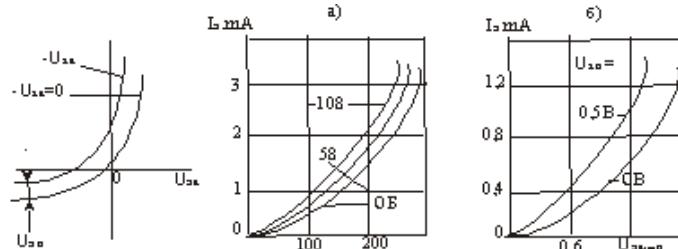


Рис. 1 Входные характеристики биполярных транзисторов в схеме с ОБ: а) германиевых типа МП -14 маломощных; б) кремниевых типа 2Т – 925 мощных

Выходные характеристики в данной схеме включения транзистора (ОБ) определяются зависимостью вида (рис. 2).

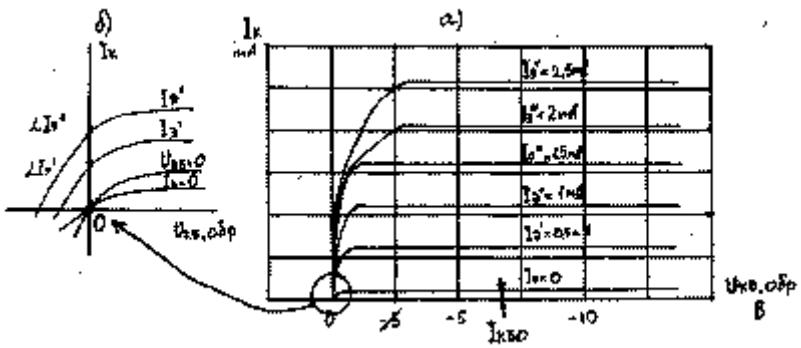


Рис. 2 Выходные характеристики биполярного транзистора типа МП-14 в схеме с ОБ: а) общий вид; б) начальный участок характеристики

3. Работа транзистора при малом переменном сигнале

Постоянные токи, протекающие через транзистор, являются нелинейными функциями приложенных напряжений. Но, если на постоянные составляющие накладываются переменные сигналы с амплитудами малыми по сравнению со значениями постоянных составляющих, между переменным входным напряжением и переменным выходным током будет существовать линейная зависимость, и работа транзистора будет иметь линейный характер.

4. Эквивалентные схемы. Частотные характеристики. Работа транзистора на импульсах. Надежность транзистора

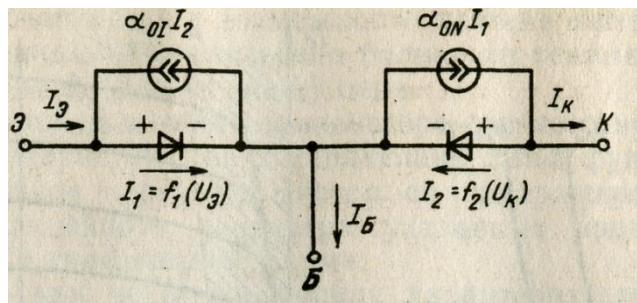


Рис.3 Эквивалентная схема транзистора в виде модели Эберса-Молла (Эквивалентная схема биполярного транзистора на постоянном токе)

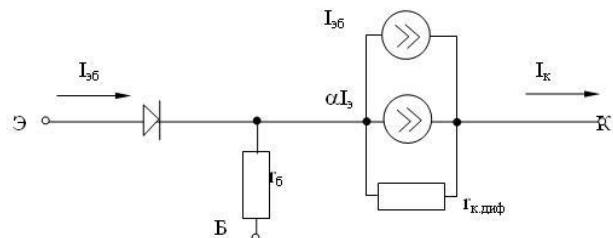


Рис. 4 Эквивалентная схема транзистора по постоянному току, включенного по схеме с ОБ

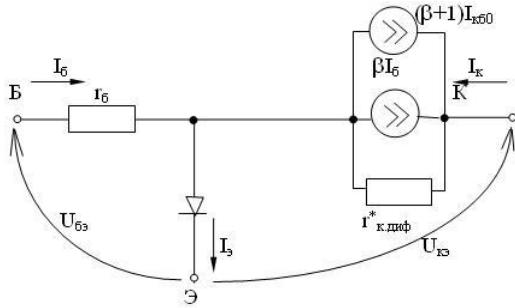


Рис. 5 Эквивалентная схема транзистора по постоянному току, включенного по схеме с ОЭ

Частотная характеристика – зависимость коэффициента усиления транзистора от частоты входящего сигнала. С повышением частоты, способность транзистора усиливать сигнал постепенно падает. Причиной тому являются паразитные емкости, образовавшиеся в PN-переходах. На изменения входного сигнала в базе транзистор реагирует не мгновенно, а с определенным замедлением, обусловленным затратой времени на наполнение зарядом этих емкостей. Поэтому, при очень высоких частотах, транзистор просто не успевает среагировать и полностью усилить сигнал.

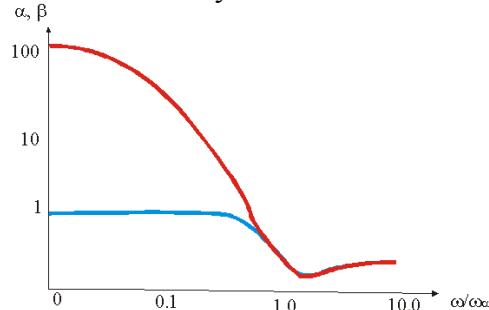


Рис. 6 Частотная зависимость модуля коэффициентов передачи по току в схеме ОБ - α и ОЭ - β .

Биполярные транзисторы широко используются в цифровой технике в качестве электронных ключей. В этих устройствах используются сигналы в виде почти прямоугольных (трапециoidalных) импульсов большой амплитуды. В общем случае для описания работы транзистора в импульсном (ключевом) режиме необходимо использовать нелинейные динамические модели транзистора (например, динамические компьютерные модели Эберса - Молла). Однако в большинстве случаев ограничиваются расчетом амплитуды и длительности фронтов импульсных сигналов.

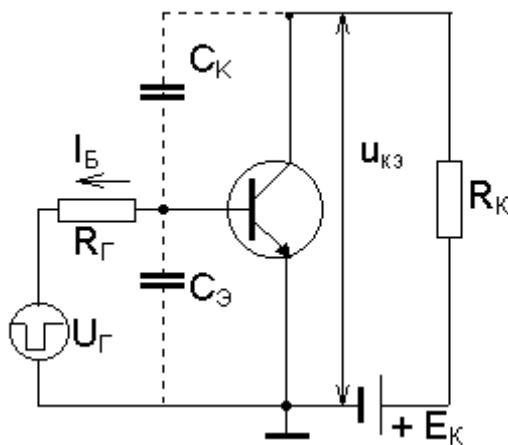


Рис. 7 Схема транзисторного ключа на биполярном транзисторе

Катастрофические отказы связаны с полной потерей работоспособности прибора и происходят в результате обрывов или коротких замыканий внутренних или внешних выводов, пробоя р-п-перехода, трещин стекла. Они обусловлены главным образом недостатками конструкции или нарушением технологического процесса. Катастрофические отказы не являются основными для транзисторов - на их долю приходится примерно 20 % всех наблюдаемых отказов. В основном же отказы транзисторов обусловлены постепенным изменением параметров сверх допустимых отклонений.

Отказы, вызываемые постепенным изменением основных параметров и выходом их значений за установленные нормы, иногда называются условными отказами. Условность отказа определяется выбором критериев годности. Условно отказавший транзистор может быть фактически вполне работоспособным в таких радиоэлектронных схемах, которые не критичны к изменению параметра в рассматриваемых пределах.

1.3 Лекция №3 (2 часа).

Тема: «Полевые транзисторы»

1.3.1 Вопросы лекции

1. Полевые транзисторы с управляющим переходом. Эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим переходом.
2. Полевые транзисторы с изолированным затвором. Параметры и свойства полевых транзисторов с изолированным затвором.

1.3.2 Краткое содержание вопросов

1. Полевые транзисторы с управляющим переходом. Эквивалентные схемы полевого транзистора с управляющим переходом.

Полевой транзистор — полупроводниковый прибор, в котором ток изменяется в результате действия «перпендикулярного» току электрического поля, создаваемого напряжением на затворе.

Полевой транзистор с управляющим р-п переходом — это полевой транзистор, затвор которого изолирован (то есть отделён в электрическом отношении) от канала р-п переходом, смещённым в обратном направлении.

Такой транзистор имеет два невыпрямляющих контакта к области, по которой проходит управляемый ток основных носителей заряда, и один или два управляющих электронно-дырочных перехода, смещённых в обратном направлении (см. рис. 1). При изменении обратного напряжения на р-п переходе изменяется его толщина и, следовательно, толщина области, по которой проходит управляемый ток основных носителей заряда. Область, толщина и поперечное сечение которой управляется внешним напряжением на управляющем р-п переходе и по которой проходит управляемый ток основных носителей, называют каналом. Электрод, из которого в канал входят основные носители заряда, называют истоком (Source). Электрод, через который из канала уходят основные носители заряда, называют стоком (Drain). Электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала, называют затвором (Gate).

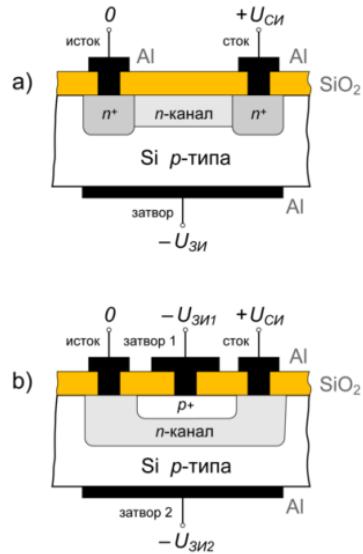


Рис. 1 Устройство полевого транзистора с управляемым р-п переходом

На рис. 2 показана эквивалентная схема полевого транзистора, основным элементом этой схемы, характеризующим усиительные свойства прибора, является зависимый генератор тока SU_3 . Частотные и импульсные характеристики транзистора определяются емкостями электродов: затвор - сток $C_{зс}$, затвор - исток $C_{зи}$, сток - исток $C_{си}$. Емкости $C_{зи}$ и $C_{зс}$ зависят от площади затвора и степени легирования канала, емкость $C_{си}$ — самая маленькая среди рассмотренных.

Сопротивления утечки $R_{зс}$, $R_{зи}$, $R_{си}$ весьма велики и учитываются, как правило, при расчете электрометрических усиительных каскадов постоянного тока. При расчете импульсных каскадов и усиительных каскадов переменного тока их, как правило, не учитывают, поскольку проводимость емкостей обычно всегда больше шунтирующих их проводимостей утечки электродов.

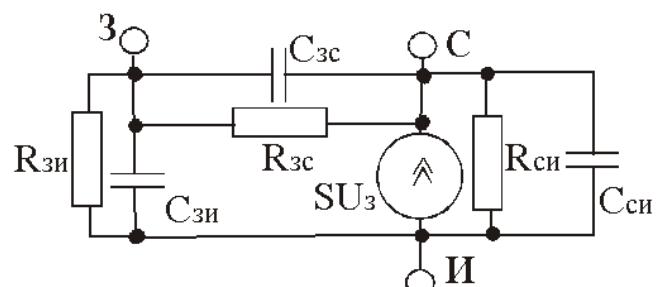


Рис. 2 Эквивалентная схема полевого транзистора с управляемым рп переходом.

2. Полевые транзисторы с изолированным затвором. Параметры и свойства полевых транзисторов с изолированным затвором.

Полевой транзистор с изолированным затвором — это полевой транзистор, затвор которого отделён в электрическом отношении от канала слоем диэлектрика.

В кристалле полупроводника с относительно высоким удельным сопротивлением, который называют подложкой, созданы две сильно легированные области с противоположным относительно подложки типом проводимости. На эти области нанесены металлические электроды — исток и сток. Расстояние между сильно легированными областями истока и стока может быть меньше микрона. Поверхность кристалла полупроводника между истоком и стоком покрыта тонким слоем (порядка 0,1 мкм) диэлектрика. Так как исходным полупроводником для полевых транзисторов обычно

является кремний, то в качестве диэлектрика используется слой двуокиси кремния SiO_2 , выращенный на поверхности кристалла кремния путём высокотемпературного окисления. На слой диэлектрика нанесён металлический электрод — затвор. Получается структура, состоящая из металла, диэлектрика и полупроводника. Поэтому полевые транзисторы с изолированным затвором часто называют МДП-транзисторами.

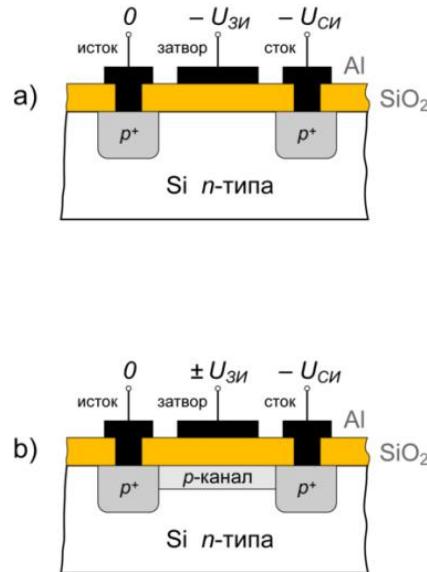


Рис. 3 Устройство полевого транзистора с изолированным затвором.

Входное сопротивление МДП-транзисторов может достигать $10^{10}\dots10^{14} \Omega$ (у полевых транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом $10^7\dots10^9$), что является преимуществом при построении высокоточных устройств.

К основным параметрам полевых транзисторов относятся:

$$S = \frac{di_c}{du_{\text{ин}}}$$

- Крутизна характеристики при $U_{\text{сп}} = \text{const}$, $U_{\text{пи}} = \text{const}$. Типичные значения параметра ($0,1\dots500$) mA/B ;

$$S = \frac{di_c}{du_{\text{под}}}$$

- Крутизна характеристики по подложке при $U_{\text{сп}} = \text{const}$, $U_{\text{зи}} = \text{const}$. Типичные значения параметра ($0,1\dots1$) mA/B ;

- Начальный ток стока $I_{\text{с.нач.}}$ — ток стока при нулевом значении напряжения $U_{\text{зи}}$. Типичные значения параметра: ($0,2\dots600$) mA — для транзисторов с управляющим каналом $p-n$ переходом; ($0,1\dots100$) mA — для транзисторов со встроенным каналом; ($0,01\dots0,5$) μA — для транзисторов с индуцированным каналом;

- Напряжение отсечки $U_{\text{зи.отс.}}$. Типичные значения ($0,2\dots10$) V ; пороговое напряжение $U_{\text{п.}}$. Типичные значения ($1\dots6$) V ;

- Сопротивление сток-исток в открытом состоянии. Типичные значения ($2\dots300$) Ω

$$r_i = \frac{du_{\text{ин}}}{di_c}$$

- Дифференциальное сопротивление (внутреннее): Статистический коэффициент усиления: $\mu = S \cdot r_i$

1.4 Лекция №4 (2 часа).

Тема: «Тиристоры»

1.4.1 Вопросы лекции

1. Диодные тиристоры. Триодные тиристоры.
2. Симметричные тиристоры. Способы управления тиристорами.
3. Конструкция и технология изготовления тиристоров.

1.4.2 Краткое содержание вопросов

1. Диодные тиристоры. Триодные тиристоры

Тиристор — полупроводниковый прибор, выполненный на основе монокристалла полупроводника с тремя или более р-п-переходами и имеющий два устойчивых состояния: закрытое состояние, то есть состояние низкой проводимости, и открытое состояние, то есть состояние высокой проводимости.

Динистором, или, по-другому, диодным тиристором, называют переключательный компонент с двумя выводами, который переходит в открытое состояние при превышении определённого напряжения, которое прикладывают между его выводами. Динисторы содержат три электронно-дырочных перехода. Схематичное изображение структуры динистора дано на рис. 1.

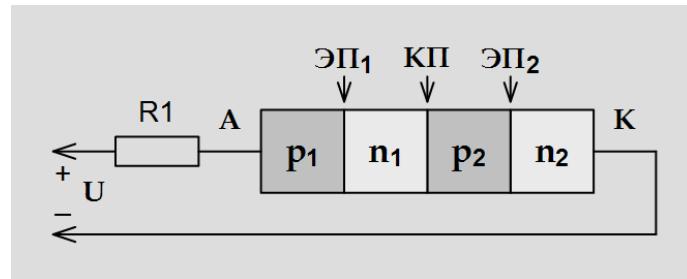


Рис. 1 Схематичное изображение структуры динистора

Вывод от внешней зоны n2 называют катодом, а от зоны p1 — анодом. Зоны n1 и p2 носят название баз динистора. Переход между зонами p1, n1 и p2, n2 именуют эмиттерным, а между зонами n1 и p2 — коллекторным переходом.

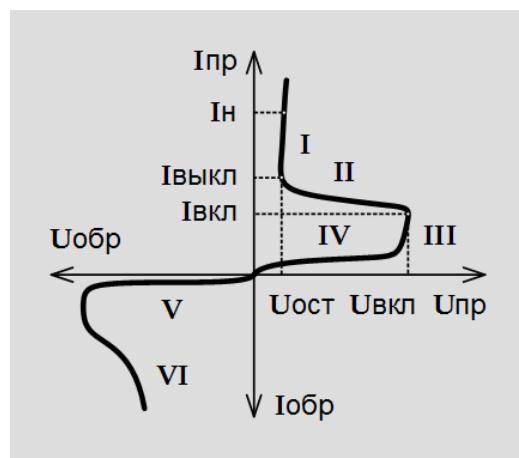


Рис. 2 ВАХ динистора

ВАХ динистора: I — участок открытого состояния динистора, на котором его проводимость высока; II — участок отрицательного сопротивления; III — участок пробоя коллекторного перехода; IV — участок в прямом включении, на котором динистор заперт,

и приложенное к его выводам напряжение меньше, чем необходимо для возникновения пробоя; V – участок обратного включения динистора; VI – участок лавинного пробоя.

Тринистором, или, иначе, триодным тиристором, называют переключательный компонент с тремя электронно-дырочными переходами, и тремя выводами – анодом, катодом и управляющим электродом. Тринисторы обладают аналогичной динисторам структурой, а отличие состоит в наличии управляющего электрода – дополнительного вывода, подключённого к одной из баз. Если через управляющий электрод тринистора пропустить отпирающий ток, то тринистор перейдёт в открытое состояние. В зависимости от того, к какой именно из баз будет подсоединен управляющий электрод, можно организовать включение тринистора при приложении отпирающего напряжения между управляющим электродом и либо анодом, либо катодом. Вольтамперная характеристика тринистора похожа на вольтамперную характеристику динистора. Однако отпирание тринистора обычно происходит при существенно более низком прямом напряжении, чем необходимо динистору, и к открыванию тринисторной структуры приводит протекание тока через управляющий электрод. Чем больше ток управляющего электрода, тем при более низком прямом напряжении тринистор перейдёт в открытое состояние, что отражено на вольтамперной характеристике тринистора, изображённой на рис. 3.

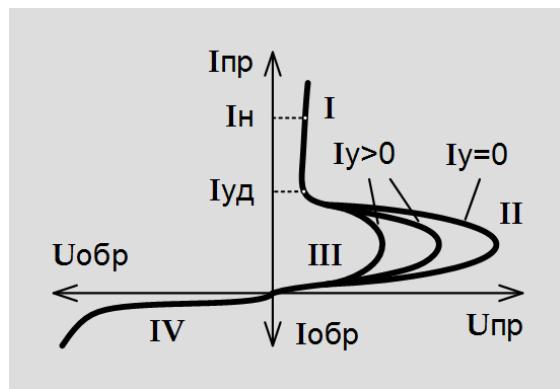


Рис. 3 ВАХ тринистора

ВАХ тринистора: I – участок, на котором тринистор открыт; II – участки отрицательного сопротивления и пробоя коллекторного перехода; III – участок запертого состояния тринистора в прямом включении; IV – участок обратного включения динистора.

2. Симметричные тиристоры. Способы управления тиристорами

Симисторы, в отличие от обычных тиристоров, проводят ток анод-катод при протекании тока по управляющему электроду, как в прямом направлении, так и в обратном. В результате этого их вольтамперная характеристика симметрична.

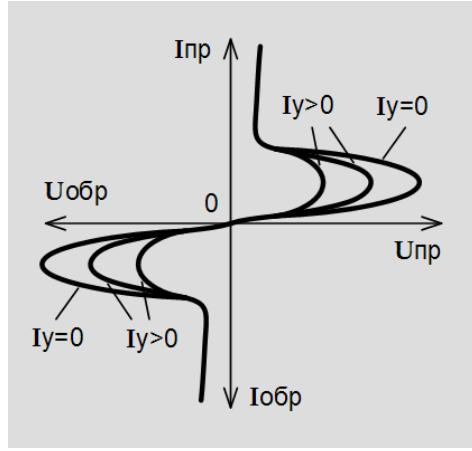


Рис. 4 ВАХ симистора

Таким образом, на вольтамперной характеристике каждого симистора присутствуют два участка отрицательного дифференциального сопротивления.

Структура симистора содержит пять слоёв.

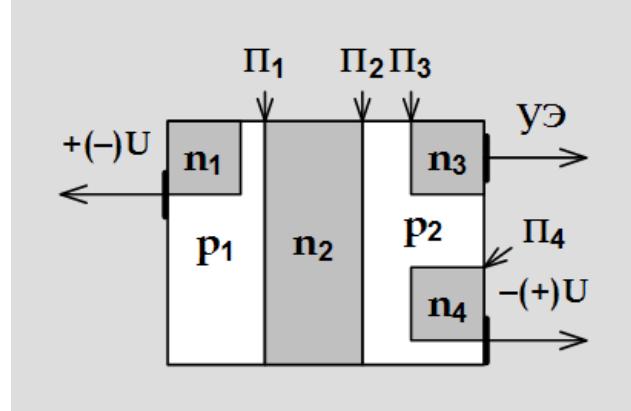


Рис. 5 Структура симистора

Практически включение тиристоров осуществляется одним из следующих способов:

- увеличение прямого напряжения до $U_{\text{ПЕР}}$;
- увеличением тока управления I_y ;
- подачей импульса напряжения с крутым фронтом и величиной ниже напряжения переключения на постоянном токе.

При таком включении осуществляется бросок емкостного тока через барьерные емкости переходов.

Для перехода тиристора из открытого состояния в закрытое необходимо уменьшить основной ток ниже тока удержания $I_{\text{уд}}$. Это можно осуществить одним из следующих способов:

- разрывом цепи основного тока;
- снижением напряжения до величины, при которой ток станет меньше тока удержания;
- сменой полярности напряжения;
- пропуском кратковременного импульса тока обратного направления, например, от предварительно заряженного конденсатора.

Отдельные типы тиристоров можно выключить подав на управляющий электрод импульс обратной полярности (запираемые тиристоры). В обычных тиристорах этого делать нельзя, т.к. ток управления должен быть равен основному току, а это может привести к пробою эмиттерного перехода.

3. Конструкция и технология изготовления тиристоров

Получение структуры с чередующимися областями Р- и Н- типов в современных условиях может быть осуществлено различными технологическими методами: диффузией, сплавлением, сочетанием диффузии и сплавления, эпитаксиальным методом и др.

В современном отечественном производстве кремниевых управляемых и неуправляемых вентилей наибольшее применение находит диффузионная технология изготовления многослойных структур.

Основой структуры при использовании этого метода является диск из монокристаллического кремния Н-типа толщиной 0,5...0,7 мм и диаметром 17...70 мм (определяется типоразмером прибора). После тщательной шлифовки в очистки диска с обеих сторон при определенных температурных режимах производится диффузия примесей Р-типа. В результате получается РНР-структура.

Если изготавливается структура тиристора, то с одной из сторон РНР-структуры, исключая небольшие участки в местах последующего монтирования управляющего электрода и шунтирования эмиттерного перехода, повторной диффузией внедряют примеси Н-типа.

Причем концентрация донорных атомов должна быть больше концентрации первоначально введенных примесей Р-типа (рисунок 6).

Шунтировка (закоротка малым сопротивлением) эмиттерного перехода реализуется при сборке вентильного элемента, показанного на рисунке 7. Она служит для улучшения температурной стабильности и повышения предельного напряжения тиристоров.



Рис. 6 - Распределение концентрации примесей при изготовлении многослойных полупроводниковых структур

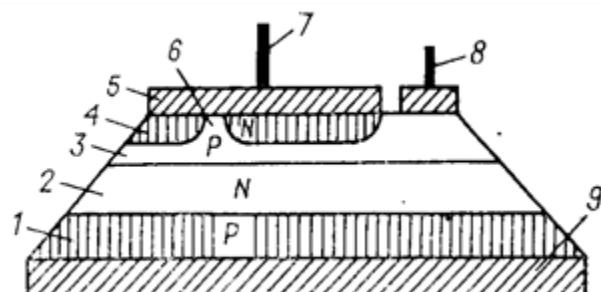


Рис. 7- Схематический разрез вентильного элемента тиристора: 1 - Р-слой; 2 - Н-база; 3 - Р-база; 4 - Н-слой; 5 - вольфрамовый электрод; 6 - шунтировка; 7 - катодный вывод; 8 - вывод управляющего электрода; 9 - вольфрамовый электрод

Изготовленные таким образом структуры тиристора после снятия фаски по внешнему диаметру напаваются на вольфрамовый диск, а затем монтируются в герметичный корпус.

Фаска, снимаемая под определенным углом к плоскости кремниевой шайбы (рисунок 7), обеспечивает уменьшение напряженности электрического поля на PN-переходах в местах выхода их на боковую поверхность.

2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ПРОВЕДЕНИЮ ПРАКТИЧЕСКИХ ЗАНЯТИЙ

2.1 Практическое занятие №1 (2 часа).

Тема: «Расчет вольт-амперной характеристики диода»

2.1.1 Задание для работы: провести расчет вольт-амперной характеристики полупроводникового диода

2.1.2 Краткое описание проводимого занятия:

Выбор модели диода

Большое количество факторов, которые следует принимать во внимание при расчете ВАХ диода при больших прямых токах, приводит к тому, что в общем виде решить эту задачу не удается. В связи с этим для выполнения аналитического расчета целесообразно выбрать такую структуру модели полупроводникового диода, которая позволила бы выполнить расчет и в то же время по возможности больше соответствовала бы реальной структуре диода.

Одной из таких структур является полупроводниковый диод с я несимметричным электронно-дырочным p+-n-переходом, с тонкой базой и с идеальным невыпрямляющим контактом к базе. В базе такого диода можно выделить слои с высоким уровнем инжекции (у электронно-дырочного перехода), средним (там, где концентрация неосновных носителей сравнима с концентрацией основных носителей в равновесном состоянии) и с низким уровнем инжекции (вблизи омического перехода).

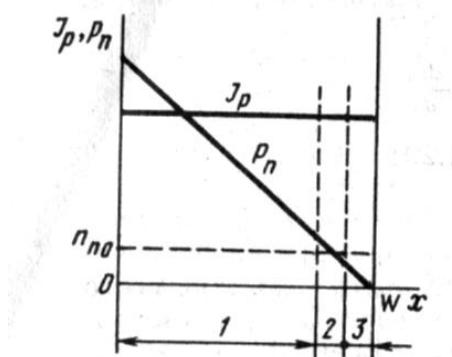


Рис. 1 Распределение концентрации неосновных носителей заряда в базе диода с тонкой базой: 1 — слои с высоким уровнем инжекции, 2 — слой со средним уровнем инжекции, 3 - слой с низким уровнем инжекции.

Очевидно, что с увеличением тока через диод будет увеличиваться та часть базы, где существует высокий уровень инжекции. При достаточно больших токах почти во всей базе будет высокий уровень инжекции. Поэтому весь расчёт можно выполнять только для высокого уровня инжекции. Это первое преимущество выбранной модели для расчёта.

Второе преимущество диода с тонкой базой как модели для расчета состоит в том, что ток одного вида носителей (неосновных) во всей базе такого диода остается

постоянным. Это следует из того, что во всей тонкой базе практически отсутствует рекомбинация носителей. Она происходит только на омическом переходе.

Третье преимущество рассматриваемой модели следует из несимметрии ее перехода. Если концентрация инжектированных неосновных носителей у границы p-n-перехода еще не равна полной концентрации основных носителей, что может быть только при очень больших прямых токах, то через несимметричный перевод происходит инжекция только одного вида носителей — из сильнолегированной области в слаболегированную. В этом случае весь ток связан с движением носителей одного вида — дырок. Значит, можно рассматривать движение только одного вида носителей во всей базе диода.

Четвертое преимущество рассматриваемой модели заключается в том, что она соответствует реальной структуре большинства полупроводниковых диодов.

Расчет вольт-амперной характеристики диода с тонкой базой при больших прямых токах

Исходя из перечисленных допущений можно считать, что в базе рассматриваемого диода электронный ток равен нулю. Тогда напряженность электрического поля в базе диода может быть найдена из уравнения для плотности электронного тока:

$$J_n = 0 = qn\mu_n E + qD_n \frac{dn_n}{dx}.$$

С учетом соотношения Эйнштейна:

$$E = -\frac{kT}{q} \frac{1}{n_n} \frac{dn_n}{dx}.$$

Такой способ определения напряженности электрического поля в базе диода несколько отличается от способа, и в данном случае он более удобен.

Используя условие электрической нейтральности базы, получим

$$E = -\frac{kT}{q} \frac{1}{p_n + N_{dn}} \frac{dp_n}{dx}$$

Соотношение представляет собой полное значение напряженности электрического поля, включающее поле, связанное с падением напряжения на объемном сопротивлении базы, и поле, обусловленное ЭДС Дембера.

Тогда получим дырочную составляющую плотности тока в базе диода, а следовательно, и ток через диод:

$$J_p = -qD_p \frac{p_n}{p_n + N_{dn}} \frac{dp_n}{dx} - qD_p \frac{dp_n}{dx},$$

$$J_p = -qD_p \left(1 + \frac{p_n}{p_n + N_{dn}}\right) \frac{dp_n}{dx}.$$

Выражение напоминает формулу для расчета диффузационной составляющей плотности тока, так как плотность тока получилась пропорциональной градиенту концентрации носителей. Однако такое сходство формально, так как на самом деле в расчете была принята во внимание и напряженностью электрического поля в базе диода.

Особенно простой вид принимает выражение для плотности дырочного тока через диод при высоком уровне инжекции, т. е. когда $p_n \gg N_{dn}$:

$$J_p = -q2D_p \frac{dp_n}{dx}$$

Таким образом, дырочный ток через диод прямо пропорционален градиенту концентрации носителей заряда в базе, причем коэффициент пропорциональности не зависит от концентрации носителей. Коэффициент диффузии удвоен, что отражает влияние электрического поля в базе диода.

Формальное сходство выражения для плотности тока при высоком уровне инжекции с выражением для чисто диффузионного тока дает возможность упростить расчет ВАХ диода при высоком уровне инжекции, так как все отличие от рассмотренного ранее расчета при низком уровне инжекции заключается только в удвоении коэффициента диффузии, т.е.

$$J = J_p = \frac{q^2 D_p p_{n0}}{W_n} \left(\exp \frac{q U_{p,n}}{kT} - 1 \right)$$

В уравнении для ВАХ диода при низком уровне инжекции напряжение U имело смысл напряжения на р-п-переходе. Оно же считалось равным напряжению на диоде, так как падением напряжения на базе диода при низком уровне инжекции можно было пренебречь. При высоком уровне инжекции следует учесть разницу в падениях напряжения на переходе и на диоде, пометив индексом р-п напряжение. Теперь понятен физический смысл полученной формулы, но необходимо еще найти распределение падений напряжения на диоде.

Расчет падения напряжения на базе в диоде с тонкой базой

Полное падение напряжения на диоде складывается из падения напряжения на р-п-переходе и на базе диода. Падение напряжения на базе диода может быть найдено с помощью соотношения для напряженности электрического поля в базе и преобразованием интеграла по координате в интеграл по концентрации носителей заряда:

$$\begin{aligned} U_B &= \int_0^{U_B} dU_B = - \int_{W_n}^0 E dx = \frac{kT}{q} \int_{W_n}^0 \frac{1}{n_n} \frac{dn_n}{dx} dx = \\ &= \frac{kT}{q} \int_{n_n}^{n_{n,RP}} \frac{dn_n}{n_n} = \frac{kT}{q} \ln \frac{n_{n,RP}}{n_{n0}} \end{aligned}$$

Нижний предел у последнего интеграла соответствует концентрации основных носителей в базе в состоянии равновесия. Это можно считать справедливым даже при токах, близких к предельно допустимым для полупроводниковых диодов, при хорошем невыпрямляющем контакте с базой. В этом случае концентрация основных носителей у омического перехода изменяется с изменением тока относительно мало, или, другими словами, мало падение напряжения на омическом переходе.

Концентрацию основных носителей около р-п-перехода можно определить из условия электрической нейтральности ($p_{n,RP} \approx n_{n,RP}$) и выражения для граничной концентрации неосновных носителей заряда, т.е. при $x=0$

$$n_{n,RP} = p_{n,RP} = p_{n0} \exp \frac{q U_{p,n}}{kT}$$

После подстановки получаем

$$U_B = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{p_{n0}}{n_{n0}} \exp \frac{q U_{p,n}}{kT} \right),$$

или с учетом

$$U_B = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{n_t}{n_{n0}} \right)^2 + U_{p,n}.$$

Тогда полное падение напряжения на диоде

$$U = U_B + U_{p,n} = 2 \frac{kT}{q} \ln \frac{n_t}{n_{n0}} + 2 U_{p,n},$$

отсюда

$$U_{p,n} = \frac{U}{2} - \frac{kT}{q} \ln \frac{n_t}{n_{n0}} = \frac{U}{2} + \frac{kT}{q} \ln \frac{n_{n0}}{n_t}.$$

Подставив последнее выражение в уравнение ВАХ, получим

$$J = \frac{q^2 D_p p_{n0}}{W_n} \left[\left(\exp \frac{q U}{2kT} \right) \frac{n_{n0}}{n_t} - 1 \right].$$

$$n_{n0} \gg n_i \text{ и } \exp \frac{qU}{2kT} \gg 1$$

Единицей в квадратных скобках можно пренебречь, так как
Тогда

$$J = \frac{q2D_p n_i}{W_n} \exp \frac{qU}{2kT}.$$

Здесь, как и ранее, опущены индексы у параметров материала базы диода (все входящие в формулу величины относятся к слаболегированной области, т.е. к базе диода).

Полученное выражение напоминает уравнение ВАХ диода с тонкой базой при низком уровне инжекции с учетом, но есть и некоторые отличия:

1) вместо обычного коэффициента диффузии стоит его удвоенное значение, что отражает влияние электрического поля в базе

2) в показателе экспоненты стоит уменьшенное вдвое напряжение, что связано с распределением приложенного к диоду напряжения приблизительно пополам между р-п-переходом и базой диода;

3) вместо концентрации неосновных носителей в последней формуле стоит собственная концентрация. Значит, вид ВАХ при высоком уровне инжекции перестает зависеть от концентрация примесей в слаболегированной области (в базе диода). Объясняется это тем, что при высоком уровне инжекции свойства полупроводника базы определяются в основном концентрацией инжектированных носителей. Полупроводник базы ведет себя при этом аналогично собственному полупроводнику.

Диапазон применимости полученного соотношения для вольт-амперной характеристики диода при больших токах

Диапазон применимости соотношения ограничен снизу тем, что при малых токах через диод не выполняется условие высокого уровня инжекции; сверху — тем, что при очень больших токах становятся несправедливыми принятые условия на границах р-п- и омического переходов с базой.

Нижняя граница диапазона применимости. Строго нижнюю границу диапазона применимости соотношения следовало бы определить по концентрации носителей заряда в соответствии с определением уровня инжекции. ВАХ, рассчитанная по приближенным формулам для низкого и высокого уровней инжекции, должна быть непрерывной. Тогда в качестве предельного тока, являющегося границей диапазонов применимости приближений, можно взять такой, при котором вычисленные токи в том и другом приближении окажутся одинаковыми, т. е.

$$\frac{qD_p p_{n0}}{W_n} \left(\exp \frac{qU}{kT} - 1 \right) = \frac{q2D_p n_i}{W_n} \exp \frac{qU}{2kT}.$$

Если пренебречь единицей в формуле тока при низком уровне инжекции, то

$$\exp \frac{qU}{2kT} = \frac{2n_i}{p_{n0}}.$$

Подставив этот результат получим для граничной плотности тока

$$J_H = \frac{q2D_p n_i 2n_i}{W_n p_{n0}},$$

или после преобразований с помощью соотношения

$$J_H = \frac{4qDN}{W}.$$

Здесь опять опущены индексы, которые должны соответствовать слаболегированной области диода, т. е. его базе.

Оценка граничной плотности тока показывает, что $J_H \approx 0,1 \text{ A/cm}^2$. Это примерно на три порядка меньше, чем предельно допустимая плотность тока диода. Следовательно, практически на всей прямой ветви ВАХ полупроводниковый диод работает в условиях больших токов.

Верхняя граница диапазона применимости. Верхняя граница диапазона применимости определяется неравенством $U_{pn} < \Phi_{\text{кон}}$

Подставив в это неравенство выражения, получим

$$\frac{U}{2} - \frac{kT}{q} \ln \frac{n_i}{n_{n0}} < \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{p0} n_{n0}}{n_i^2},$$

или

$$\frac{U}{2} < \frac{kT}{q} \ln \frac{p_{p0}}{n_i}$$

Следовательно,

$$J < \frac{2qD_p n_i}{W_n} \frac{p_{p0}}{n_i},$$

или

$$J_b = \frac{2qDN^+}{W},$$

где N^+ — концентрация примесей в сильнолегированной области, а остальные величины следует брать для слаболегированной области диода.

Порядок плотности тока, соответствующий верхней границе диапазона применимости, около 100 A/cm^2 , что совпадает с предельно допустимой плотностью тока полупроводниковых диодов.

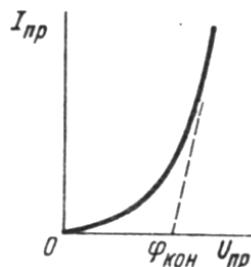
Вольт-амперная характеристика диода с толстой базой при больших токах

В диодах с толстой базой, когда толщина базы во много раз превышает диффузионную длину неосновных носителей заряда (например, в диодах на основе материала с большой шириной запрещенной зоны), сопротивление базы можно считать не зависящим от тока, т. е. можно пренебречь модуляцией сопротивления базы. Тогда при условии экспоненциальной зависимости граничной концентрации неосновных носителей около перехода от напряжения на нем уравнение ВАХ диода с толстой базой может быть представлено в виде «

$$I = I_{\text{нас}} \left[\exp \frac{q(U - IR_B)}{kT} - 1 \right],$$

где R_B — сопротивление базы диода.

Если сопротивление базы известно, то эта формула позволяет рассчитать ВАХ, принимая в качестве независимой переменной значение тока.



При больших токах, когда напряжение на р-п-переходе приближается к контактной разности потенциалов, это напряжение как бы стабилизируется. Тогда ВАХ диода с толстой базой принимает вид

$$U = \varphi_{\text{кон}} + IR_B.$$

Таким образом, при больших токах на ВАХ диода с толстой базой может наблюдаться прямолинейный участок. Это дает возможность оценить контактную разность потенциалов на р-п-переходе диода.

Однако в большинстве случаев сопротивление базы не является постоянным при изменении тока и расчет ВАХ сильно усложняется. Но заранее можно сказать, что при напряжениях на переходе, близких к контактной разности потенциалов, ВАХ вернее всего, не будет экспоненциальной, так как экспоненциальный ее вид прежде всего связан с экспоненциальной зависимостью концентрации инжектированных носителей заряда от напряжения.

2.2 Практическое занятие №2 (2 часа).

Тема: «Принцип выбора полупроводникового диода»

2.2.1 Задание для работы: рассмотреть основные параметры и диода и принцип его выбора

2.2.2 Краткое описание проводимого занятия:

Полупроводниковый диод – это обычно полупроводниковый нелинейный компонент с двумя выводами, обладающий свойством односторонней проводимости, и имеющий электронно-дырочный переход. В этом определении важно слово «обычно», так как некоторые разновидности диодов не обладают свойством односторонней проводимости (туннельные диоды) и не имеют электронно-дырочного перехода (диоды Ганна). Такие диоды, кстати, нами уже были рассмотрены.

Идеальный полупроводниковый диод допускает протекание бесконечно большого прямого тока и выдерживает бесконечно большое обратное напряжение. Это отражено на вольтамперной характеристике, изображённой на рис. 1.

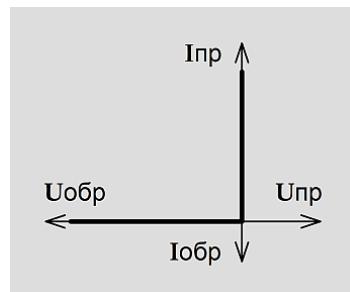


Рис. 1 Вольтамперная характеристика идеального диода

Идеальных диодов на практике не бывает. Реальный диод всегда имеет конечную величину обратного напряжения, после чего наступит электрический пробой, и вполне определённый максимальный прямой ток, превышение которого вызовет тепловой пробой. Вольтамперная характеристика реального диода дана на рис. 2.

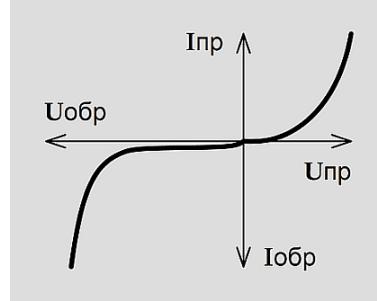


Рис. 2 Вольтамперная характеристика реального диода

Диоды, выполненные на основе кремния, имеют меньшую величину обратного тока и более высокую максимально допустимую температуру кристалла, чем германиевые диоды. Однако падение напряжения на кремниевых диодах в прямом включении примерно в два раза выше, чем на германиевых диодах.

Анодом диода называют вывод от той области электронно-дырочного перехода диода в прямом включении, к которому подсоединяют положительный полюс источника питания. А вывод от области, к которой подключают отрицательный полюс источника питания, именуют катодом.

КПД диодов может в отдельных случаях достигать 99%, т.е. обычно он весьма велик.

Выпрямительные диоды.

Предназначены для преобразования переменного тока в постоянный.



Рис. 3 Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода

На ВАХ реального Si-диода обозначена область электрического пробоя, когда при небольшом увеличении обратного напряжения ток резко возрастает. Этот пробой является обратимым явлением (если ток не превысит предельного значения и не произойдет вторичный тепловой пробой).

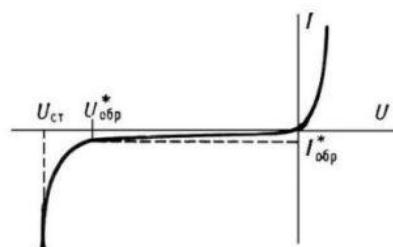


Рис. 4 Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода

В режиме обратимого электрического пробоя работают стабилитроны. (Заметим, что такой пробой не характерен для Ge-диодов, у которых обратный ток возрастает не резко.)

Реальные ВАХ диодов зависят от температуры, с ростом температуры прямое падение напряжения уменьшается (у Si-диодов линейно в интервале от 0 до 100°C с коэф. 2мВ/С или 2.3мВ/С по другим данным, что используется для создания термодатчиков). Обратный ток при комн. тем-ре у Ge-диодов на 2-3 порядка больше, чем у Si-диодов и возрастает примерно в 1.5-2 раза с повышением температуры на 10° С для Ge-диодов, и в 2.5 раза для Si-диодов. Из графиков видно, что для Ge-диодов гораздо вероятнее тепловой пробой из-за резкого роста обратного тока при повышении температуры.

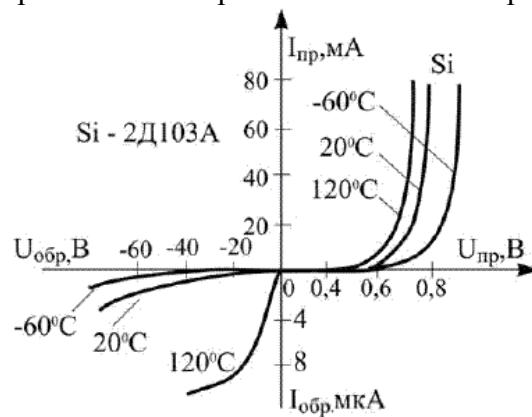


Рис. 5 Реальные ВАХ Si-диода

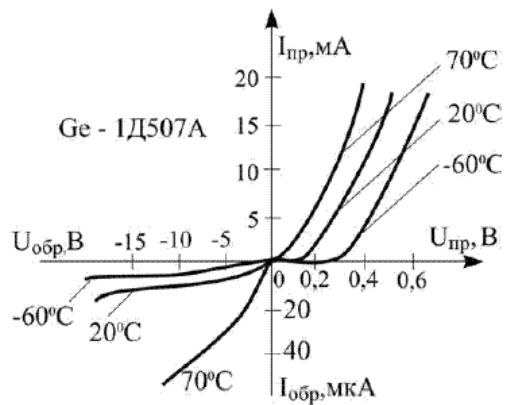


Рис. 6 Реальные ВАХ Ge-диода

Напряжение пробоя незначительно растет с повышением температуры у Si-диодов, и резко уменьшается у Ge-диодов (такая зависимость связана с особенностями движения носителей заряда в этих полупроводниках)

Основными параметрами выпрямительных диодов являются:

- максимально допустимый прямой ток $I_{\text{пр}, \text{max}}$;
- максимально допустимое обратное напряжение $U_{\text{обр}, \text{max}}$;
- максимально допустимая частота f_{max} ;
- обратный ток диода $I_{\text{обр}}$. (измеряется при максимальном обратном напряжении);
- прямое падение напряжения (измеряется при максимальном токе);
- максимальная температура корпуса.

2.3 Практическое занятие №3 (2 часа).

Тема: «Статические параметры и характеристики биполярных транзисторов»

2.3.1 Задание для работы: рассмотреть основные параметры и характеристики биполярных транзисторов

2.3.2 Краткое описание проводимого занятия:

Статическими параметрами транзистора называют значения токов или напряжений, измеренных в определенных условиях, а также некоторые соотношения между этими величинами.

Параметры режима отсечки.

В качестве статических параметров, характеризующих режим отсечки, обычно выбирают значения токов эмиттера и коллектора. В связи с тем, что в режиме отсечки наблюдается некоторое влияние одного перехода транзистора на другой, эти токи находят при определенных условиях включения транзистора.

Начальными токами переходов называют значения токов при обратном напряжении на каком-либо переходе транзистора при условии, что напряжение на другом переходе равно нулю. Практически начальные токи находят, применяя короткое замыкание вывода соответствующей области с базой. Так, начальный ток коллектора $I_{\text{КБК}}$ определяют при коротком замыкании выводов эмиттера и базы, а начальный ток эмиттера $I_{\text{ЭБК}}$ — при коротком замыкании выводов коллектора и базы. Поскольку начальные токи переходов транзистора обычно малы, короткому замыканию выводов соответствует напряжение на переходе, практически равное нулю. Согласно определению начальных токов, их находят на границе перехода транзистора из активного режима в режим отсечки.

Рассмотрим для примера происхождение тока $I_{\text{КБК}}$. При напряжении на эмиттере, равном нулю, обращаются в нуль только составляющие эмиттерного тока $I_{\text{Эn}}$ и $I_{\text{Эрек}}$:

$$I_{\text{Э}_p} = \frac{S_s q n_i^2}{w} \neq 0.$$

$$\int_0^w \frac{N}{D_p} dx$$

Это объясняется тем, что при подаче напряжения на коллекторный переход в базе перераспределяются неосновные носители заряда, возникают градиент их концентрации и соответствующий ток. Начальный ток коллектора складывается из тока I_{K_p} , также не равного нулю, и обратных токов коллекторного перехода. При не очень больших напряжениях ($W=1$)

$$I_{KBK} = \frac{S_s q n_i^2}{w} - I_{\text{тек}_v} - I_{\text{тек}_s} - I_{\text{тек_кон}} + I_{B\text{ген}} + I_{K\text{ген}} + I_{\text{ген}}.$$

$$\int_0^w \frac{N}{D_p} dx$$

Аналогично образуется и начальный ток эмиттера $I_{E\text{БК}}$.

Под обратными токами переходов транзистора понимают значения токов через какой-либо из переходов при обратном напряжении, в то время как ток в одном из двух оставшихся свободными выводов равен нулю. Так, обратный ток коллектора транзистора в схеме с общей базой $I_{K\text{БО}}$ определяется при токе эмиттера, равном нулю, а обратный ток эмиттера для той же схемы $I_{E\text{БО}}$ — при токе коллектора, равном нулю. Аналогично можно определить и обратный ток коллектора для схемы с общим эмиттером $I_{K\text{ЭО}}$ (при токе базы, равном нулю).

Значение тока $I_{K\text{БО}}$ можно найти с учетом того, что при этом ток эмиттера отсутствует, а значит, и $I_{K_p} = 0$. Тогда

$$I_{K\text{БО}} = (I_{B\text{ген}} + I_{K\text{ген}} + I_{\text{ген}})M.$$

$$I_K = M I_{K_p} + I_{K\text{БО}}.$$

Следовательно, ток $I_{K\text{БО}}$ представляет собой суммарную не управляемую со стороны эмиттера составляющую тока коллектора.

Ток базы

$$I_B = I_{\text{тек}_v} + I_{\text{тек}_s} + I_{\text{тек_кон}} + I_{\text{Э}_n} + I_{\text{Э тек}} - I_{K_p}(M-1)$$

Здесь тоже $I_{K\text{БО}}$ представляет собой составляющую, которая не зависит от тока эмиттера. Аналогично определяется и обратный ток эмиттера $I_{E\text{БО}}$.

Параметры активного режима.

Статические параметры активного режима в основном характеризуют степень влияния входной цепи транзистора (эмиттерной, базовой) на выходную. К этим параметрам относится статический коэффициент передачи тока базы

$$h_{21\Theta} = \frac{I_K - I_{K\text{БО}}}{I_B + I_{K\text{БО}}}$$

Подставив полученные выражения для токов коллектора и базы, получим

$$\frac{1}{h_{21\Theta}} \approx \frac{1}{\alpha * M} \left[\frac{1}{\tau_p} \int_0^w \left(\frac{1}{N} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx \right) dx + \right.$$

$$+ \frac{s S_{\text{тек}}}{S_s N(0)} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx + \frac{D_n}{N(0) L_n} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx +$$

$$+ \left. \frac{\delta_s}{n_i \tau} \frac{kT}{q(\varphi_{\text{кон}} - U_{\text{ЭБ}})} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx \exp \left(- \frac{q U_{\text{ЭБ}}}{2kT} \right) - \alpha * M + 1 \right]$$

Значение статического коэффициента передачи тока базы определяется несколькими процессами, отражено соответствующими сомножителями и слагаемыми.

Множитель a^* , учитывающий изменение обратного тока коллектора при изменении тока эмиттера, обычно примерно равен единице. Коэффициент лавинного размножения M учитывает влияние этого процесса на общий ток коллектора.

Слагаемое

$$\frac{1}{\tau_p} \int_0^w \left(\frac{1}{N} \int_x^w \frac{N}{D_p} dx \right) dx = \frac{t_{\text{прол}}}{\tau_p}$$

учитывает потери носителей заряда в базе при объемной рекомбинации. Слагаемое

$$\frac{sS_{\text{пер}}}{S_s N(0)} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx$$

учитывает потери носителей в базе из-за поверхностной рекомбинации.

Слагаемое

$$\frac{D_n}{N(0)L_n} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx$$

учитывает влияние тока носителей заряда, инжектированных из базы в эмиттер.

Слагаемое

$$\frac{\delta_3}{n_i \tau} \frac{kT}{q(\varphi_{\text{кон}} - U_{\text{ЭБ}})} \int_0^w \frac{N}{D_p} dx \exp\left(-\frac{qU_{\text{ЭБ}}}{2kT}\right)$$

учитывает потери носителей из-за рекомбинации в эмиттерном переходе.

Из перечисленных процессов только лавинное умножение изменение обратного тока коллектора под действием тока эмиттера приводят к росту значения h_{213} , остальные процессы обусловливают его снижение.

Для бездрейфового транзистора:

$$h_{213} = \frac{1}{\bar{\alpha}^* M} \left[\frac{w^2}{2L_p^2} + \frac{sS_{\text{пер}} w}{S_s D_p} + \frac{D_n N w}{D_p N(0)L_n} + \frac{\delta_3 N w}{n_i \tau D_p} \frac{kT}{q(\varphi_{\text{кон}} - U_{\text{ЭБ}})} \exp\left(-\frac{qU_{\text{ЭБ}}}{2kT}\right) - M \left(1 + \frac{n_{p0} \mu_n}{\mu_{p0} \mu_p}\right) \right]$$

Коэффициент передачи тока базы — один из важнейших параметров транзистора, поэтому целесообразно рассмотреть влияние на него изменения постоянной составляющей тока.

При малых напряжениях, как известно, в образовании тока через p-n-переход большую роль играет рекомбинация в p-n-переходе. Так как рекомбинационный ток не связан с инжекцией в базу, он приводит к снижению h_{213} . Это отражено в том, что слагаемое, учитывающее рекомбинацию в p-n-переходе, растет с уменьшением $U_{\text{ЭБ}}$.

По мере роста напряжения на эмиттере и тока эмиттера роль рекомбинации в p-n-переходе уменьшается. К тому же с увеличением тока повышается уровень инжекции, а возникающее при этом поле способствует движению инжектированных носителей заряда через базу. Действие такого поля эквивалентно росту D_p .

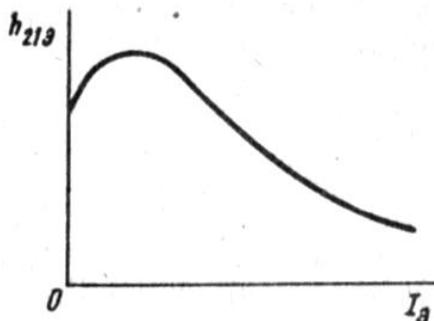


Рис. 1 Зависимость коэффициента передачи постоянного тока базы от постоянного тока эмиттера

Одновременно при повышении уровня инжекции начинает расти концентрация носителей в базе, что ведет к росту тока носителей, инжектированных из базы в эмиттер. Вместо N в третьем слагаемом следовало бы взять $N+p_n$. Соответственно уменьшится $h_{21\beta}$.

К снижению $h_{21\beta}$ при больших токах приводят и вытеснение носителей к краю эмиттера, в связи с чем возрастает роль поверхностной рекомбинации.

В некоторых транзисторах уменьшение $h_{21\beta}$ при больших токах может быть связано с увеличением толщины базы. На зависимость от тока влияет также изменение времени жизни носителей в объеме и скорости поверхностной рекомбинации. Результирующая зависимость $h_{21\beta}$ от I_β чаще всего имеет вид кривой с максимумом (рис. 1). Обычно значение $h_{21\beta}$ составляет несколько десятков.

Иногда вводят статический коэффициент передачи тока эмиттера

$$h_{21B} = \frac{I_1 - I_{KBO}}{I_\beta}$$

при этом

$$h_{21\beta} \approx \frac{|h_{21B}|}{1 - |h_{21B}|}$$

Абсолютное значение $h_{21\beta}$, как правило, лишь немного меньше единицы.

Помимо этого иногда используют значение крутизны передаточной характеристики

$$S = \frac{I_K - I_{KBO}}{U_{EB}}$$

Формулы для расчета этих параметров можно вывести примерно так же, как для $h_{21\beta}$

Используя статические параметры и выражение для тока I_{KBO} , перепишем выражение для тока I_{KBO}

$$I_{KBO} = h_{21B} \frac{q n^2 S_z}{w} + I_{KBO} \int_0^N \frac{N}{D_p} dx$$

Параметры режима насыщения.

В качестве параметров режима насыщения обычно принимают измеренные при определенных токах значения падения напряжения между выводами транзистора. Например, U_{KBnas} — падение напряжения между выводами коллектора и базы в режиме насыщения (для схемы с общей базой) или U_{KEnas} — падение напряжения между выводами коллектора и эмиттера в режиме насыщения (для схемы с общим эмиттером).

Если эти падения напряжения отнести к току, проходящему через коллектор, то полученный параметр называют сопротивлением насыщения.

2.4 Практическое занятие №8 (2 часа).

Тема: «Эквивалентные схемы биполярных транзисторов»

2.4.1 Задание для работы: рассмотреть основные типы эквивалентных схем биполярных транзисторов

2.4.2 Краткое описание проводимого занятия:

Рассмотрение транзистора как активного линейного четырехполюсника удобно для расчета электрических схем. Однако оно имеет и ряд недостатков, которые связаны прежде всего с тем, что параметры четырехполюсника вводят в известной степени формально и каждый из них может отражать влияние сразу нескольких физических процессов. Поэтому получаются сложные зависимости параметров четырехполюсника от режима работы транзистора (постоянных напряжений и токов), от частоты и температуры.

Чтобы упростить эти зависимости, свойства транзистора при малом переменном сигнале описывают с помощью эквивалентных схем. Под эквивалентной понимают электрическую схему, составленную из линейных элементов электрических цепей (сопротивлений, емкостей, индуктивностей, генераторов тока или напряжения), которая по своим свойствам при данном сигнале (например, при малом переменном) не отличается от реального объекта (транзистора). Графическое изображение эквивалентных схем позволяет более экономно зафиксировать основные соотношения. При расчетах с помощью эквивалентных схем сначала определяют токи и напряжения в самой схеме и затем переходят к каким-то другим параметрам, например параметрам четырехполюсника.

Никакая эквивалентная схема из конечного числа элементов не может быть полностью эквивалентной реальному транзистору, В. е. все эквивалентные схемы оказываются приближенными. Чем проще эквивалентная схема, чем меньше она содержит элементов, тем легче ею пользоваться, но обычно тем менее точно она отражает свойства реального транзистора.

По способу построения различают формальные и физические эквивалентные схемы.

Формальные эквивалентные схемы строят на основе описания транзистора с помощью уравнений четырехполюсника. Как видно из рисунка, каждая схема содержит по четыре элемента: два сопротивления (комплексных) и два генератора тока, или напряжения. Такие эквивалентные схемы не имеют никаких преимуществ по сравнению с описанием транзистора как четырехполюсника путем задания его параметров (или соответствующих уравнений).

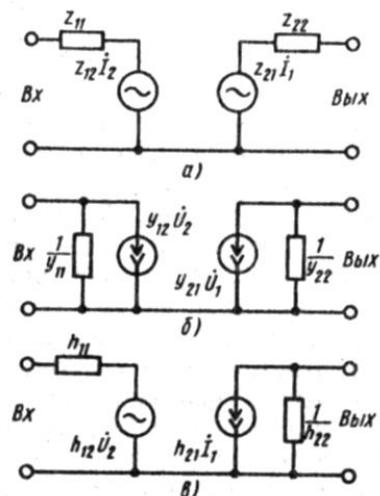


Рис. 1 – Формальные эквивалентные схемы транзистора

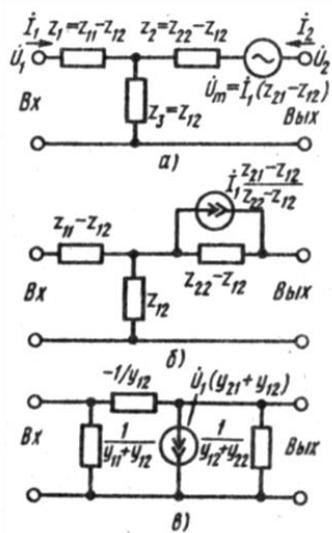


Рис. 2 – Одногенераторные формальные эквивалентные схемы

Формальные эквивалентные схемы можно представить в разной форме: например, построить так, чтобы в схеме был только один активный элемент. Обычно эти схемы по способу начертания подразделяют на Т- и П-образные. Чтобы установить связь элементов одногенераторных формальных схем с параметрами четырехполюсника, можно записать выражения для токов и напряжений в них, а затем сопоставить со значениями токов и напряжений четырехполюсника. Например, для Т-образной эквивалентной схемы с генератором ЭДС в режиме холостого хода на выходе

$$\left. \begin{array}{l} \dot{U}_1 = I_1(z_1 + z_3), \\ \dot{U}_2 = \dot{U}_m + I_1 z_3. \end{array} \right\}$$

в режиме холостого хода на входе

$$\left. \begin{array}{l} \dot{U}_1 = I_2 z_3, \\ \dot{U}_2 = I_2(z_2 + z_3). \end{array} \right\}$$

Отсюда

$$\left. \begin{array}{l} \frac{\dot{U}_2}{I_1} \Big|_{I_2=0} = z_3 + \frac{\dot{U}_m}{I_1} = z_{21}; \quad \frac{\dot{U}_1}{I_1} \Big|_{I_2=0} = z_1 + z_2 = z_{11}; \\ \frac{\dot{U}_1}{I_2} \Big|_{I_1=0} = z_3 = z_{12}; \quad \frac{\dot{U}_2}{I_2} \Big|_{I_1=0} = z_2 + z_3 = z_{22}. \end{array} \right\}$$

После преобразования получим значения, указанные на рисунке. Аналогично получают параметры и других одногенераторных схем.

Физические эквивалентные схемы составляют на основании физических соображений для определенных типов конструкций транзистора, для определенного частотного диапазона, ориентируясь на определенную схему включения транзистора (с общим эмиттером, общей базой, общим коллектором). Каждый вывод физической эквивалентной схемы соответствует электроду транзистора. Заметим, что в формальных эквивалентных схемах различают только входные и выходные зажимы независимо от того, какими электродами транзистора они являются.

Физическую эквивалентную схему строят, выделяя мысленно некоторые части в транзисторе и рассматривая отдельно процессы в этих частях.

За основу построения обычно берут формальную эквивалентную схему идеализированного транзистора, называемого одномерной теоретической моделью. При изучении одномерной теоретической модели транзистора считают, что носители заряда в

нем движутся по параллельным путям, а поверхностная рекомбинация только изменяет время жизни носителей. Кроме того, в одномерной теоретической модели не учитывают влияние объемных сопротивлений и токов, проходящих через барьерные емкости переходов. При таких предположениях получается, что параметры формальной эквивалентной схемы довольно просто выразить через конструктивные параметры идеализированного транзистора (толщину базы), режим его работы, свойства материала.

К одномерной теоретической модели транзистора добавляют элементы, учитывающие другие процессы, например падения напряжений на объемных сопротивлениях, токи через емкости и т. д.

2.5 Практическое занятие №5 (2 часа).

Тема: «Расчет выходных статических характеристик полевого транзистора»

2.5.1 Задание для работы: рассчитать выходные статические характеристики полевого транзистора

2.5.2 Краткое описание проводимого занятия:

Пренебрегая объемными сопротивлениями кристалла полупроводника на участках между концами канала и контактами истока и стока, рабочую часть полевого транзистора можно представить в упрощенном виде (рис. 1). Плотность тока в канале

$$J = \gamma E = -\gamma \frac{d\varphi}{dx}$$

где γ — удельная проводимость канала.

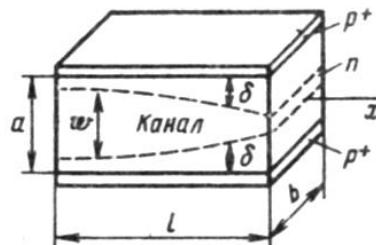


Рис. 1 – Структура рабочей части полевого транзистора с управляющим р-п-переходами

В первом приближении будем считать удельную проводимость материала канала не зависящей от напряженности электрического поля, т. е. не будем учитывать изменение подвижности. Плотность тока в канале изменяется по его длине в связи с изменением сечения канала и соответствующим изменением напряженности. Ток в канале транзистора, неизменный по всему каналу,

$$I_C = -\gamma b w \frac{d\varphi}{dx},$$

где b — ширина канала.

Толщина канала w зависит от толщины р-п-переходов:

$$w = a - 2\delta$$

Толщина р-п-перехода зависит от напряжения на нем. Для толщины резкого р-п-перехода можно пренебречь контактной разностью потенциала на р-п-переходе по сравнению с относительно большим обратным напряжением, поданным на затвор полевого транзистора. Однако необходимо учесть незквипотенциальность канала, возникающую из-за прохождения тока по каналу от истока к стоку. Тогда

$$\delta = \sqrt{\frac{2\epsilon e_0}{qN}(\varphi - U_{3И})}$$

Для более компактной записи найдем напряжение отсечки $U_{3Иотс}$. Из определения напряжения отсечки следует, что толщина канала около стока при этом напряжении равна нулю, а толщина р-п-перехода

$$\delta = \frac{a}{2} = \sqrt{\frac{2\epsilon e_0}{qN} U_{3Иотс}^{1/2}}$$

Используя (6.4), (6.5) и (6.6), получим

$$w = a \left(1 - \sqrt{\frac{\varphi + U_{3И}}{U_{3Иотс}}} \right).$$

После подстановки абсолютное значение тока стока

$$|I_C| = \gamma b a \left(1 - \sqrt{\frac{\varphi + U_{3И}}{U_{3Иотс}}} \right) \frac{d\varphi}{dx}.$$

Решая это дифференциальное уравнение с разделяющимися переменными при граничных условиях:

$$1) \quad x=0, \varphi=0 \quad \text{и} \quad 2) \quad x=l, \varphi=U_{СИ},$$

получим искомую функцию

$$I_C = \frac{1}{R_{СИотк}} \left[U_{СИ} + \frac{2}{3} \frac{U_{3И}^{3/2} - (U_{СИ} + U_{3И})^{3/2}}{U_{3Иотс}^{1/2}} \right]$$

где $R_{СИотк}=l/(\gamma ab)$ — сопротивление сток-исток в открытом состоянии, т. е. при $U_{3И}=0$ при малом напряжении на стоке (меньшем напряжения насыщения).

Как отмечалось, перекрытие канала происходит при напряжении отсечки $U_{3Иотс}$. Режим насыщения наступит при условии

$$U_{3И} + U_{СИ} = U_{3Иотс},$$

т. е. при напряжении на стоке

$$U_{СИнас} = U_{3Иотс} - U_{3И}$$

Если в выражении заменить напряжение на затворе $U_{3И}$ напряжением на стоке, при котором происходит насыщение, и напряжением отсечки $U_{3Иотс}$, то получим связь между током и напряжением насыщения:

$$I_{Cнас} = \frac{1}{R_{СИотк}} \left[U_{СИнас} + \frac{2}{3} (U_{3Иотс} - U_{СИнас}) \times \right. \\ \left. \times \sqrt{\frac{U_{3Иотс} - U_{СИнас}}{U_{3Иотс}}} - \frac{2}{3} U_{3Иотс} \right].$$

Важно знать также зависимость тока насыщения от напряжения на затворе полевого транзистора, т. е. характеристику передачи. Эту зависимость можно найти, из условия насыщения напряжения на стоке $U_{СИнас}$:

$$I_{Cнас} = \frac{1}{R_{СИотк}} \left[\frac{1}{3} U_{3Иотс} - U_{3И} \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_{3И}}{U_{3Иотс}}} \right) \right]$$

Поскольку пологий участок выходных статических характеристик полевых транзисторов является, как и в вакуумных пентодах, основным рабочим участком, определим крутизну характеристики S именно в этой области.

$$S = \left| \frac{dI_{Cнас}}{dU_{3И}} \right| = \frac{1}{R_{СИотк}} \left(1 - \sqrt{\frac{U_{3И}}{U_{3Иотс}}} \right)$$

Из выражения следует, что для получения больших значений этого параметра необходимо иметь меньшее значение сопротивления сток—исток в открытом состоянии транзистора $R_{СИотк}$ или большую удельную проводимость исходного материала. В то же время концентрация примесей и соответственно I носителей заряда в канале должна быть

небольшой, чтобы при I увеличении напряжения на р-п-переходе он расширялся в сторону канала. Таким образом, для получения больших значений крутизны характеристики желательно при изготовлении полевого транзистора выбирать материал с большей подвижностью носителей заряда.

Значение крутизны характеристики полевого транзистора в значительной мере определяется отношением ширины канала b к его длине l . Увеличение отношения b/l позволяет повысить крутизну характеристики S и ток насыщения полевого транзистора.

Согласно выражению, для повышения крутизны характеристики S необходимо увеличивать толщину канала a . Однако с увеличением толщины канала недопустимо растет напряжение отсечки и напряжение насыщения, соответствующее входу полевого транзистора в режим насыщения. Так как режим насыщения является основным рабочим режимом полевого транзистора, напряжение отсечки должно быть малым. Поэтому толщину канала стараются сделать небольшой, несмотря на некоторое I уменьшение крутизны характеристики.

2.6 Практическое занятие №6 (2 часа).

Тема: «Эквивалентные схемы полевого транзистора»

2.6.1 Задание для работы: рассмотреть основные эквивалентные схемы полевого транзистора

2.6.2 Краткое описание проводимого занятия:

Исходя из принципа действия и структуры полевого транзистора, можно составить его эквивалентную схему для низких частот.

Сопротивления r_c и r_i представляют собой объемные сопротивления кристалла полупроводника на участках между концами канала и контактами стока и истока соответственно. Эти сопротивления зависят от конструкции транзистора и технологии его изготовления. На низких частотах влиянием сопротивления r_c можно пренебречь по сравнению с обычно большим сопротивлением нагрузки в цепи стока и большим дифференциальным сопротивлением канала r_i . Общее для входной и выходной цепей сопротивление r_i является сопротивлением внутренней обратной связи в полевом транзисторе, включенном по схеме с общим истоком. Падение напряжения на этом сопротивлении при прохождении тока стока оказывается обратным для р-п-перехода. В свою очередь, увеличение обратного напряжения на р-п-переходе затвора транзистора приводит к уменьшению тока стока.

Емкости C_{zi} и C_{zc} , сопротивления r_{zi} и r_{zc} замещают в этой эквивалентной схеме р-п-переход с его барьерной емкостью и большим активным дифференциальным сопротивлением при обратном смещении.

Генератор тока, включенный параллельно сопротивлению канала, отражает усиительные свойства транзистора. Ток этого генератора пропорционален входному напряжению U_{zi} ; коэффициентом пропорциональности является крутизна характеристики S .

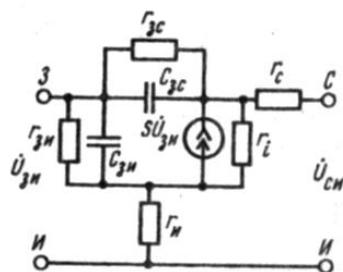


Рис. 1 – Физическая эквивалентная схема полевого транзистора

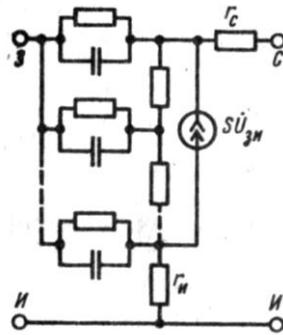


Рис. 2 – Физическая эквивалентная схема с распределенными параметрами полевого транзистора

Нужно учитывать, что емкость и сопротивление затвора распределены по всей его площади и что сопротивление канала также является распределенным. В этом случае эквивалентная схема полевого транзистора должна быть представлена в виде схемы с распределенными параметрами (рис. 6.6). Однако такая схема значительно сложнее для выяснения свойств и характеристик полевых транзисторов.

Кроме физических эквивалентных схем полевого транзистора можно представить и формальные эквивалентные схемы с y -, z - или h -параметрами. Так как входные и выходные сопротивления полевых транзисторов велики, то удобнее измерять и задавать комплексные параметры проводимостей его формальной эквивалентной схемы (рис. 1). Токи и напряжения на выводах полевого транзистора в режиме малого сигнала для схемы с общим истоком соответствуют следующим характеристическим уравнениям четырехполюсника:

$$\left. \begin{array}{l} I_3 = y_{11n} \dot{U}_{3n} + y_{12n} \dot{U}_{cn} \\ I_c = y_{21n} \dot{U}_{3n} + y_{22n} \dot{U}_{cn} \end{array} \right\}$$

Определяются y -параметры при режимах короткого замыкания по переменному току на выходе и входе транзистора:

$$\left. \begin{array}{l} y_{11n} = \frac{I_3}{U_{3n}} \Big|_{U_{cn}=0} ; \quad y_{12n} = \frac{I_3}{U_{cn}} \Big|_{U_{3n}=0} \\ y_{21n} = \frac{I_c}{U_{3n}} \Big|_{U_{cn}=0} ; \quad y_{22n} = \frac{I_c}{U_{cn}} \Big|_{U_{3n}=0} \end{array} \right\}$$

Если эти режимы воспроизвести на эквивалентной схеме рис. 1, то можно найти формулы перехода от параметров сосредоточенных элементов физической эквивалентной схемы к y -параметрам. Пренебрегая малыми проводимостями р-п-перехода затвора и объемными сопротивлениями полупроводника около истока и стока, получим

$$\left. \begin{array}{l} y_{11n} = j\omega(C_{3c} + C_{3n}); \quad y_{12n} = -j\omega C_{3c} \\ y_{21n} = S - j\omega C_{3n}; \quad y_{22n} = \frac{1}{r_i} + j\omega C_{3c} \end{array} \right\}$$

Все эти параметры зависят от значений постоянных смещений на электродах полевого транзистора.

2.7 Практическое занятие №7 (2 часа).

Тема: «Способы управления тиристорами»

2.7.1 Задание для работы: рассмотреть варианты и способы управления тиристорами

2.7.2 Краткое описание проводимого занятия:
Включение тиристоров

Включение тиристора путем медленного увеличения напряжения между основными электродами до напряжения включения $U_{вкл}$. Включение тиристора — это его переключение из закрытого состояния в открытое. Медленное увеличение напряжения между основными электродами тиристора до напряжения включения предполагалось при рассмотрении физических причин и условий включения различных диодных тиристоров в предыдущих параграфах. Таким способом можно, конечно, включить и триодный тиристор.

Включение тиристора с помощью тока управления. Увеличение тока через один из эмиттерных переходов из-за подачи соответствующего напряжения на управляющий электрод приводит к накоплению неравновесных носителей заряда в базовых областях тиристора и к включению его при напряжении между основными, электродами, значительно меньшем, чем напряжение включения при разомкнутой цепи управляющего электрода. Процесс накопления неравновесных носителей заряда в базовых областях происходит не мгновенно, поэтому для включения тиристора необходимо, чтобы Импульс управляющего тока имел определенную длительность и амплитуду.

Время включения по управляющему электроду тиристора $t_{y, вкл}$ — это интервал времени между моментом в начале отпирающего импульса управляющего электрода, соответствующим 0,1 его амплитуды, и моментом, когда основное напряжение падает до 0,1 значения разности напряжений в закрытом и открытом состояниях тиристора или когда основной ток увеличивается до 0,9 значения тока в открытом состоянии (рис. 1).

Время включения по управляющему электроду тиристора можно представить в виде суммы времени задержки по управляющему электроду и времени нарастания для тиристора.

Время задержки по управляющему электроду тиристора $t_{y, зд}$ — это интервал времени между моментом в начале отпирающего импульса управляющего электрода, соответствующим 0,1 его амплитуды, и моментом, когда основное напряжение падает до 0,9 значения разности напряжений в закрытом и открытом состояниях тиристора или когда основной ток увеличивается до 0,1 его значения в открытом состоянии. Время нарастания для тиристора $t_{y, нр}$ — это интервал времени, в течение которого основной ток увеличивается от 0,1 до 0,9 значения тока в открытом состоянии или основное напряжение падает от 0,9 до 0,1 значения разности напряжений в закрытом и открытом состояниях тиристора (рис. 1).

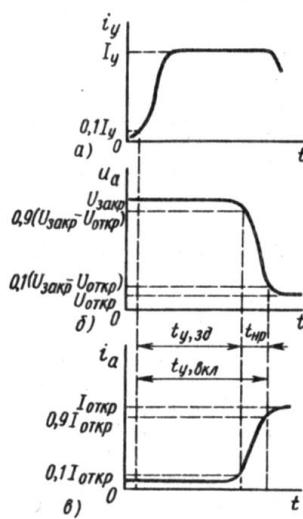


Рис. 1 Временные зависимости тока управляющего электрода (а), основного напряжения на тиристоре (б) и основного тока через тиристор (в), характеризующие процесс его включения

Несмотря на условность определения всех перечисленных параметров переходного процесса включения тиристора, можно считать, что время задержки по управляющему

электроду тиристора определяется временем перезаряда барьерной емкости эмиттерного перехода, а также временем прохождения инжектированных носителей заряда через базовую область и коллекторный переход. Время нарастания для тиристора определяется инерционностью процесса накопления неравновесных носителей заряда в базовых областях и инерционностью перезаряда барьерной емкости коллекторного перехода.

Интервал времени, определяемый временем нарастания для тиристора, изменением основного тока, проходящего через тиристор, и напряжения между основными электродами, соответствует переходному участку ВАХ. Для него сумма дифференциальных коэффициентов передачи тока эмиттера транзисторных структур, составляющих тиристор, должна быть равна единице. Обычно тиристор включен в цепь, имеющую сопротивление, меньшее абсолютного значения отрицательного дифференциального сопротивления тиристора на переходном участке его ВАХ. Поэтому в период времени нарастания при тех же напряжениях токи, проходящие через тиристор в реальной схеме, превышают значения токов переходного участка ВАХ тиристора. При этом суммарный дифференциальный коэффициент передачи тока тиристорной структуры превышает единицу, что соответствует активному этапу включения тиристора. Если в это время отключить управляющий электрод, то тиристор «самостоятельно» перейдет в открытое состояние. Значит, длительность импульса тока управляющего электрода, необходимая для включения тиристора, должна быть больше времени задержки.

Завершением процесса включения тиристора считают момент изменения полярности напряжения на коллекторном переходе.

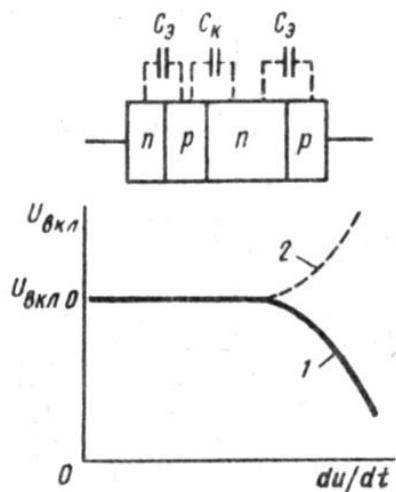


Рис. 2 Зависимости напряжения включения тиристора от скорости увеличения подаваемого на него напряжения с учетом только барьерной емкости коллекторного перехода (кривая 1) и только барьерных емкостей эмиттерных переходов (кривая 2)

Необходимо отметить, что во время переходных процессов через тиристор проходят большие токи при больших напряжениях на нем, что приводит к большим значениям выделяющейся в тиристоре так называемой мощности коммутационных потерь. Средняя мощность коммутационных потерь может привести к недопустимому перегреву тиристора при большой частоте переключения.

Включение тиристора путем быстрого увеличения напряжения между основными электродами. При быстром нарастании основного напряжения на тиристоре через него будет проходить емкостный ток, обусловленный наличием барьерных емкостей коллекторного и эмиттерных переходов.

Рассмотрим сначала влияние барьерной емкости коллекторного перехода. Емкостный ток через коллекторный переход $i_c = C_k(du/dt)$. Чем больше скорость изменения основного напряжения на тиристоре, тем больше значение емкостного тока через

коллекторный переход. Этот ток, проходя через эмиттерные переходы, вызывает увеличение коэффициентов передачи токов эмиттера транзисторных структур, что приводит к включению тиристора при основном напряжении, меньшем напряжении включения на постоянном токе $U_{вкл0}$ (рис. 2).

Барьерные емкости эмиттерных переходов являются причиной появления емкостных токов через эти переходы при быстром изменении основного напряжения на тиристоре. Емкостные токи не связаны с инжеекцией носителей заряда, поэтому с увеличением скорости изменения основного напряжения включение тиристора должно происходить при напряжениях, больших $U_{вкл0}$ (рис. 2), если учитывать только барьерные емкости эмиттерных переходов.

Практически барьерная емкость коллекторного перехода оказывается сильнее, так как она шунтирует большое активное сопротивление коллекторного перехода, смещенного в обратном направлении при закрытом состоянии тиристора. Барьерные емкости эмиттерных переходов сами оказываются зашунтированными малыми активными сопротивлениями эмиттерных переходов, смещенных при закрытом состоянии тиристора в прямом направлении. Поэтому напряжение включения тиристора с увеличением скорости нарастания основного напряжения уменьшается.

Однако эффект включения тиристоров при большой скорости нарастания основного напряжения часто оказывается не положительным, а отрицательным свойством, так как может приводить к самопроизвольному включению тиристора, например при подключении источника питания. Эффективным способом ослабления этого эффекта является шунтирование эмиттерного перехода.

Кроме рассмотренных трех основных способов включения тиристоров можно еще отметить возможность включения тиристора путем освещения кристалла с тиристорной структурой.

Выключение тиристоров

Выключение тиристора путем уменьшения тока в цепи основных электродов до значения, меньшего удерживающего тока, или путем разрыва цепи основных электродов. Тиристор будет выключен, т. е. переведен из открытого состояния в закрытое, только после рассасывания неравновесных носителей заряда в базовых областях. Если до окончания процесса выключения вновь подать напряжение между основными электродами тиристора, то он окажется во включенном состоянии. Таким образом, для выключения тиристора необходимо некоторое время.

При выключении тиристора путем разрыва цепи основных электродов рассасывание неравновесных носителей заряда происходит только в результате рекомбинации. Такой способ выключения применяется, когда время выключения тиристора не влияет на работу той или иной схемы.

Выключение тиристора путем изменения полярности анодного напряжения. Для ускорения процесса рассасывания неравновесных носителей заряда, накопленных в базовых областях при прохождении прямого тока через открытый тиристор, необходимо понизить потенциальный барьер коллекторного перехода. Однако коллекторный переход при открытом состоянии тиристора уже был смещен в прямом направлении из-за накопленных неравновесных носителей заряда в базовых областях и, следовательно, имел малое сопротивление. Поэтому на долю коллекторного перехода при переключении тиристора на обратное напряжение приходится очень малая часть всего внешнего напряжения. Из-за малого сопротивления тиристора, находящегося еще в открытом состоянии, обратный ток на первом этапе процесса выключения ограничен сопротивлением внешней цепи.

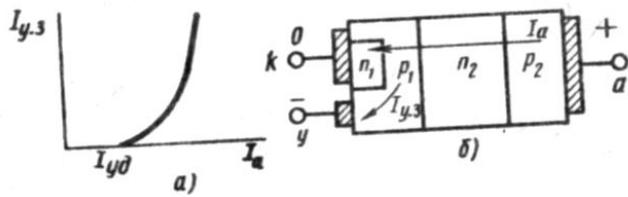


Рис. 3 Зависимость тока управления, необходимого для выключения (для запирания) тиристора, от основного тока (а) и структура триодного тиристора с направлениями токов при его выключении (б)

Существенное уменьшение времени выключения даже при небольших обратных напряжениях удается получить для тиристоров, проводящих в обратном направлении. У этих тиристоров оба эмиттерные переходы зашунтированы объемными сопротивлениями прилегающих базовых областей. Поэтому даже небольшое обратное напряжение способствует быстрому рассасыванию накопленных в базовых областях неравновесных носителей заряда.

Выключение тиристора с помощью тока управляющего электрода. Для выключения тиристора необходимо отвести неравновесные основные носители заряда из базы, у которой имеется управляющий электрод. В то же время основной ток, проходящий через еще открытый тиристор, непрерывно восполняет количество неравновесных носителей заряда в базовых областях. Таким образом, значение тока управления, необходимого для выключения тиристора, зависит от основного тока через тиристор (рис. 3, а).

Некоторые тиристоры с большой площадью р-п-переходов невозможно выключить с помощью тока управляющего электрода при больших токах между основными электродами. Объясняется это тем, что при движении носителей заряда к управляющему электроду (дырок в тиристоре, структура которого показана на рис. 3, б) база тиристора под эмиттерным переходом становится неэквипотенциальной и дальше от управляющего электрода части эмиттерного перехода остаются смещенными в прямом направлении. Инжекция электронов из этих частей эмиттерного перехода поддерживает соответствующую часть тиристорной структуры в открытом состоянии. Стремление же еще больше увеличить ток управляющего электрода путем увеличения напряжения на этом электроде может привести к лавинному пробою эмиттерного перехода (в нижней его части по рис. 3), так как этот переход имеет обычно малое пробивное напряжение из-за большой концентрации примесей с обеих сторон перехода.

Таким образом, существуют тиристоры, запираемые и незапираемые по управляющему электроду. Запираемый тиристор — это тиристор, который может переключаться из закрытого состояния в открытое, и наоборот при подаче на управляющий электрод сигналов соответствующей полярности. Но и для запираемого тиристора существует максимально допустимый постоянный запираемый ток $I_{3 \max}$ — наибольшее значение основного тока, до которого допускается запирание тиристора по управляющему электрому. При использовании в мощных устройствах запираемые тиристоры обладают преимуществами перед транзисторами, поскольку тиристоры способны выдерживать значительно большие напряжения в закрытом состоянии.

2.8 Практическое занятие №8 (2 часа).

Тема: «Симметричные тиристоры»

2.8.1 Задание для работы: ознакомиться с устройством и принципом работы симметричного тиристора

2.8.2 Краткое описание проводимого занятия:

Симметричный диодный тиристор (диак) — это диодный тиристор, способный переключаться как в прямом, так и в обратном направлениях.

Симметричный триодный тиристор (триак) — это триодный тиристор, который при подаче сигнала на его управляющий электрод включается как в прямом, так и в обратном направлениях.

Структура симметричного диодного тиристора состоит из пяти областей с чередующимся типом электропроводности которые образуют четыре р-п-перехода (рис. 1, а). Крайние переходы зашунтированы объемными сопротивлениями прилегающих областей с электропроводностью р-типа.

Если на такой тиристор подать напряжение положительным потенциалом на область n_1 и отрицательным потенциалом на область n_3 , то р-п-переход окажется смещенным в обратном направлении и ток, проходящий через него, будет пренебрежимо мал. Весь ток через тиристор при такой полярности приложенного напряжения будет проходить по шунтирующему сопротивлению области p_1 . Четвертый р-п-переход будет смещен в прямом направлении, и через него будет происходить инжекция электронов. При выбранной полярности внешнего напряжения рабочая часть тиристора представляет собой структуру р-п-р-п, в которой могут происходить те же процессы, что и в обычном диодном тиристоре, приводящие к переключению его из закрытого состояния в открытое и обратно.

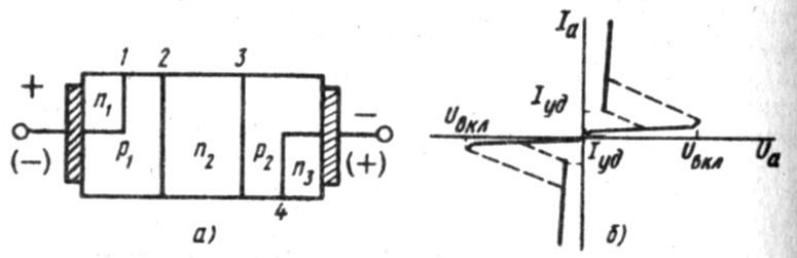


Рис. 1 – Структура симметричного тиристора (а) и его ВАХ (б)

При перемене полярности внешнего напряжения четвертый р-п-переход окажется смещенным в обратном направлении и, обладая поэтому большим сопротивлением, будет зашунтирован относительно малым сопротивлением области p_2 . Следовательно, при такой полярности внешнего напряжения рабочая часть тиристора представляет собой структуру н-п-н-р, способную переключаться из закрытого состояния в открытое и обратно.

Таким образом, симметричный диодный тиристор можно представить в виде двух диодных тиристоров, включенных встречно и шунтирующих друг друга при разных полярностях приложенного напряжения. Вольт-амперная характеристика такого тиристора получается одинаковой при разных полярностях приложенного напряжения (рис. 1, б).

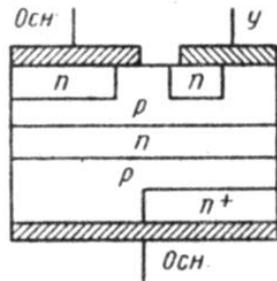


Рис. 2 - Структура симметричного тиристора переключаемого из закрытого состояния в открытое током управляющего электрода любого направления

Симметричные триодные тиристоры могут иметь структуру, способную переключаться из закрытого в открытое состояние либо при токе управляющего электрода

определенного направления, либо при токе управляющего электрода любого направления (рис. 2). В последнем случае не только основные электроды должны обеспечить шунтирование прилегающих к ним крайних р-п-переходов, но и управляющий электрод должен иметь омический переход как с р-областью, так и с дополнительной п-областью. При этих условиях подача различных по знаку потенциалов на управляющий электрод по отношению к расположенному вблизи основному электроду будет либо изменять потенциал р-области, либо обеспечивать инжекцию электронов из дополнительной п-области.