

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

С.Н. Барсуков, А.С. Кравчук

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
Часть 2
БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ. ТИРИСТОРЫ

Учебное пособие

Харьков «ХАИ» 2005

УДК 621.382.2/3 (075.8)

Элементная база радиоэлектроники. Ч. 2. Биполярные транзисторы. Тиристоры / С.Н. Барсуков, А.С. Кравчук. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 90 с.

Рассмотрены физические основы работы биполярных транзисторов и тиристоров. Приведены основные параметры, характеристики и описаны особенности применения электронных приборов.

Для студентов факультета радиотехнических систем летательных аппаратов.

Ил. 95. Табл. 3. Библиогр.: 5 назв.

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. В.Д. Карлов,
канд. техн. наук, доц. Е.А. Милькевич

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт», 2005 г.

1. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярный транзистор (БТ) – это активный полупроводниковый прибор с двумя взаимодействующими *p-n*-переходами, имеющий три внешних вывода.

В названии транзистора как преобразователя сопротивлений («transfer» - переносить, преобразовывать; «resistor» - сопротивление) заключена основная причина проявления им активного свойства.

1.1. Классификация и физические основы БТ

1.1.1. Классификация и особенности БТ

В транзисторах рассматриваемого типа электрический ток обусловлен носителями обоих знаков – электронами и дырками, что определяет их название: биполярные транзисторы.

По способу управления БТ является прибором с токовым управлением. Выходной ток транзистора изменяется при варьировании величины тока управляющей области структуры (в отличие от потенциального способа управления). Поэтому БТ имеет сравнительно невысокое входное сопротивление.

Эти транзисторы обладают хорошими усилительными свойствами и достаточно высоким быстродействием.

Транзистор реализуется на монокристаллической структуре и состоит из трех областей с чередующимися типами электропроводности: *p-n-p* или *n-p-n*. Основная номенклатура транзисторов выпускается на основе кремния, как правило, *n-p-n*-структуры. Германиевые транзисторы производятся в ограниченном количестве.

По технологии изготовления транзисторы подразделяются на следующие разновидности: сплавные, диффузионные, конверсионные, диффузионно-сплавные, планарные, мезапланарные, эпитаксиальные, эпитаксиально-мезапланарные, ионно-имплантационные. Современные транзисторы в основном изготавливают по эпитаксиально-планарной технологии, в том числе высоковольтные БТ – по мезапланарной и эпитаксиально-мезапланарной технологии. Планарная технология позволяет реализовать толщину базы размером в десятые доли микрометра (сотые доли при ионной имплантации) и размеры электрических переходов в единицы микрометров. В таких приборах граничная частота усиления тока достигает 10 ГГц.

По функциональному назначению БТ подразделяются на универсальные, усилительные, генераторные и переключательные.

По максимально допустимой рассеиваемой мощности транзисторы подразделяют на три группы:

- маломощные $P_{МАКС} \leq 0,3 \text{ Вт}$;
- средней мощности $0,3 < P \leq 1,5 \text{ Вт}$;
- большой мощности $P > 1,5 \text{ Вт}$.

В зависимости от значения граничной частоты передачи тока БТ классифицируют на следующие виды:

- низкочастотные $f_{ГР} \leq 3 \text{ МГц}$,
- среднечастотные $3 < f_{ГР} \leq 30 \text{ МГц}$,
- высокочастотные $30 < f_{ГР} \leq 300 \text{ МГц}$,
- сверхвысокочастотные $f_{ГР} > 300 \text{ МГц}$.

Следует отметить, что эта частота является классификационным параметром и значительно превышает максимальную рабочую частоту.

Транзисторы выпускаются мощностью от 20 мВт до сотен ватт и граничными частотами от 100 кГц до 10 ГГц.

Маркировка БТ содержит шесть или семь элементов, например: ГТ405А, КТ3102А.

Первый элемент – буква или цифра, указывающая на материал: Г (или 1) - германий, К (или 2) – кремний; второй элемент – буква Т, характеризующая биполярный транзистор; третий элемент – число, определяющее основные классификационные параметры: мощность и частоту в соответствии с табл. 1.1 или 1.2 при семизначной маркировке; четвертый и пятый элементы – цифры, обозначающие порядковый номер разработки; шестой (седьмой) элемент – буква, указывающая на разновидность типа из данной группы.

Таблица 1.1

Мощность, рассеиваемая транзистором	Граничная частота коэффициента передачи тока, МГц		
	$f \leq 3$	$3 < f \leq 30$	$30 < f \leq 300$
Малая	1	2	3
Средняя	4	5	6
Большая	7	8	9

Таблица 1.2

Граничная частота, МГц	Мощность	
	$P < 1 \text{ Вт}$	$P > 1 \text{ Вт}$
$3 < f \leq 30$	1	7
$30 < f \leq 300$	2	8
$f > 300$	4	9

Несколько идентичных транзисторных структур, заключенных в одном корпусе, образуют сборку или матрицу, которые применяются в импульсных схемах, например:

КТС395А – сборка из двух импульсных БТ,
2ТС613А – матрица из четырех импульсных БТ.

1.1.2. Структура и режимы работы БТ

Упрощенная структура БТ состоит из трех чередующихся областей с различными типами проводимости. Эти области электрически разделены высокоомными областями – электронно-дырочными переходами (рис. 1.1). В зависимости от типа проводимости внешних слоев различают транзисторы с дырочной ($p-n-p$) и электронной ($n-p-n$) проводимостью. На рис. 1.1 введены следующие обозначения: Э – эмиттер; Б – база; К – коллектор; ЭП – эмиттерный переход; КП – коллекторный переход. На условных графических обозначениях прибора в скобках приведены соответствующие международные обозначения внешних выводов транзистора.

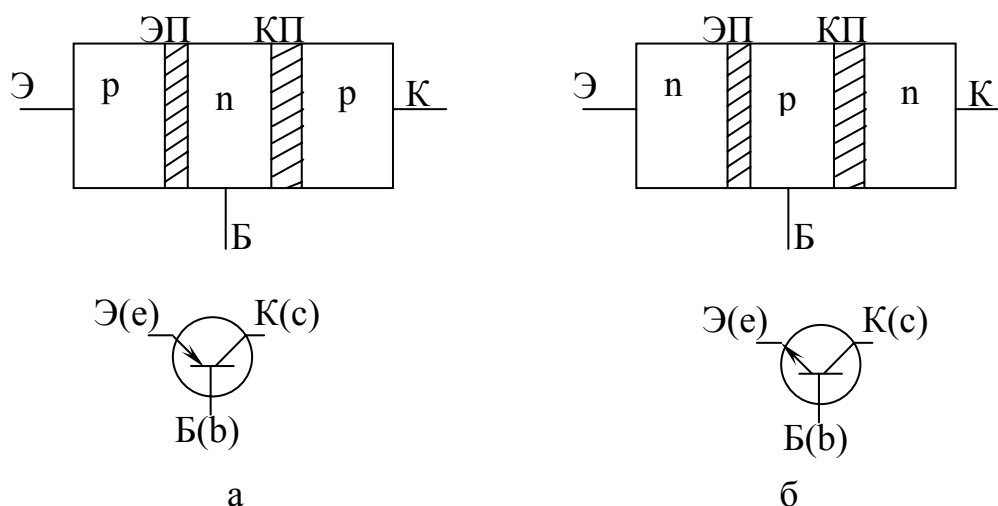


Рис. 1.1

Каждая из областей имеет свое функциональное назначение. *Эмиттер* является токозадающей областью, которая формирует основной поток носителей заряда, направленный внутрь структуры. Из области эмиттера осуществляется инжекция носителей зарядов в базу. *Коллектор* – область, которая предназначена для экстракции зарядов из базы. *База* – область, в которой осуществляется передача носителей заряда от ЭП к КП путем диффузии. В ней происходит управление интенсивностью основного потока зарядов. Следует отметить, что структура реального транзистора несимметрична, т.е. необходимо различать коллекторную и эмиттерную области. Некоторые их разновидности в зависимости от технологии изготовления приведены на рис. 1.2: планарный (рис. 1.2, а), эпитаксиально-диффузионный (рис. 1.2, б), сплавной (рис. 1.2, в).

Основные технологические требования к транзисторной структуре следующие:

1. Толщина базы должна быть намного меньше диффузионной длины для реализации эффекта взаимодействия двух $p-n$ -переходов.

2. Коллекторный переход имеет большие геометрические размеры, чем ЭП для рассеивания большой мощности.

3. Меньшая степень легирования базовой области в сравнении с эмиттерной и коллекторной областями.

Относительно высокоомная базовая область (десятки-сотни ом) обеспечивает однонаправленный характер диффузии на ЭП (т.е. инжекцию).

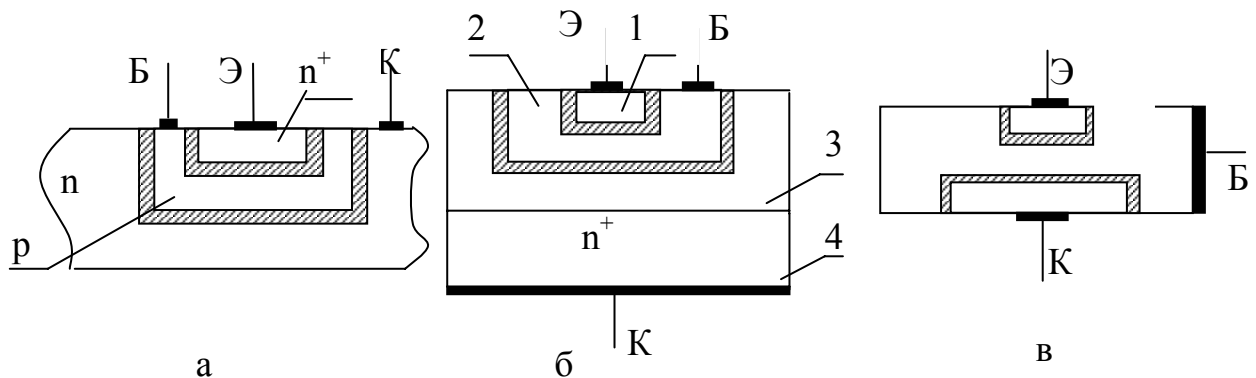


Рис. 1.2

В результате легирования примеси в базовой области могут быть распределены равномерно или неравномерно. Основным механизмом переноса носителей заряда вдоль базовой области при равномерном распределении примесей – диффузия, поэтому такие транзисторы называются бездрейфовыми. При неравномерном распределении формируется встроенное внутреннее поле, которое обеспечивает дополнительный механизм переноса – дрейф, и такие БТ называются дрейфовыми.

В зависимости от типа проводимости транзистора изменяется полярность подключения источников питания, а следовательно, и направления токов. Режимы работы БТ зависят от состояния $p-n$ -переходов. Возможные сочетания состояния переходов и соответствующие им режимы работы приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

Режим работы	Состояния переходов	
	Эмиттерный	Коллекторный
Активный	Открыт	Закрыт
Насыщения	Открыт	Закрыт
Отсечки	Закрыт	Закрыт
Инверсный	Закрыт	Открыт

В активном режиме осуществляется эффективное управление величиной коллекторного тока с помощью малого базового тока. При

этом на КП выделяется большая мощность в результате сравнительно высоких значений тока перехода и падения напряжения на нем, что позволяет реализовывать эффект усиления. Режим насыщения характерен малыми падениями напряжения, а режим отсечки – малыми токами. Эти режимы соответствуют крайним состояниям БТ при его работе в режиме переключения. Инверсный режим транзистора может быть реализован только в микромоном режиме в связи с несимметрией структуры реального транзистора.

В зависимости от наличия или отсутствия внешнего резистора нагрузки различают динамический или статический режим работы. В свою очередь динамический режим может быть реализован в режиме малого или большого сигнала, когда БТ проявляет себя как линейный или нелинейный элемент схемы.

В активном динамическом режиме БТ является усилителем мощности, т.е. преобразует энергию источника питания в энергию переменного выходного сигнала. Этот процесс связан с особенностями структуры транзистора как преобразователя малого сопротивления эмиттерного перехода в высокое сопротивление коллекторного перехода. Взаимодействие электронно-дырочных переходов поясняет следующий анализ.

Эмиттерный ток транзистора внутри его структуры перераспределяется между базовой и коллекторной областями

$$I_{\text{Э}} = I_{\text{Б}} + I_{\text{К}},$$

или с учетом малости управляющего базового тока $I_{\text{Э}} \approx I_{\text{К}}$, что справедливо также относительно приращений токов

$$\Delta I_{\text{Э}} \approx \Delta I_{\text{К}}.$$

Открытому эмиттерному переходу соответствует малое динамическое сопротивление

$$r_{\text{Э}} \approx \frac{\Delta U_{\text{ЭБ}}}{\Delta I_{\text{Э}}}.$$

Обратно-смещенный КП проявляет основное свойство генератора тока, т.е. существенное изменение напряжения на нем $\Delta U_{\text{КБ}}$ вызывает малое изменение тока через него $\Delta I_{\text{К}}$, что соответствует высокому динамическому сопротивлению

$$r_{\text{К}} \approx \frac{\Delta U_{\text{КБ}}}{\Delta I_{\text{К}}}.$$

Подключение внешнего резистора нагрузки практически не изменяет величины коллекторного тока.

Мощности, выделяемые на ЭП и КП, соответственно равны

$$\Delta P_{\text{Э}} = \Delta I_{\text{Э}} \Delta U_{\text{ЭБ}} = \Delta I_{\text{Э}}^2 r_{\text{Э}};$$

$$\Delta P_{\text{К}} = \Delta I_{\text{К}} \Delta U_{\text{КБ}} = \Delta I_{\text{К}}^2 r_{\text{К}} \approx \Delta I_{\text{К}}^2 R_{\text{н}}.$$

Сравнивая величины мощностей

$$\frac{\Delta P_K}{\Delta P_{\mathcal{E}}} = \frac{\Delta I_K^2 R_H}{\Delta I_{\mathcal{E}}^2 r_{\mathcal{E}}} \approx \frac{R_H}{r_{\mathcal{E}}} \gg 1,$$

убеждаемся в наличии активного свойства.

Таким образом, явление «трансформации» сопротивлений переходов при практически неизменной величине тока, протекающего через них, определяет сущность транзисторного эффекта, лежащего в основе его усилительного свойства.

1.1.3. Принцип действия БТ

Предварительно рассмотрим физические процессы в коллекторном переходе в режиме холостого хода по эмиттерной цепи (рис. 1.3).

Обратное смещение на КП подано от источника E_K , эмиттерная цепь разомкнута, т.е. $I_{\mathcal{E}} = 0$. Очевидно, что как для физических процессов в БТ, так и процессов в обратно-смещенной диодной структуре характерны следующие этапы:

- встречный дрейф неосновных носителей заряда (ННЗ) через КП из базовой и коллекторной областей под действием диффузионного поля перехода;
- нарушение электрической нейтральности базы и коллектора вследствие накопления избыточных дырок в p -области, а электронов – в n -области;
- восстановление электронейтральности областей путем выведения избыточных электронов из базы во внешнюю цепь и потоком электронов от источника E_K в коллектор.

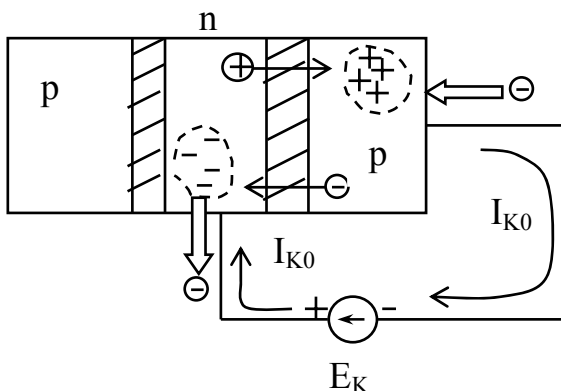


Рис. 1.3

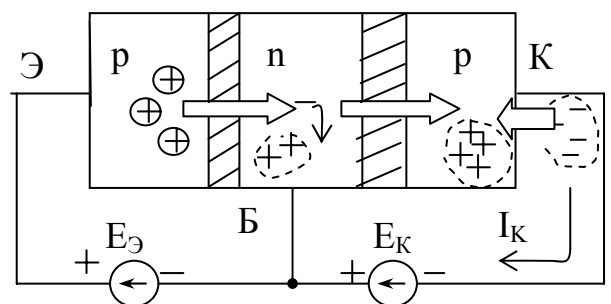


Рис. 1.4

Ток во внешних выводах направлен навстречу движению электронов и представляет собой обратный ток КП (I_{K0}).

Подадим прямое смещение на эмиттерный переход от внешнего источника ($E_э$) (рис. 1.4). Теперь ток через КП определяется величиной тока ЭП. Процесс прямого взаимодействия переходов происходит в такой последовательности.

1. Инжекция дырок - основных носителей заряда (ОНЗ) из эмиттера в базу вследствие понижения высоты потенциального барьера с помощью внешнего источника $E_э$. Более высокая степень легирования эмиттера в сравнении с базой обеспечивает практическую однонаправленность диффузионного процесса через эмиттерный переход.

2. Диффузионный перенос инжектированных в базу дырок от ЭП к КП вследствие градиента концентраций носителей заряда. Этот процесс сопровождается потерей небольшой части дырок из-за рекомбинации. При толщине базы $d_б$, намного меньшей диффузионной длины L_d , основная часть инжектированных в базу дырок (97...99%) достигает коллекторного перехода (рис. 1.5). В дрейфовых БТ перенос зарядов вдоль базовой области осуществляется не только за счет диффузии, но и вследствие дрейфа благодаря встроенному электрическому полю.

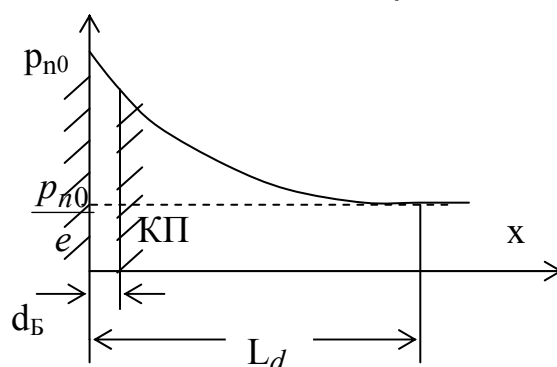


Рис. 1.5

3. Экстракция дырок, достигших коллекторного перехода, с помощью диффузионного поля перехода. При этом появление дополнительных (избыточных) дырок в коллекторе нарушает его электрическую нейтральность.

4. Действие закона электрической нейтральности (ЗЭН) в коллекторной области путем ввода дополнительных электронов из внешнего источника, которые компенсируют избыточный заряд дырок.

5. Взаимная рекомбинация избыточных электронов и дырок в коллекторной области.

Токи эмиттера и коллектора во внешних выводах транзистора являются следствием действия ЗЭН в этих областях структуры. Пересечение зарядами эмиттерного или коллекторного перехода вызывает соответствующие потоки электронов во внешних выводах транзистора. Токи $I_э, I_к$ направлены навстречу соответствующим потокам электронов. С формальной точки зрения они протекают от высокого потенциала источника смещения к низкому.

Действие ЗЭН в базовой области проходит в два этапа. В течение первого этапа при подключении эмиттерного перехода к источнику смещения происходит инжекционный вброс в базу дырок через

эмиттерный переход. Вследствие действия ЗЭН электронный поток из базового вывода восстанавливает нейтральность базы.

В итоге этого этапа в базовой области накапливается избыточный заряд дырок Δp и электронов Δn , причем $\Delta p = \Delta n$.

Второй стационарный этап действия ЗЭН связан с различием величин потоков дырок через эмиттерный и коллекторный переходы, что приводит к нарушению нейтральности базовой области. В результате действия ЗЭН заряды противоположного знака (электроны) поступают в базу из внешнего базового вывода, восстанавливая ее нейтральность. В итоге эти электроны и дырки рекомбинируют с постоянной времени τ - временем жизни носителей заряда.

Рассмотренные физические процессы дают возможность сделать заключение о токах и их составляющих во внешних выводах транзистора. Наибольший ток БТ – это ток эмиттера $I_{\mathcal{E}}$. Заряды, инжектированные эмиттером ($I_{\mathcal{E}}$), в основном экстрагируются коллектором (I_K), а малая их часть рекомбинирует в базе:

$$I_{\mathcal{E}} = I_K + I_B. \quad (1.1)$$

Коллекторный ток I_K является током обратно смещенного коллекторного перехода. Этот ток имеет две компоненты: обратный ток коллекторного перехода I_{KO} (ток собственных ННЗ) и ток экстракции (неравновесных ННЗ). Ток экстракции определяется той частью зарядов, инжектированных эмиттером, которые достигли коллекторного перехода и экстрагировались им, т.е. с учетом потерь зарядов на рекомбинацию в базовой области:

$$I_{K.ЭК} = \alpha I_{\mathcal{E}},$$

где $\alpha < 1$ - коэффициент передачи эмиттерного тока. Обе компоненты коллекторного тока имеют одинаковое направление, так как являются токами ННЗ (собственных или неравновесных), поэтому

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{KO}. \quad (1.2)$$

Базовый ток также состоит из двух компонент, так как нарушение электрической нейтральности базовой области происходит по двум причинам. Первая причина – это рекомбинационные потери зарядов, инжектированных в базу. Вследствие этого фактора во внешнем выводе базы появляется рекомбинационная (управляющая) компонента тока. Этот ток определяется разностью потоков зарядов, инжектированных в базу $I_{\mathcal{E}}$, и экстрагированных из нее $\alpha I_{\mathcal{E}}$ (рис. 1.6), поэтому

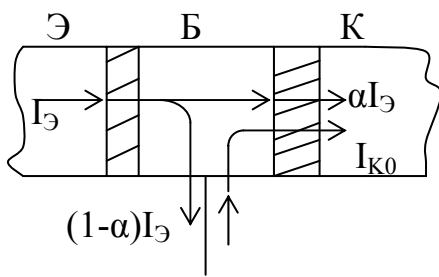


Рис. 1.6

причина нарушения электронейтральности базовой области – пересечение коллекторного перехода собственными неосновными носителями зарядов, т.е. обратный ток коллекторного перехода $I_{КО}$ (см. рис. 1.6).

$$I_{б.рек} = I_{Э} - \alpha I_{Э} = (1 - \alpha) I_{Э} \quad (1.3)$$

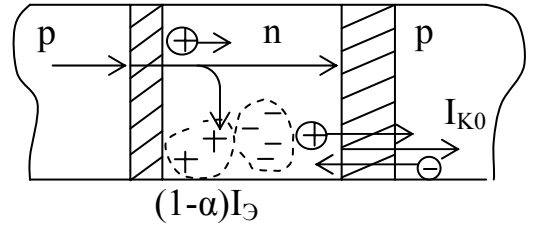


Рис. 1.7

Указанные выше компоненты базового тока направлены навстречу друг другу, так как они нарушают нейтральность базовой области разнополярно. Рекомбинационная компонента увеличивает заряд ННЗ (дырок), а обратный ток коллекторного перехода - ОНЗ (электронов) (рис 1.7). Компенсирующие их потоки электронов во внешнем выводе базы также направлены навстречу друг другу. Поэтому полный базовый ток определяется следующим выражением:

$$I_B = (1 - \alpha) I_{Э} - I_{КО}. \quad (1.4)$$

БТ является электронным прибором с токовым принципом управления. С точки зрения внутренних физических процессов в структуре величина выходного (коллекторного) тока может быть изменена только путем варьирования базового (или эмиттерного) тока. Иначе говоря, управляя интенсивностью рекомбинационного процесса в базовой области, изменяют выходной ток.

1.2. Статический режим работы БТ

1.2.1. Схемы включения БТ и основные токовые соотношения

Транзистор имеет три внешних вывода, поэтому возможны три варианта подачи смещений: схема с общим эмиттером (СОЭ), схема с общим коллектором (СОК) и схема с общей базой (СОБ) (рис. 1.8). Название схемы определяет тот вывод транзистора, который является общим для двух источников питания, т.е. одновременно подключен к двум источникам.

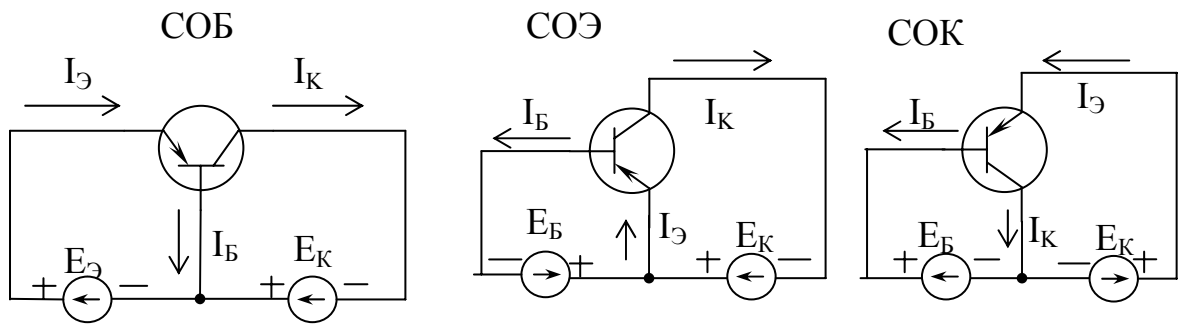


Рис. 1.8

При начертании схем использовался единый методический принцип. Общий электрод расположен внизу, управляющий (входной) вывод – слева, а выходной – справа. Во всех схемах входной источник смещения подключен параллельно к одному переходу транзистора. Отличительная особенность схем СОЭ и СОК – подключение выходного источника к двум переходам между эмиттерным и коллекторным выводами. Кроме того, в схеме СОК, в отличие от двух предыдущих схем, на входе включен коллекторный переход. В связи с этим в активном режиме работы для этой схемы $E_{\text{Э}} \approx E_{\text{Б}}$, в то время как для предыдущих схем $E_{\text{К}} \gg E_{\text{Э}}, E_{\text{К}} \gg E_{\text{Б}}$. Направления токов соответствуют активному режиму. Транзистор при этом рассматривается как «токовый узел», а определяющим элементом служит направление стрелки эмиттера. Очевидно, что принцип действия БТ не зависит от схемы включения, поэтому токовые соотношения справедливы для трех вариантов схем. Однако основным в каждой схеме является уравнение, связывающее входной и выходной токи.

Для схемы с общей базой (ОБ) взаимосвязь $I_{\text{К}} = f(I_{\text{Э}})$ является основным уравнением. В частном случае разомкнутой эмиттерной цепи ток эмиттера $I_{\text{Э}} = 0$, а в цепи коллектора протекает неуправляемая компонента $I_{\text{КО}}$, т.е. обратный ток коллекторного перехода

$$I_{\text{К}} = I_{\text{КО}} = I_{\text{КБО}} = I_{\text{СВО}}.$$

Два последних обозначения являются стандартными. При этом две первые буквы определяют внешние выводы, в которых протекает этот ток, а третья – состояние третьего (эмиттерного) вывода: обрыв цепи. Включение в эмиттерную цепь источника прямого смещения увеличивает коллекторный ток на величину управляемой компоненты $\alpha I_{\text{Э}}$, т.е.

$$I_{\text{К}} = \alpha I_{\text{Э}} + I_{\text{КО}}.$$

Здесь α – статический коэффициент передачи эмиттерного тока в режиме большого сигнала (коэффициент передачи по постоянному

току, интегральный коэффициент передачи). Этот параметр определяется следующим выражением:

$$\alpha = \frac{I_K - I_{KO}}{I_{\mathcal{E}}} \approx \frac{I_K}{I_{\mathcal{E}}} \quad (1.5)$$

и формально равен отношению управляемой компоненты коллекторного тока к току эмиттера. Физически он показывает, какая часть инжектированных в базу носителей заряда достигает коллекторного перехода и экстрагируются им. Условие малых рекомбинационных потерь в базе дает величину $\alpha = 0,95 \dots 0,99$.

Дополнительное уравнение для базового тока получаем с учетом перераспределения интегральных токов в транзисторе

$$I_{\mathcal{E}} = I_B + I_K,$$

откуда

$$I_B = I_{\mathcal{E}} - I_K,$$

или, подставляя соотношение

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{KO},$$

имеем

$$I_B = (1 - \alpha) I_{\mathcal{E}} - I_{KO}.$$

Направления интегральных токов и контуры протекания их составляющих показаны на рис. 1.9.

Активный режим работы обеспечивается выбором полярности источников смещения $E_{\mathcal{E}}$ и E_K . Прямое смещение эмиттерного перехода соответствует совпадению типов проводимости областей p -эмиттера и n -базы и соответствующих выводов эмиттерного источника $E_{\mathcal{E}}$ (p – positiv, n – negativ), т.е.

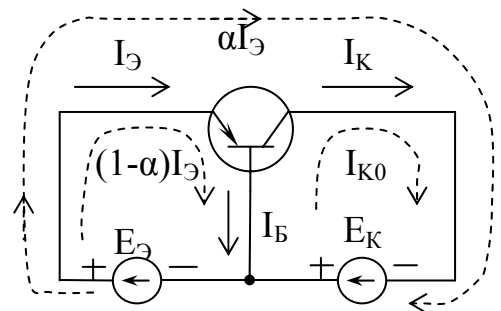


Рис. 1.9

выполняется правило «своего знака». Обратное смещение коллекторного перехода задает обратные условия при следующих полярностях источника питания: на p -коллекторе – минус (negativ), а на n -базе – плюс (positiv). Для задания направлений смещения перехода можно воспользоваться также токовым принципом. По стрелке эмиттера указывается направление тока $I_{\mathcal{E}}$ (входящий ток). Тогда токи I_K и I_B являются выходящими. Условные контурные токи, создаваемые источниками смещения, должны совпадать по направлению с соответствующими токами эмиттера и коллектора. Эти токи показаны на рис. 1.9 пунктиром.

В отличие от интегральных токов их компоненты протекают по соответствующим замкнутым контурам: во входном контуре – ток

$(1 - \alpha)I_{\mathcal{E}}$, в выходном – обратный ток перехода I_{K0} , а во внешнем контуре – ток $\alpha I_{\mathcal{E}}$. При этом составляющие токов в базовом выводе направлены навстречу друг к другу, а в коллекторном - совпадают. Суммирование компонент токов с учетом их направлений определяют интегральные токи I_K, I_B , что соответствует выражениям (1.2),(1.4).

Режиму отсечки соответствует рис. 1.10. В этой схеме эмиттерный источник задает обратное смещение на эмиттерном переходе, тогда инжекционная компонента эмиттерного тока обращается в нуль. Учитывая малые геометрические размеры эмиттерного перехода в сравнении с коллекторным, можно пренебречь обратным током эмиттерного перехода $I_{\mathcal{E}0} \ll I_{K0}$. Тогда токовое условие режима отсечки соответствует нулевому значению эмиттерного тока $I_{\mathcal{E}} \approx 0$. В схеме протекает только обратный ток коллекторного перехода (см. рис. 1.10), поэтому в режиме отсечки имеем следующие соотношения:

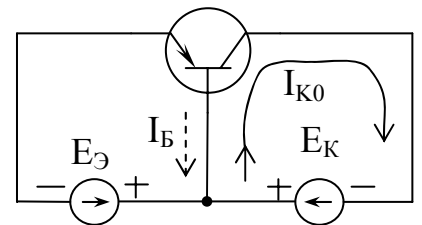


Рис. 1.10

$I_{\mathcal{E}} = 0, \quad I_K = I_{K0}, \quad I_B = -I_{K0}.$

Отрицательный знак базового тока свидетельствует о том, что эта компонента направлена навстречу интегральному току базы (см. рис. 1.10).

Режим насыщения показан на рис. 1.11. Оба перехода открыты, так как для источников смещения выполнено правило «своего знака». В структуре возникает явление встречной инжекции внутрь базовой области как со стороны эмиттера, так и со стороны коллектора. Поэтому с увеличением прямого смещения E_K общий коллекторный ток резко уменьшается и в дальнейшем меняет свое направление. В этом случае инжекционный ток со стороны коллектора превышает эмиттерный инжекционный ток.

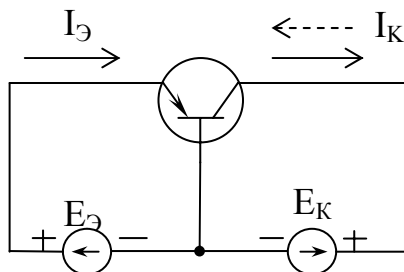


Рис. 1.11

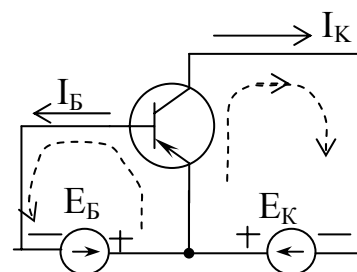


Рис. 1.12

Схема с общим эмиттером (ОЭ) для активного режима работы приведена на рис. 1.12. В соответствии с токовым принципом направления условных контурных токов (пунктир), задаваемых источниками смещения, совпадают с соответствующими токами базы

и коллектора. Это служит необходимым условием реализации активного режима. Однако состояние коллекторного перехода зависит не только от полярности источников E_B и E_K , но и от соотношения их величин. Действительно, напряжение на коллекторном переходе

$$U_{KB} = E_K - E_B$$

будет определяться полярностью коллекторного источника, если $E_K > E_B$. Только при выполнении этого неравенства смещение на коллекторном переходе будет обратным.

Основное токовое соотношение для этой схемы определяется взаимосвязью $I_K = f(I_B)$. Используя уравнение

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{KO},$$

путем подстановки

$$I_{\mathcal{E}} = I_K + I_B$$

находим

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{KO}.$$

Введем обозначение

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad (1.6)$$

тогда

$$\frac{1}{1-\alpha} = \frac{1-\alpha+\alpha}{1-\alpha} = 1 + \frac{\alpha}{1-\alpha} = 1 + \beta.$$

Основное уравнение схемы принимает следующий вид:

$$I_K = \beta I_B + I'_{KO}, \quad (1.7)$$

где

$$I'_{KO} = I_{KO}(1 + \beta). \quad (1.8)$$

Статический коэффициент передачи базового тока, как следует из уравнения (1.7),

$$\beta = \frac{I_K - I_{KO}}{I_B + I_{KO}} \approx \frac{I_K}{I_B}. \quad (1.9)$$

Значениям $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ соответствует диапазон изменения $\beta = 15 \dots 99$, как следует из их взаимосвязи в уравнении (1.6).

Ток I'_{KO} , определенный уравнением (1.8), называется сквозным током, так как пересекает насквозь структуру транзистора, что имеет место в режиме обрыва базы. Большая величина тока I'_{KO} в сравнении с I_{KO} связана с механизмом действия ЗЭН в этом режиме.

Обратный ток коллекторного перехода нарушает электрическую нейтральность базы (рис. 1.13), увеличивая объемный отрицательный заряд. Однако

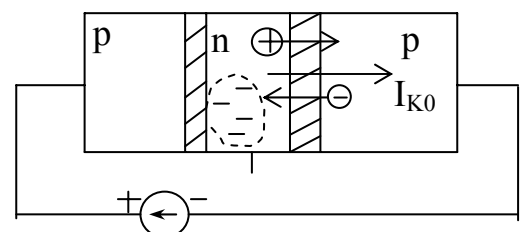


Рис. 1.13

восстановление нейтральности этой области происходит теперь не через базовый вывод, а через инжекционный ток эмиттерного перехода. Эквивалентом базового тока $I_B = I_{KO}$ является ток $I_{\mathcal{E}} = (1 + \beta)I_{KO}$, что и определяет величину сквозного тока. Формально сквозной ток рассчитывается также из динамического условия электронейтральности базовой области:

$$I_{KO} = (1 - \alpha)I_{\mathcal{E}}.$$

Увеличение заряда электронов (левая часть равенства) компенсируется зарядом дырок, остающихся в базе для рекомбинации (правая часть). Тогда эмиттерный ток, являющийся сквозным током, находят из следующего уравнения:

$$I_{\mathcal{E}} = I'_{KO} = \frac{I_{KO}}{1 - \alpha} = (1 + \beta)I_{KO}.$$

Обратный и сквозной токи имеют температурный характер. В режиме обрыва базы в результате действия внутренней положительной обратной связи (ПОС) при отсутствии ограничительного резистора возникает тепловой пробой коллекторного перехода, развивающийся по следующей логике:

$$I_{KO} \uparrow \rightarrow I'_{KO} = \beta I_{KO} \rightarrow T \uparrow \rightarrow I_{KO} \uparrow.$$

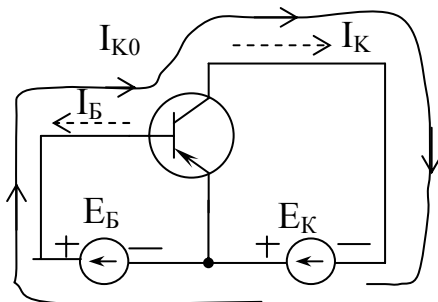


Рис. 1.14

Режиму отсечки соответствует схема, приведенная на рис. 1.14. Отличие от активного режима (см. рис. 1.12) заключается в изменении полярности базового источника, что приводит к закрытому состоянию эмиттерного перехода. Токи в схеме с ОЭ не отличаются от соответствующих токов в схеме с ОБ:

$$I_{\mathcal{E}} \cong 0, \quad I_K = I_{KO}, \quad I_B = -I_{KO}.$$

Контур для обратного тока перехода указан на рис. 1.14.

Режиму насыщения формально соответствует схема, приведенная на рис. 1.12. Однако, чтобы открыть коллекторный переход, нужно только уменьшить величину коллекторного смещения $E_K < E_B$ без изменения его полярности. Тогда источником, определяющим состояние коллекторного перехода, будет больший по величине источник E_B , который обеспечит прямое смещение. Динамика изменения коллекторного тока будет аналогична схеме с ОБ из-за процесса встречной инжекции.

1.2.2. Обратные связи в БТ

Транзисторный эффект, проявляющийся при прямом воздействии эмиттерного перехода на коллекторный, обеспечивает активное свойство транзистора.

В транзисторной структуре существует также процесс обратного влияния коллекторного перехода на эмиттерный, т.е. внутренняя обратная связь. Первая причина проявления обратной связи – это модуляция толщины базы (эффект Эрли): явление уменьшения геометрической ширины базы при увеличении обратного напряжения коллекторного перехода.

Механизм действия обратной связи поясняет следующая логическая цепочка:

$$E_K \uparrow \rightarrow d_K \uparrow \rightarrow d_B \downarrow \begin{matrix} \rightarrow I_{Б.рек} \downarrow \\ \rightarrow grad p_n \uparrow \rightarrow I_{\mathcal{E}} \uparrow \end{matrix}$$

а также рис. 1.15, показывающий распределение инжектированных в базу дырок p_n при постоянном напряжении на эмиттерном переходе для двух значений источника коллекторного смещения, причем $E_{K2} > E_{K1}$.

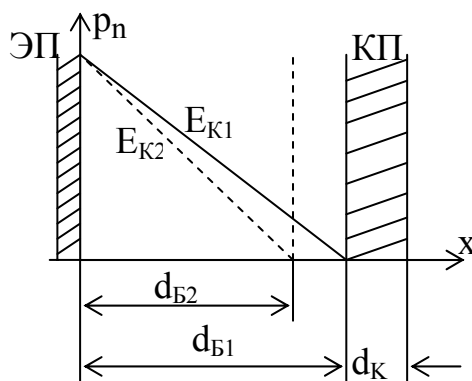


Рис. 1.15

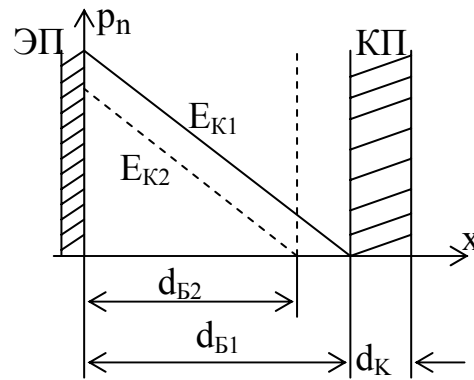


Рис. 1.16

Следовательно, увеличение коллекторного напряжения приводит в итоге к уменьшению рекомбинационной компоненты базового тока $I_{Б.рек}$ из-за уменьшения действующей ширины базовой области $d_{B2} < d_{B1}$. Кроме того, увеличивается эмиттерный ток вследствие увеличения градиента концентрации дырок внутри базы.

Если зафиксировать не напряжение на эмиттере, а его ток, то увеличение напряжения на коллекторе приведет к уменьшению концентрации инжектированных в базу дырок при сохранении градиента концентрации (рис. 1.16). Это эквивалентно уменьшению инжекции, т.е. понижению напряжения на эмиттерном переходе. Таким

образом, при постоянном эмиттерном токе увеличение напряжения на коллекторе приводит к уменьшению напряжения на эмиттерном переходе.

Так как увеличение коллекторного напряжения приводит в результате действия обратной связи к увеличению коллекторного тока, то в основное токовое соотношение добавляют еще одно слагаемое

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{KO} + \frac{U_{KB}}{r_K}, \quad (1.10)$$

где r_K - дифференциальное сопротивление закрытого коллекторного перехода.

Влияние коллекторного напряжения на эмиттерное при постоянном токе эмиттера оценивают также коэффициентом обратной связи по напряжению

$$\mu = \left. \frac{dU_{\mathcal{EБ}}}{dU_{KB}} \right|_{I_{\mathcal{E}}=const}. \quad (1.11)$$

Этот параметр имеет порядок $10^{-3} \dots 10^{-5}$, поэтому в большинстве случаев эффектом обратного взаимодействия переходов пренебрегают.

В динамическом режиме (по переменной составляющей) влияние коллекторной цепи на эмиттерную осуществляется через емкость коллекторного перехода.

1.2.3. Статические вольт-амперные характеристики транзистора

Основными вольт-амперными характеристиками (ВАХ) являются характеристики, показывающие зависимость тока от напряжения как на входе, так и выходе транзистора. В схемах с ОБ и ОЭ входными характеристиками соответственно являются

$$I_{\mathcal{E}} = f(U_{\mathcal{EБ}}) \quad \text{и} \quad I_{\mathcal{B}} = f(U_{\mathcal{БЭ}}),$$

а выходными –

$$I_K = f(U_{KB}) \quad \text{и} \quad I_K = f(U_{K\mathcal{E}}).$$

Эти характеристики представляют собой совокупность (семейство) характеристик при фиксированном параметре тока или напряжения. Семейство входных статических характеристик для СОБ

$$I_{\mathcal{E}} = f(U_{\mathcal{EБ}}) \quad \text{при} \quad U_{KB} = const$$

приведены на рис. 1.17, а, а для СОЭ

$$I_{\mathcal{B}} = f(U_{\mathcal{БЭ}}) \quad \text{при} \quad U_{K\mathcal{E}} = const -$$

на рис 1.17, б.

Каждая из характеристик семейства снимается при фиксированном выходном напряжении. Начальная характеристика соответствует случаю короткозамкнутой выходной цепи, т.е. $U_{КБ} = 0$ или $U_{КЭ} = 0$. Экспоненциальный вид характеристик определяет открытый эмиттерный переход.

Однако в схеме с ОЭ при короткозамкнутой цепи «коллектор-эмиттер» транзистор работает в режиме насыщения. Источник смещения через короткозамкнутую выходную цепь подает прямое смещение и на коллекторный переход. Происходит встречная инжекция дырок в базу как со стороны эмиттера, так и коллектора.

При подаче обратного смещения на коллекторный переход характеристики смещаются относительно начальной в разные стороны: в область больших напряжений (вправо) для схемы с ОЭ и влево для схемы с ОБ. Иначе говоря, при постоянном входном напряжении (см. вертикальную линию на рис. 1.17) вследствие действия обратной связи (эффекта Эрли) ток эмиттера увеличивается, а ток базы уменьшается.

Характеристики для двух схем включения отличаются также крутизной. Так как эмиттерный ток в β раз больше базового тока, то во столько же раз крутизна характеристики $I_{Э}(U_{ЭБ})$ превышает крутизну для характеристики $I_{Б}(U_{БЭ})$.

При нулевых входных напряжениях, т.е. короткозамкнутой входной цепи, в обеих схемах протекают малые входные токи. Начальные участки характеристик в крупном масштабе показаны на рис. 1.18. В

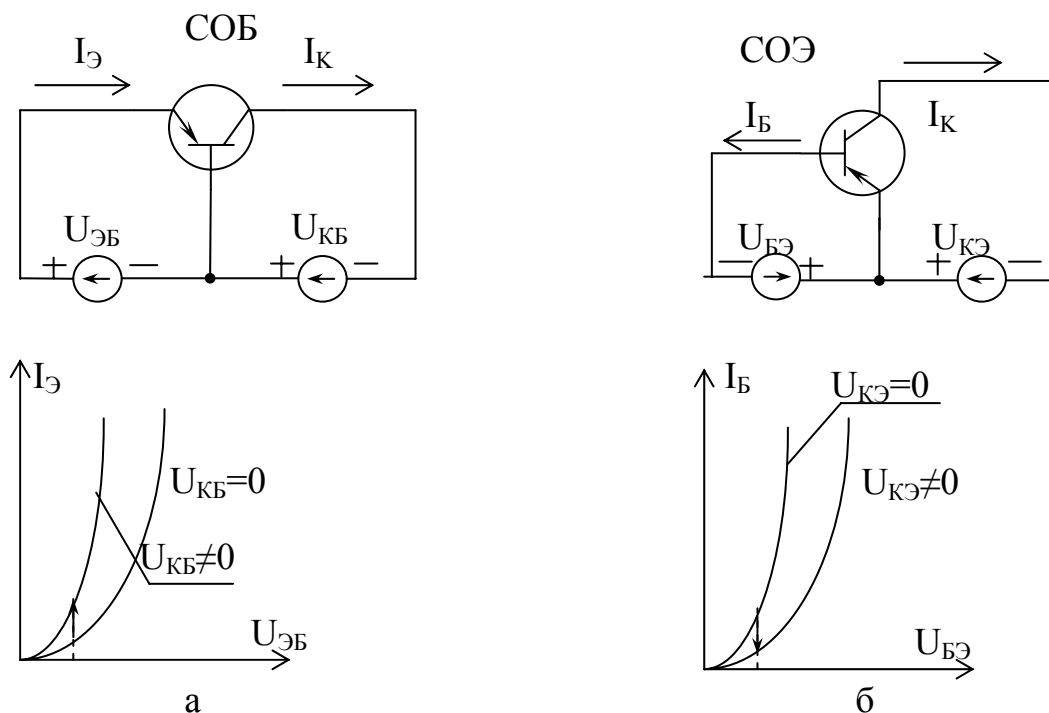


Рис. 1.17

реальном масштабе токов эти малые токи на рисунке не отражены.

Семейства выходных статических ВАХ приведены на рис. 1.19:

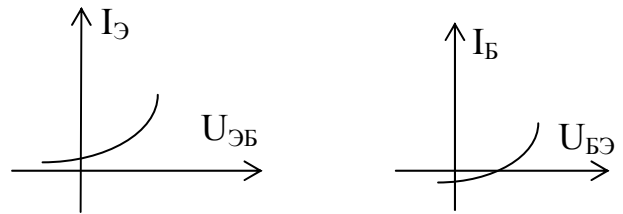


Рис. 1.18

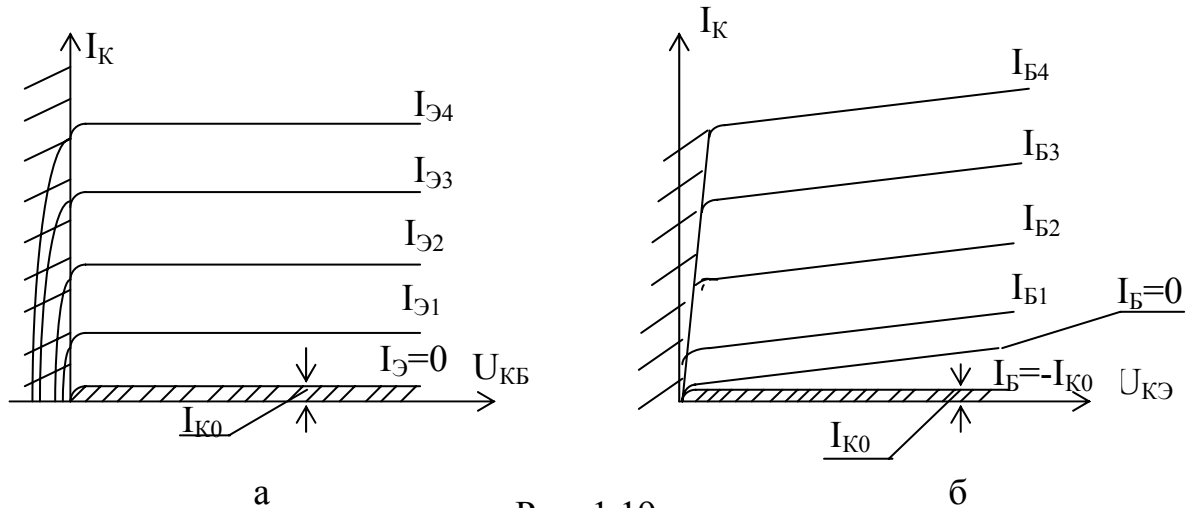


Рис. 1.19

для СОБ $I_K = f(U_{КБ})$ при $I_{Э} = const$,
 для СОЭ $I_K = f(U_{КЭ})$ при $I_B = const$.

В качестве параметра для семейства характеристик принимается входной ток. Тем самым подчеркивается токовый принцип управления транзистором. На рис. 1.19 штриховкой выделены области отсечки и насыщения. Самая нижняя характеристика соответствует минимально возможному току коллектора $I_K = I_{K0}$, она и отделяет область отсечки.

Токоевое условие отсечки $I_{Э} = 0$ дает $I_K = I_{K0}$ (см. рис. 1.19, а), так как $I_K = \alpha I_{Э} + I_{K0}$, а на рис. 1.19, б $I_B = -I_{K0}$, так как $I_B = (1 - \alpha)I_{Э} - I_{K0}$. Следующая характеристика (см. рис. 1.19, б) соответствует режиму обрыва базы. При $I_B = 0$ из формулы

$$I_K = \beta I_B + I'_{K0}$$

следует, что значение коллекторного тока соответствует сквозному току $I_K = I'_{K0}$.

Границей области насыщения для схемы с ОБ является $U_{КБ} = 0$ (см. рис. 1.19, а), так как изменение знака коллекторного источника

приводит к прямому смещению коллекторного перехода. Появление встречной инжекции со стороны коллектора вызывает резкое уменьшение тока коллектора, который вскоре изменяет свое направление. Указанная область соответствует малым падениям напряжения на транзисторе.

В схеме с ОЭ, в отличие от СОБ, открытие коллекторного перехода, т.е. переход к режиму насыщения, происходит без изменения знака напряжения, так как следует обеспечить условие $U_{кЭ} < U_{БЭ}$. Причем большим значениям базового тока соответствуют большие значения $U_{БЭ}$, т.е. при этом граница режима смещается вправо. В целом, как и в схеме с ОБ, режиму насыщения соответствуют малые напряжения $U_{кЭ}$.

Оставшаяся незаштрихованная область соответствует активному режиму, которая также ограничена со стороны больших коллекторных токов и напряжений, при которых возникает пробой коллекторного перехода. На рис. 1.19 эти ограничения не указаны. Характерный признак активного режима – пологий характер характеристики при достаточно больших коллекторных токах. Малое изменение коллекторного тока при изменении коллекторного напряжения является признаком генератора тока. В этом случае подключение внешней коллекторной нагрузки практически не изменит величину коллекторного тока. В схеме с ОБ (см. рис. 1.19, а) характеристики в активном режиме более пологие, чем в схеме с ОЭ. Медленное возрастание I_k в СОБ при увеличении $U_{кб}$ связано с увеличением коэффициента передачи эмиттерного тока α . Это объясняется тем, что толщина базовой области уменьшается за счет увеличения ширины коллекторного перехода, при этом уменьшаются рекомбинационные потери в базе, а следовательно, увеличивается коэффициент передачи α , т.е. ток I_k :

$$U_{кб} \uparrow \rightarrow d_{kn} \uparrow \rightarrow d_{б} \downarrow \rightarrow \alpha \uparrow \rightarrow I_k \uparrow.$$

В схеме с ОЭ увеличение $U_{кЭ}$ по указанным выше причинам приводит к уменьшению базового тока, что связано с уменьшением толщины базы (базовый ток по физической природе является рекомбинационным током). Однако каждая из характеристик семейства должна соответствовать постоянному базовому току (параметру характеристики). В связи с этим увеличение $U_{кЭ}$ должно сопровождаться принудительным увеличением базового тока (для поддержания его постоянным). На основании взаимосвязи токов $I_K = \beta I_B + I'_{кб}$ увеличение базового тока на ΔI_B должно привести к увеличению коллекторного тока на величину $\Delta I_K \cong \beta \Delta I_B$. Таким образом, динамика коллекторного тока подчинена следующей логической цепочке:

$$U_{кэ} \uparrow \rightarrow d_{кн} \uparrow \rightarrow d_{\bar{o}} \downarrow \rightarrow I_B \downarrow \text{ (но: } I_B = const) \rightarrow \uparrow I_B \rightarrow \uparrow I_K (\Delta_k = \beta \Delta I_B).$$

Следовательно, крутизна характеристики активного режима в СОЭ в β раз больше, чем в СОБ.

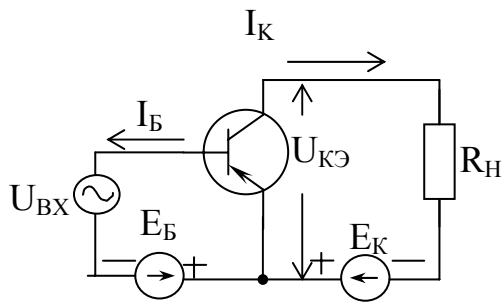


Рис. 1.20

Последняя особенность ВАХ схемы с ОБ – наличие тока коллектора при коротком замыкании коллектора и базы ($U_{КБ} = 0$). Этот ток связан с явлением экстракции на коллекторном переходе, так как даже при $U_{КБ} = 0$ диффузионное поле перехода существует, что и является причиной

экстракции, т.е. коллекторного тока.

1.3. Динамический режим работы БТ

1.3.1. Динамические характеристики транзистора

Схема с ОЭ в динамическом режиме приведена на рис. 1.20. Формальным признаком этого режима является наличие в схеме кроме транзистора VT и источников смещения E_B, E_K также резистора нагрузки в выходной цепи R_H и источника сигнала $U_{ВХ}(t)$ - во входной. Значения постоянных составляющих токов и напряжений определяют режим работы схемы по постоянному току. На ВАХ транзистора эта ситуация отображается рабочей точкой А. Координаты рабочей точки – это совместное решение нелинейного уравнения: ВАХ транзистора и линейного – нагрузочной прямой:

$$I_K = f(U_{КЭ}), \quad E_K = U_{КЭ} + I_K R_H.$$

Результат графического решения этой системы уравнений $I_{K1}, U_{КЭ1}$ приведен на рис. 1.21. Отметим, что нагрузочная прямая строится по двум точкам на осях координат (в соответствии с уравнением), которые соответствуют режиму холостого хода

$$I_K = 0, \quad U_{КЭ} = E_K$$

и короткого замыкания

$$U_{КЭ} = 0, \quad I_K = \frac{E_K}{R_H}.$$

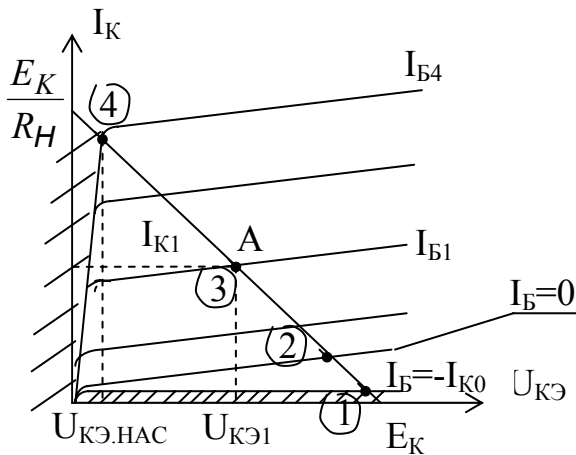


Рис. 1.21

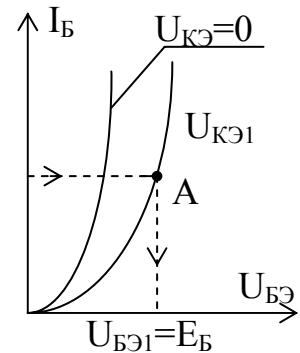


Рис. 1.22

Конкретную характеристику (значение базового тока $I_{Б1}$) из семейства выходных ВАХ задает источник базового смещения E_B в соответствии со входными ВАХ (рис. 1.22). Строго говоря, входная динамическая характеристика не совпадает со статической. Изменение базового тока вызывает изменение тока коллектора, что приводит к изменению напряжения $U_{КЭ}$, так как

$$U_{КЭ} = E_K - I_K R_H.$$

Однако в активном режиме влияние обратной связи невелико, что позволяет считать входную статическую ВАХ при $U_{КЭ1}$ и динамическую практически совпадающими.

При полном использовании потенциальных возможностей коллекторного источника и транзистора рабочая точка выбирается в середине нагрузочной прямой (см. рис. 1.21). Тогда напряжение источника E_K перераспределяется поровну между транзистором и нагрузкой $U_{КЭ1} \approx U_R$. Мощность, рассеиваемая на коллекторе, определяется площадью прямоугольника $P_K = I_{К1} U_{К1}$ (см. рис. 1.21).

Управляемые свойства транзистора определяет передаточная динамическая характеристика по току:

$$I_K = f(I_B) \quad \text{при} \quad E_K, R_H = const.$$

Эту зависимость получают путем перестраивания соответствующих точек на семействе выходных ВАХ (см. рис. 1.21) в новую систему координат $I_K = f(I_B)$ (рис. 1.23). Крайняя нижняя точка 1 соответствует режиму отсечки: $I_B = -I_{К0}$, $I_K = I_{К0}$; точка 2 – режиму обрыва базы: $I_B = 0$, $I_K = I'_{К0}$; точка 4 – граничному значению области насыщения: $I_K = I_{КН}$, $I_B = I_{БН}$. При увеличении

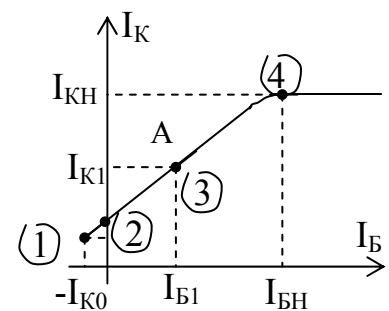


Рис. 1.23

базового тока $I_B > I_{BH}$ транзистор теряет управляемость. Коллекторный ток достигает максимальной величины тока насыщения и в дальнейшем не изменяется. Значение этого тока определяется практически коллекторным источником и резистором нагрузки

$$I_{KH} = \frac{E_K - U_{KЭ.НАС}}{R_H} \approx \frac{E_K}{R_H}. \quad (1.12)$$

В данном случае переход к режиму насыщения, т. е. в область малых коллекторных падений напряжений, происходит за счет увеличения падения напряжения на резисторе нагрузки при увеличении тока коллектора.

В активном режиме наблюдается пропорциональное изменение коллекторного тока под действием базового. Заметим, что коллекторный ток в рабочей точке

$$I_{K1} \cong \frac{I_{KH}}{2} \quad (1.13)$$

при полном использовании характеристики в активной области.

Подключение источника сигнала во входной цепи изменяет управляющий базовый ток по соответствующему закону. Передаточная

характеристика при заданном режиме по постоянному току определяет закон изменения коллекторного тока (рис. 1.24).

Изменение режима работы транзистора по постоянному току (смещение рабочей точки А) приводит к искажению закона изменения выходного тока (рис. 1.25). Ограничение выходного сигнала происходит вследствие кратковременной потери управляемости транзистором при попадании в область насыщения или отсечки. Двухстороннее ограничение появляется при увеличении амплитуды входного сигнала.

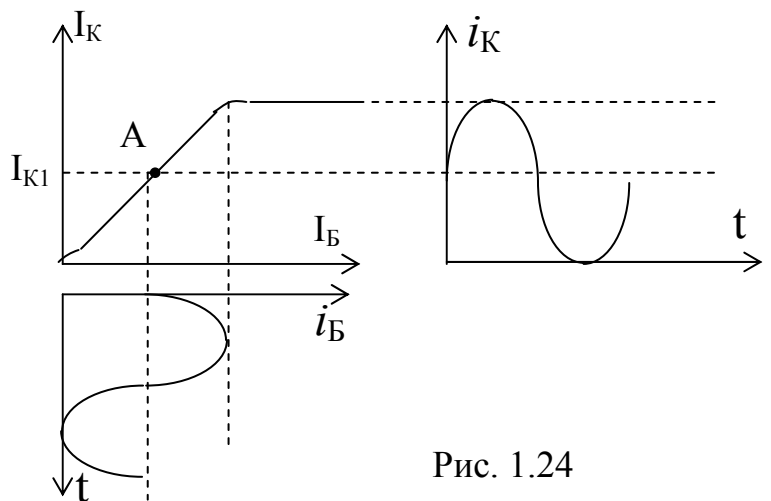


Рис. 1.24

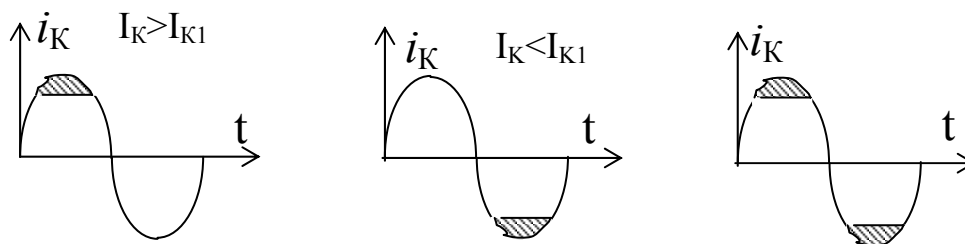


Рис. 1.25

Законы изменения входных и выходных токов и напряжений для транзистора типа $p-n-p$ -схемы с ОЭ, работающей в линейном режиме (без искажений), приведены на рис. 1.26. Здесь указаны уровни E_K , E_B , определяемые источниками смещений, а также значения токов и напряжений, соответствующих режиму работы по постоянному току: I_{B1} , I_{K1} , U_{K1} , U_{B1} .

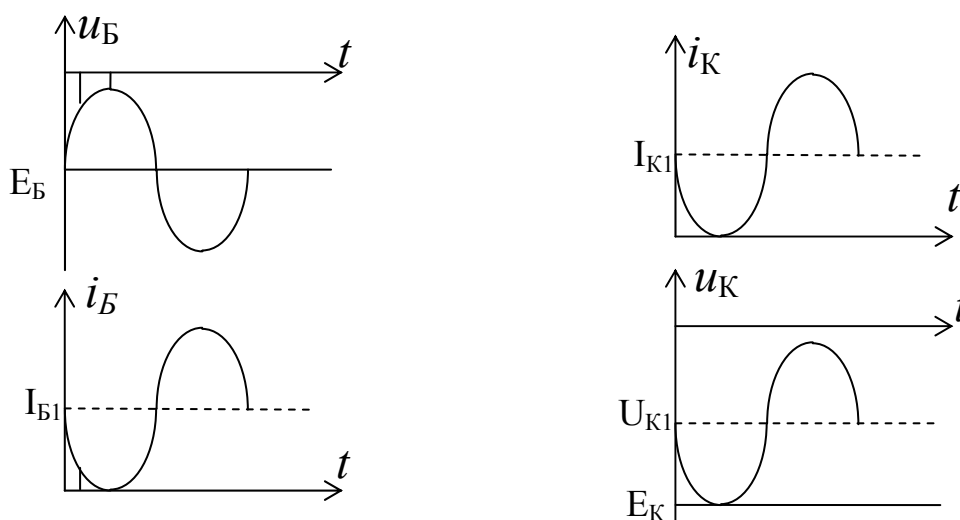


Рис. 1.26

Величина E_K задает диапазон переменного выходного напряжения при среднем значении $U_{K1} = E_K/2$. Источник смещения E_B совпадает с постоянным значением базового напряжения в рабочей точке $U_{B1} = E_B$, поэтому переменная составляющая $U_B(t)$ изменяется относительно этого напряжения. Следует отметить, что в момент времени t_1 минимальному мгновенному значению базового напряжения соответствует минимальное значение базового тока, что определяет минимальную величину тока коллектора. В то же время мгновенное значение коллекторного напряжения достигает максимальной величины, близкой к E_K , так как $U_K(t) = E_K - i_K(t)R_H$.

Как следует из сравнения напряжений $U_B(t)$ и $U_K(t)$, схема с ОЭ изменяет (инвертирует) фазу сигнала на 180° .

1.3.2. Транзистор как линейный четырехполюсник. Система малосигнальных h -параметров

Транзистор при любой схеме включения можно представить в виде четырехполюсника относительно входных и выходных клемм. Например, на рис. 1.27 индексация токов и напряжений соответствует схеме с ОЭ. В динамическом режиме в БТ действуют большие постоянные составляющие $I_{Б1}$, $I_{К1}$, $U_{К1}$, $U_{Б1}$, определяющие режим работы по постоянному току, а также малые переменные (сигнальные) составляющие $i(t)$ и $U(t)$. Вольт-амперные характеристики транзистора в окрестности рабочей точки при малых отклонениях от нее $\Delta I/I_1 \ll 1$, $\Delta U/U_1 \ll 1$ аппроксимируются отрезками прямых (линеаризуются). Поэтому в малосигнальном режиме четырехполюсник, моделирующий транзистор, является линейным.



Рис. 1.27

Получим линейную систему уравнений, которая определяет взаимосвязь токов и напряжений для такого четырехполюсника. Запишем вольт-амперные характеристики транзистора в следующем обобщенном виде:

- 1) $U_B = f_1(I_B, U_K)$ – входные ВАХ,
- 2) $I_K = f_2(I_B, U_K)$ – выходные ВАХ.

В первой характеристике I_B – независимый параметр (аргумент), а U_K – параметр, определяющий семейство характеристик. Во второй функциональной зависимости U_K – независимый параметр, а I_B – параметр, определяющий семейство характеристик. Такой выбор независимых параметров: входного тока I_B и выходного напряжения U_K , обусловлен малым входным сопротивлением (соответственно большой крутизной входной ВАХ) и высоким выходным сопротивлением (малой крутизой выходной ВАХ) (рис. 1.28).

Так, например, в статическом режиме при экспериментальном снятии вольт-амперных характеристик в качестве независимого параметра удобно задавать тот, который имеет больший динамический диапазон изменения: ΔI_B – на входной ВАХ, ΔU_K – на выходной ВАХ. В противном случае, к примеру, на выходной ВАХ, небольшая погрешность в установке входного напряжения $U_{Б1}$ приводила бы к большой погрешности определения входного тока $I_{Б1}$.

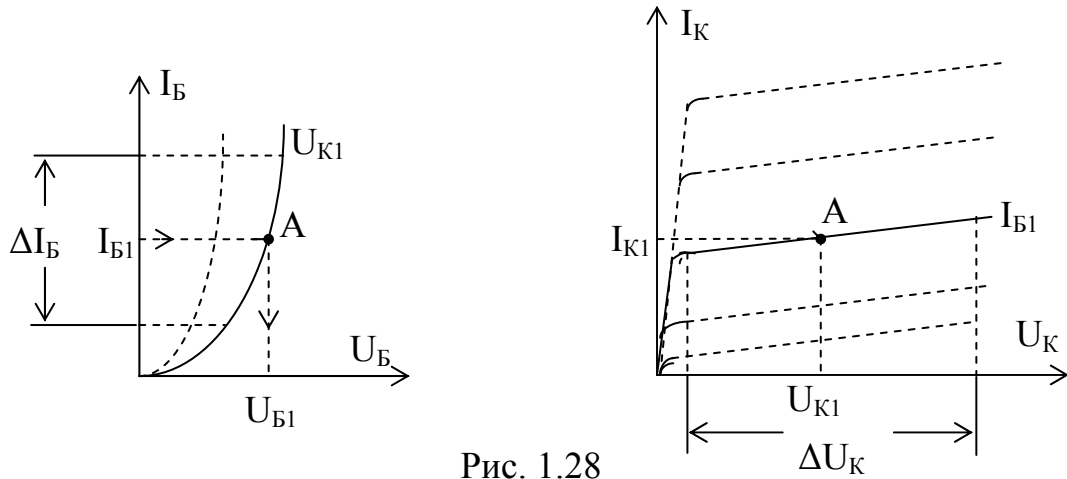


Рис. 1.28

ин
еа
ри
зу
ем
во
ль
т-
ам
пе
рн
ые

характеристики в малой окрестности рабочей точки А:

$$U_{\text{Б}} \cong U_{\text{Б1}} + \frac{\partial U_{\text{Б}}}{\partial I_{\text{Б}}} \Delta I_{\text{Б}} + \frac{\partial U_{\text{Б}}}{\partial U_{\text{К}}} \Delta U_{\text{К}},$$

$$I_{\text{К}} \cong I_{\text{К1}} + \frac{\partial I_{\text{К}}}{\partial I_{\text{Б}}} \Delta I_{\text{Б}} + \frac{\partial I_{\text{К}}}{\partial U_{\text{К}}} \Delta U_{\text{К}},$$

где $U_{\text{Б1}} = f_1(I_{\text{Б1}}, U_{\text{К1}})$, $I_{\text{К1}} = f_2(I_{\text{Б1}}, U_{\text{К1}})$ – значения напряжения и тока в рабочей точке; частные производные определяются в окрестности рабочей точки (при неизменности второго параметра).

Переносим постоянные величины $U_{\text{Б1}}$, $I_{\text{К1}}$ в левые части равенств, обозначив $\Delta U_{\text{Б}} = U_{\text{Б}} - U_{\text{Б1}}$, $\Delta I_{\text{К}} = I_{\text{К}} - I_{\text{К1}}$. Введем обозначения частных производных в соответствии с каноническим правилом записи линейных уравнений, тогда получим

$$\Delta U_{\text{Б}} = h_{11\varepsilon} \Delta I_{\text{Б}} + h_{12\varepsilon} \Delta U_{\text{К}}; \quad (1.14)$$

$$\Delta I_{\text{К}} = h_{21\varepsilon} \Delta I_{\text{Б}} + h_{22\varepsilon} \Delta U_{\text{К}}.$$

Здесь индекс «э» определяет схему включения (СОЭ), а числовая индексация – физическую сущность каждого из h -параметров:

$$h_{11\varepsilon} = \frac{\Delta U_{\text{Б}}}{\Delta I_{\text{Б}}} \text{ при } \Delta U_{\text{К}} = 0 \quad - \quad (1.15)$$

входное динамическое сопротивление в режиме короткого замыкания по переменной составляющей выходного сигнала $\Delta U_{\text{К}} = 0$;

$$h_{12\varepsilon} = \frac{\Delta U_{\text{Б}}}{\Delta U_{\text{К}}} \text{ при } \Delta I_{\text{Б}} = 0 \quad -$$

коэффициент обратной связи по напряжению в режиме холостого хода по переменной составляющей входного сигнала;

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \text{ при } \Delta U_K = 0 \quad -$$

прямой коэффициент передачи тока в режиме короткого замыкания по переменной составляющей выходного сигнала;

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_K} \text{ при } \Delta I_B = 0 \quad -$$

выходная динамическая проводимость в режиме холостого хода по переменной составляющей входного сигнала.

Таким образом, в линейном режиме работы транзистор полностью определяется четырьмя h -параметрами. Эти параметры имеют разные размерности, поэтому они называются еще гибридными параметрами. Параметры легко определяются экспериментально на низких частотах. Действительно, условие измерения параметров h_{11}, h_{21} – режим короткого замыкания по переменной составляющей на выходе. Для реализации режима достаточно зашунтировать выход транзистора элементом, сопротивление которого значительно меньше выходного сопротивления, подключив конденсатор. Высокое выходное сопротивление транзистора позволяет легко осуществить этот режим. При измерении параметров h_{12}, h_{22} необходимо обеспечить режим холостого хода по переменной составляющей на входе транзистора. Для реализации режима необходимо на входе последовательно включить элемент, сопротивление которого значительно больше, чем входное сопротивление транзистора, подключив индуктивность. Малое входное сопротивление транзистора также позволяет легко осуществить этот режим.

Экспериментально h -параметры транзистора определяют с помощью типовых измерительных приборов h -параметров. Приблизительно эти параметры могут быть найдены из вольт-амперных характеристик транзисторов.

Методика вычисления h -параметров приведена на рис. 1.29. На выходных ВАХ строится нагрузочная прямая и указывается рабочая точка A с координатами I_{K1}, U_{K1} . Через эту точку проходит характеристика, соответствующая базовому току I_{B1} . Далее эта точка переносится на семейство входных ВАХ с координатами I_{B1}, U_{B1} . Рабочая точка A определяет режим работы транзистора по постоянному току.

Параметры h_{11} и h_{12} определяются по входным ВАХ (см. рис. 1.29, а). Для нахождения соответствующих приращений токов и напряжений вначале следует обратить внимание на статическое условие вычисления данного параметра.

Так, входное динамическое сопротивление

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_B}{\Delta I_B} \text{ при } U_{K1} = const$$

определяется при постоянном значении коллекторного напряжения U_{K1} . Поэтому приращения ΔU_B и ΔI_B находим при перемещении в окрестности рабочей точки А вдоль характеристики постоянного напряжения U_{K1} . Фактически заштрихованный характеристический

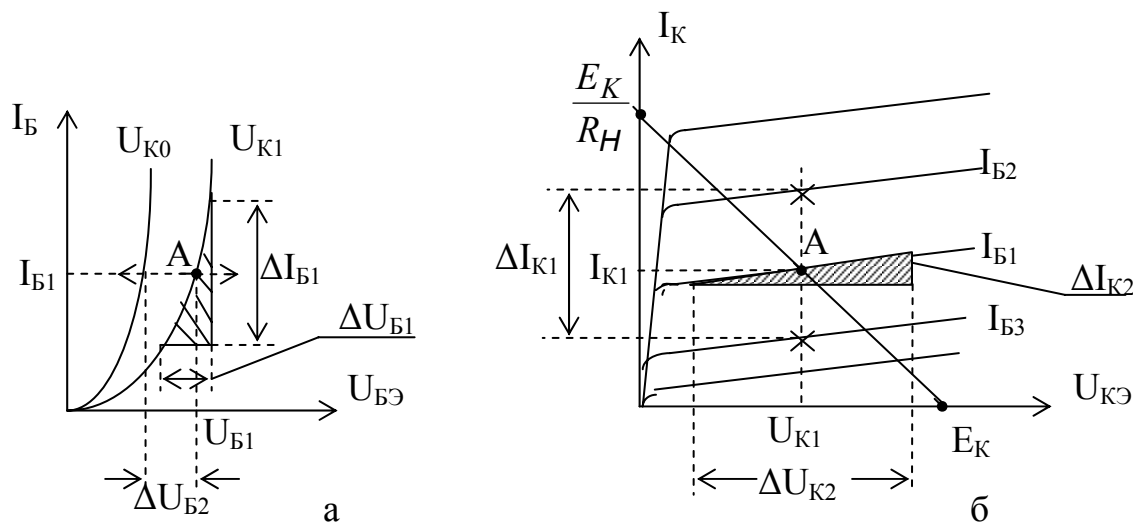


Рис. 1.29

треугольник задает необходимые приращения, т. е.

$$h_{11э} = \frac{\Delta U_{B1}}{\Delta I_{B1}}$$

Параметр обратной связи

$$h_{12э} = \frac{\Delta U_B}{\Delta U_K} = \frac{\Delta U_{B2}}{U_{K1} - U_{K0}}$$

вычисляется при постоянном значении базового тока I_{B1} , что задает направление перемещения из точки А по горизонтали $I_{B1} = const$. В этом случае напряжение на коллекторе изменяется на величину $\Delta U_K = U_{K1} - U_{K0}$, которому соответствует изменение базового напряжения ΔU_{B2} .

Параметры $h_{21э}, h_{22э}$ находим на выходных ВАХ (см. рис. 1.29, б). При условии сохранения соответствующих констант эти параметры вычисляются из следующих выражений:

$$h_{21э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \frac{\Delta I_{K1}}{I_{B2} - I_{B3}},$$

$$h_{22э} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_K} = \frac{\Delta I_{K2}}{\Delta U_{K2}}$$

(см. заштрихованный характеристический треугольник).

Значения h -параметров зависят от режима работы по постоянному току (выбора рабочей точки), схемы включения транзистора и частоты сигнала. Параметры для разных схем включения взаимосвязаны, т.е. достаточно определить их для одной схемы включения, а по известным формулам они пересчитываются для других схем.

При повышении частоты сигнала h -параметры становятся комплексными, частотно-зависимыми вследствие влияния емкостей транзистора. Кроме того, на повышенных частотах снижается точность измерения h -параметров. Например, из-за шунтирующего влияния емкостей транзистора трудно реализовать режим холостого хода на входе. Поэтому на высоких частотах проще измерять и целесообразней использовать y -параметры, которые соответствуют следующей линейной системе уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Перейти от одной системы параметров к другой можно путем преобразования системы уравнений (1.14), (1.16) или воспользоваться известными формулами пересчета.

Транзистор работает в линейном режиме при амплитудах сигнала на входе $U_m \leq 5...10$ мВ. В этом случае рабочую точку выбирают из условия экономичности схемы (минимально возможного коллекторного тока) при оптимальных значениях усилительных параметров. Ток коллектора в рабочей точке не рекомендуется выбирать менее 0,5...1 мА. При меньших значениях тока уменьшается коэффициент передачи тока, ухудшаются частотные свойства и увеличивается уровень шумов, а также уменьшается температурная стабильность параметров транзистора. Рекомендуется выбирать значение коллекторного тока в диапазоне $I_K = 0,5...5$ мА, чаще всего принимают $I_K = 1...2$ мА.

Нежелательно, чтобы транзистор работал в области, близкой к режиму насыщения, т.е. при малых значениях $U_{КЭ}$. В этом случае проявляются нелинейные свойства, уменьшается коэффициент передачи тока, увеличивается емкость коллекторного перехода. В маломощных транзисторах рекомендуется обеспечить напряжение $U_{КЭ} = 2...4$ В.

1.3.3. Зависимость некоторых h -параметров от схемы включения транзистора

1. Определим взаимосвязь входных динамических сопротивлений для схемы СОБ и СОЭ.

По определению входное сопротивление для СОБ и СОЭ определяется следующими выражениями:

$$h_{11Б} = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_{Э}}, \quad h_{11Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}}.$$

Учитывая взаимосвязь токов

$$\Delta I_{Э} = \Delta I_{К} + \Delta I_{Б} = \beta \Delta I_{Б} + \Delta I_{Б} = (1 + \beta) \Delta I_{Б},$$

получаем

$$h_{11Б} = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{(1 + \beta) \Delta I_{Б}},$$

а полагая $\Delta U_{ЭБ} = \Delta U_{БЭ}$, имеем

$$h_{11Б} = \frac{h_{11Э}}{1 + \beta}.$$

Следовательно, входное сопротивление СОЭ намного больше входного сопротивления СОБ

$$h_{11Э} = (1 + \beta) h_{11Б}, \quad (1.17)$$

что является следствием малого входного базового тока для СОЭ.

2. Установим взаимосвязь выходных динамических проводимостей СОБ и СОЭ.

По определению выходная динамическая проводимость СОБ

$$h_{22Б} = \frac{dI_{К}}{dU_{КБ}} = I_{Э} \frac{d\alpha}{dU_{КБ}}.$$

Перейдем к параметру β , используя взаимосвязь коэффициентов передачи тока,

$$\alpha = \frac{\beta}{1 + \beta},$$

тогда

$$\frac{d\alpha}{dU_{КБ}} = \frac{d}{dU_{КБ}} \left(\frac{\beta}{1 + \beta} \right) = \frac{\beta'(1 + \beta) - \beta\beta'}{(1 + \beta)^2} = \frac{\beta'}{(1 + \beta)^2}.$$

Таким образом,

$$\frac{d\alpha}{dU_{КБ}} = \frac{1}{(1 + \beta)^2} \frac{d\beta}{dU_{КБ}}.$$

Подставив найденную производную в исходное соотношение, с учетом

$$I_{Э} = (1 + \beta) I_{Б}$$

запишем

$$h_{22Б} = \frac{I_{Э}}{(1 + \beta)^2} \cdot \frac{d\beta}{dU_{КБ}} = \frac{(1 + \beta) I_{Б}}{(1 + \beta)^2} \cdot \frac{d\beta}{dU_{КБ}} = \frac{1}{(1 + \beta)} \cdot I_{Б} \frac{d\beta}{dU_{КБ}}.$$

Сравним с динамической проводимостью для СОЭ

$$h_{22Э} = \frac{dI_K}{dU_{КЭ}} = I_B \frac{d\beta}{dU_{КЭ}}.$$

Так как

$$U_{КЭ} = U_{КБ} + U_{БЭ} \approx U_{КБ},$$

поэтому

$$h_{22Б} = \frac{h_{22Э}}{1 + \beta}.$$

Следовательно, выходная проводимость в СОЭ намного превышает выходную проводимость СОБ

$$h_{22Э} = (1 + \beta)h_{22Б}, \quad (1.18)$$

т.е. семейство выходных статических ВАХ в активной области в СОБ имеет более пологий характер (меньшую крутизну).

В схеме СОК выходная проводимость

$$h_{22К} = \frac{\Delta I_{Э}}{\Delta U_{ЭК}},$$

учитывая $\Delta I_{Э} = \Delta I_{К}$ и сравнивая с $h_{22Э}$, имеем

$$h_{22К} = h_{22Э}. \quad (1.19)$$

Отличительная особенность этой схемы – 100%-ная обратная связь по напряжению, действительно,

$$h_{12К} = \frac{\Delta U_{БК}}{\Delta U_{ЭК}} \approx 1, \quad (1.20)$$

так как при прямосмещенном эмиттерном переходе

$$\Delta U_{ЭК} = \Delta U_{ЭБ} + \Delta U_{БК} \approx \Delta U_{БК}.$$

3. Соотношения для коэффициентов передачи тока в разных схемах включения очевидны:

- схема СОБ

$$h_{21Б} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}},$$

- схема СОЭ

$$h_{21Э} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э} - \Delta I_{К}},$$

откуда

$$h_{21Э} = \frac{h_{21Б}}{1 - h_{21Б}}, \quad (1.21)$$

- схема СОК

$$h_{21К} = \frac{\Delta I_{Э}}{\Delta I_{Б}} = \frac{\Delta I_{К} + \Delta I_{Б}}{\Delta I_{Б}} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Б}} + 1,$$

откуда

$$h_{21K} = 1 + h_{21Э}. \quad (1.22)$$

Следовательно, схемы включения с ОЭ и ОК имеют наибольшие коэффициенты передачи тока, а СОБ отличается самым высоким выходным сопротивлением (малой проводимостью) и минимальным входным сопротивлением, СОК же характеризуется 100%-ной обратной связью по напряжению.

1.3.4. Частотные свойства БТ

В области низких частот параметры транзистора не зависели от частоты и имели действительный характер. Частотные свойства следует учитывать, если длительность переходных процессов в БТ соизмерима с периодом сигнала.

Основные физические причины инерционных свойств обусловлены: емкостью эмиттерного и коллекторного переходов, конечным временем пролета носителей заряда через базовую область и коллекторный переход. На высоких частотах емкости эмиттерного и коллекторного переходов шунтируют динамические сопротивления переходов, что приводит к уменьшению коэффициента передачи тока.

Частотные свойства транзистора проявляются в следующем:

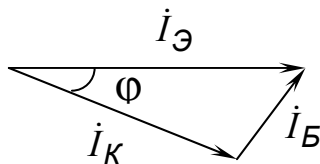


Рис. 1.30

- параметры транзистора становятся частотно-зависимыми и имеют комплексный характер;

- появляется фазовое запаздывание коллекторного тока относительно эмиттерного, т.е. токи суммируются в соответствии с геометрическим принципом $I_{Э} = I_{К} + I_{Б}$ (рис.

1.30).

Частотные свойства транзистора описываются несколькими частотными параметрами. Понятие предельной частоты связано с уменьшением соответствующего усилительного параметра транзистора до некоторой пороговой величины, составляющей $1/\sqrt{2}$ от его максимального значения. Граничная частота – это такое значение частоты, выше которой транзистор не может использоваться как активный элемент.

1. *Предельная частота коэффициента передачи эмиттерного тока* $f_{\alpha} = f_{h_{21Б}}$.

Высокочастотный коэффициент передачи эмиттерного тока аппроксимируют следующим выражением:

$$\dot{\alpha} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha}}, \quad (1.23)$$

где α_0 – низкочастотный коэффициент передачи.

Модуль коэффициента передачи

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}$$

уменьшается с увеличением частоты (рис. 1.31). Очевидно, что при $f = f_\alpha$ модуль коэффициента передачи тока уменьшается в $\sqrt{2} \approx 0,7$ раз:

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}.$$

2. *Предельная частота коэффициента передачи базового тока* (в схеме с ОЭ) $f_\beta = f_{h_{21\beta}}$. По аналогии с предыдущим вариантом

$$\dot{\beta} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}}, \quad \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}, \quad \beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}} \text{ при } f = f_\beta.$$

Следовательно, f_β – это такая частота сигнала, на которой модуль коэффициента передачи базового тока уменьшается в $\sqrt{2}$ в сравнении с низкочастотным значением коэффициента.

Частотные параметры f_α и f_β взаимосвязаны, действительно,

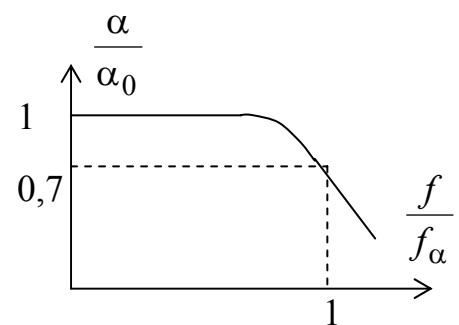


Рис. 1.31

$$\dot{\beta} = \frac{\dot{\alpha}}{1 - \dot{\alpha}} = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{f}{f_\alpha} - \alpha_0} = \frac{\alpha_0 / (1 - \alpha_0)}{1 + j \frac{f}{(1 - \alpha_0) f_\alpha}} = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{f}{f_\beta}},$$

откуда

$$f_\beta = (1 - \alpha_0) f_\alpha = \frac{f_\alpha}{1 + \beta_0}. \quad (1.24)$$

Очевидно, $f_{\beta} \ll f_{\alpha}$, например, при $f_{\alpha} = 1 \text{ МГц}$ и $\beta_0 = 60$ имеем $f_{\beta} \cong 17 \text{ кГц}$.

3. *Граничная частота коэффициента передачи тока f_{zp} (или f_T).* При выборе текущей частоты ($f/f_{\beta} \geq 3$) выражение для модуля коэффициента передачи базового тока упрощается:

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\beta}}\right)^2}} \cong \frac{\beta_0 f_{\beta}}{f},$$

следовательно,

$$\beta f = \beta_0 f_{\beta} = \beta_0 \frac{f_{\alpha}}{\beta_0 + 1} = \alpha_0 f_{\alpha} = f_{zp}.$$

Очевидно, при $f = f_{zp} = \beta_0 f_{\beta}$ модуль коэффициента передачи

$$\beta = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{\beta}}\right)^2}} = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{\beta_0 f_{\beta}}{f_{\beta}}\right)^2}} \cong 1.$$

Итак, f_{zp} – это такое значение частоты, на которой коэффициент передачи базового тока равен единице.

Три частотных параметра связаны следующим равенством:

$$f_{zp} = \alpha_0 f_{\alpha} = \beta_0 f_{\beta}. \quad (1.25)$$

Граничная частота и предельная частота практически совпадают: $f_{zp} \cong f_{\alpha}$. Эти частоты лежат вне рабочего диапазона частот транзистора. Граничная частота является классификационным частотным параметром. Значение этой частоты легко определить, измерив величину β на некоторой частоте $f > f_{\beta}$, тогда $f_{zp} = \beta f$.

4. *Максимальная частота генерации $f_{\text{макс}}$* соответствует частоте, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице. Это наибольшая частота, на которой транзистор может работать в режиме автогенерации,

$$f_{\text{макс}} = \sqrt{\frac{f_{zp}}{8\pi r_{\bar{o}} C_K}}, \quad (1.26)$$

где $r_{\bar{o}}$ – сопротивление базовой области;

C_K – барьерная емкость коллекторного перехода.

Цепочка $r_6 C_K$ создает отрицательную обратную связь и для повышения максимальной частоты генерации нужно уменьшать постоянную времени обратной связи $\tau_K = \tau_6 C_K$.

5. *Предельная частота проводимости прямой передачи f_S* . На высоких частотах при использовании y -параметров рассматривают комплексную проводимость прямой передачи

$$Y_{21} = \frac{g_{21}}{1 + j \frac{f}{f_S}}, \quad (1.27)$$

где $g_{21} \cong 1/[r_3 + r_6/(\beta + 1)]$ – проводимость прямой передачи на низкой частоте. Частотный параметр f_S измеряется экспериментально или рассчитывается по формуле

$$f_S \cong \frac{f_\alpha}{g_{21} r_6}. \quad (1.28)$$

Этот параметр называют также предельной частотой крутизны и приведенную выше формулу (1.27) записывают в следующем виде:

$$Y_{21\Omega} = \frac{S_0}{1 + j \frac{f}{f_S}},$$

где $S_0 = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{БЭ}} \left[\frac{mA}{B} \right]$ – крутизна, т.е. параметр, связывающий

изменение выходного напряжения с изменением выходного тока. Этот коэффициент может быть определен через h -параметры:

$$S = \frac{h_{21\Omega}}{h_{11\Omega}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \frac{\Delta U_{Б}}{\Delta U_{БЭ}} \quad (1.29)$$

или непосредственно графическим методом, исходя из семейства входных и выходных характеристик транзистора. Аналогично рассчитывается крутизна через h -параметры, соответствующие схеме СОБ,

$$S = \frac{h_{21\Omega}}{h_{11\Omega}} = \frac{h_{21\Omega}}{(1 + h_{21\Omega})h_{11Б}} = \frac{h_{21Б}}{h_{11Б}} = \frac{\alpha}{h_{11Б}}.$$

Теоретическое оценочное значение крутизны определяется через динамическое сопротивление эмиттерного перехода

$$r_3 = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_3} \approx \frac{25}{I_3}.$$

Очевидно, что с учетом $\Delta I_3 \approx \Delta I_K$, справедливо следующее приближенное равенство:

$$S \approx \frac{1}{r_{\text{Э}}}. \quad (1.30)$$

Предельная частота крутизны определяется из таких зависимостей:

$$f_S = f_{\beta} \frac{h_{11\text{Э}}}{r_{\text{Б}}} = \frac{f_T (1 + \beta) h_{11\text{Б}}}{\beta r_{\text{Б}}} = \frac{1}{\alpha} f_T \frac{h_{11\text{Б}}}{r_{\text{Б}}} = \frac{1}{\alpha} (\alpha f_{\alpha}) \frac{h_{11\text{Б}}}{r_{\text{Б}}} = f_{\alpha} \frac{h_{11\text{Б}}}{r_{\text{Б}}},$$

т.е. взаимосвязь всех частотных параметров транзистора соответствует следующим соотношениям:

$$f_S = f_{\beta} \frac{h_{11\text{Э}}}{r_{\text{Б}}} = f_{\alpha} \frac{h_{11\text{Б}}}{r_{\text{Б}}} \approx f_T \frac{h_{11\text{Б}}}{r_{\text{Б}}}, \quad (1.31)$$

где $r_{\text{Б}}$ - омическое объемное сопротивление базовой области.

При выборе транзистора для узкополосных усилителей используют следующее условие:

$$(2 \dots 5) f_0 > f_S > 0,5 f_0.$$

Ограничение снизу обеспечивает уменьшение крутизны не более чем в 2 раза. Для повышения коэффициента усиления целесообразно выбирать транзистор с большим значением f_S . Тем не менее накладывается ограничение сверху, так как чрезмерное увеличение предельной частоты крутизны повышает склонность к самовозбуждению.

1.4. Температурная нестабильность параметров транзистора

Особенностью транзисторов, как и других полупроводниковых приборов, является температурная нестабильность его токов и основных параметров. Это обусловлено температурной зависимостью электропроводности полупроводниковых материалов.

Основные причины нестабильности коллекторного тока следующие: 1) наличие неуправляемой компоненты коллекторного тока $I_{\text{К0}}$; 2) нестабильность коэффициента передачи эмиттерного тока α ; 3) тепловое смещение управляющего напряжения эмиттерного перехода $\Delta U_{\text{ЭБ}}$. При повышении температуры первые два параметра увеличиваются, а последний – уменьшается. Изменение температуры

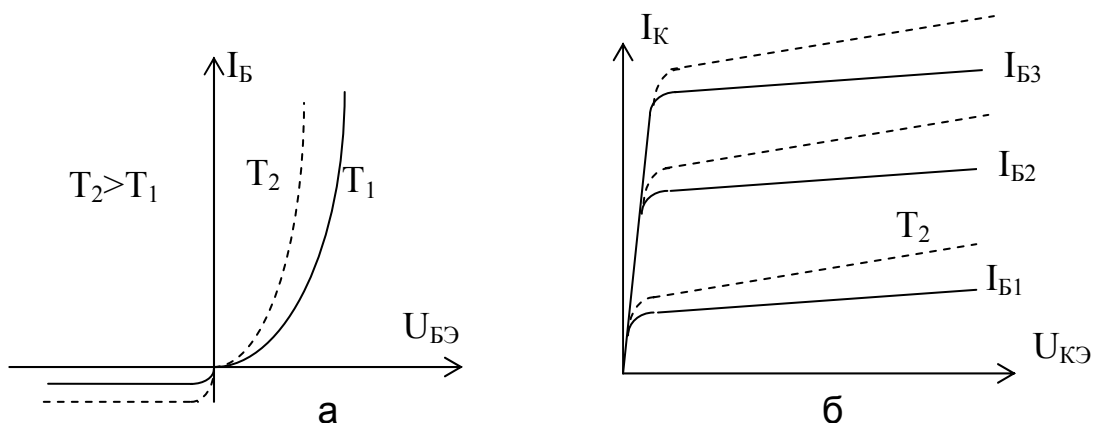


Рис. 1.32

приводит к смещению вольт-амперных характеристик транзистора (рис. 1.32).

Температурная нестабильность входных характеристик в основном определяется свойствами р-п-перехода, который рассмотрен в работе [1]. В транзисторной структуре нужно дополнительно учесть влияние обратного тока коллекторного перехода на входные характеристики. Для схемы с ОЭ входной базовый ток содержит неуправляющую компоненту (сквозной ток), а в схеме с ОБ следует учесть действие обратной связи, вызванное падением напряжения на объемном сопротивлении базовой области при протекании обратного тока коллекторного перехода.

Температурное смещение ветвей вольт-амперной характеристики определяется соответствующими числовыми параметрами: для прямой ветви – температурным коэффициентом напряжения (ТКН), а для обратной ветви – температурой удвоения T_y .

При экспоненциальной аппроксимации температурной зависимости обратного тока коллекторного перехода

$$I_{k0}(T) = I_{k0}(T_0)e^{a\Delta T}, \quad (1.32)$$

где $T_0 = 25^\circ\text{C}$ - номинальное значение температуры;

$\Delta T = T - T_0$ - изменение температуры;

$I_{k0}(T_0)$ - значение обратного тока при номинальной температуре;

a - числовой параметр, определяющий температурную нестабильность; для Ge-транзисторов

$$a = 0,06...0,09 \text{ 1/град},$$

для Si-транзисторов

$$a = 0,08...0,12 \text{ 1/град}.$$

При переходе к двоичному основанию степени применяют следующую аппроксимацию:

$$I_{K0}(T) = I_{K0}(T_0)2^{\frac{\Delta T}{T_y}},$$

где T_y – температура удвоения, т.е. числовой параметр, определяющий температурную нестабильность. В зависимости от материала транзистора этот параметр принимает следующие значения:

$$T_y(\text{Ge}) = 10^\circ\text{C}, \quad T_y(\text{Si}) = 5...8^\circ\text{C}.$$

Влияние температуры на эмиттерный переход (прямая ветвь ВАХ) учитывается величиной температурного смещения

$$\Delta U_{БЭ} = \gamma\Delta T,$$

где температурный коэффициент напряжения $\gamma = -2,5$ мВ/град имеет одну и ту же величину для Ge- и Si-транзисторов.

Повышение температуры вызывает сдвиг выходных характеристик транзистора в сторону больших токов (см. рис. 1.32, б)

и приводит также к уменьшению крутизны вследствие уменьшения сопротивления коллекторного перехода.

Увеличение коллекторного тока связано с ростом коэффициента передачи эмиттерного тока и увеличением обратного тока перехода в соответствии с равенством

$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{K0}.$$

Зависимость коэффициента передачи тока определяется двумя факторами: изменением времени жизни носителей заряда и изменением коэффициента диффузии. Основную роль играет увеличение времени жизни с ростом температуры, что, в свою очередь, приводит к увеличению коэффициента передачи тока. Уменьшение коэффициента диффузии из-за уменьшения подвижности носителей заряда при рассеянии на тепловых колебаниях решетки не изменяет общей динамики роста коэффициента передачи.

Изменение температуры вызывает смещение рабочей точки, что может привести к существенному изменению малосигнальных параметров транзистора и даже к изменению режима работы. При питании транзистора от генератора ЭДС тепловое смещение входной характеристики

$$\Delta U_{БЭ} = \gamma \Delta T$$

приводит к изменению тока коллектора

$$\Delta I_K = S \Delta U_{БЭ},$$

где S - крутизна изменения тока, определяемая динамическим сопротивлением эмиттерного перехода:

$$S = \frac{1}{r_{Э}} = \frac{I_{Э}}{\varphi_T}.$$

Относительное изменение тока коллектора составит

$$\frac{\Delta I_K}{I_K} = \frac{1}{I_K} \frac{I_{Э}}{\varphi_T} \gamma \Delta T = \alpha \frac{\gamma}{\varphi_T} \Delta T \approx \frac{2,5}{25} \Delta T,$$

т.е. 10% на один градус изменения температуры.

Например, для схемы с ОЭ с источником коллекторного питания $E_K = 10$ В и координатами рабочей точки $I_K = 1$ мА, $U_K = 5$ В при сопротивлении резистора коллекторной нагрузки $R_K = 5$ кОм изменение температуры $\Delta T = 10^\circ$ вызывает тепловое смещение $\Delta U_{БЭ} = 2,5 \cdot 10 = 25$ мВ. Эта нестабильность смещения вызовет изменение коллекторного тока

$$\Delta I_K = S \Delta U_{БЭ} = \frac{I_{Э}}{\varphi_T} \Delta U_{БЭ} = \frac{1}{25} \cdot 25 = 1 \text{ мА},$$

тогда изменение рабочей точки приведет к другому значению коллекторного напряжения

$$U_K = E_K - I_K R_K = 10 - (1+1) \cdot 5 = 0,$$

что свидетельствует о переходе транзистора в режим насыщения.

Общую температурную нестабильность коллекторного тока оценивают по следующей зависимости:

$$I_K = f(h_{21}, I_{K0}, U_{ЭБ}).$$

Каждый из нестабильных параметров вносит свой вклад в изменение коллекторного тока

$$\Delta I_K \cong S_1 \Delta h_{21} + S_2 \Delta I_{K0} + S_3 \Delta U_{ЭБ},$$

где коэффициенты нестабильности имеют следующий вид:

$$S_1 = \frac{\partial I_K}{\partial h_{21}}, \quad S_2 = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K0}}, \quad S_3 = \frac{\partial I_K}{\partial U_{ЭБ}}.$$

Температурную нестабильность входного напряжения определяют через параметр ТКН:

$$\Delta U_{ЭБ} = \gamma \Delta T,$$

а нестабильность обратного тока коллекторного перехода может быть вычислена через температуру удвоения или при использовании экспоненциальной аппроксимации через числовой параметр a :

$$\Delta I_{K0} \cong a I_{K0} \Delta T.$$

Коэффициенты нестабильности зависят от схемы подачи смещения на транзистор. В частности, в схеме с фиксированным током базы эти коэффициенты рассчитываются по следующим формулам:

$$S_1 = \frac{\partial I_K}{\partial \alpha} = \frac{\partial}{\partial \alpha} [\beta I_B + (1 + \beta) I_{K0}].$$

Используя взаимосвязь коэффициентов передачи

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad 1 + \beta = \frac{1}{1 - \alpha},$$

имеем

$$\frac{\partial}{\partial \alpha} \left(\frac{\alpha}{1 - \alpha} \right) = \frac{(1 - \alpha) - \alpha(-1)}{(1 - \alpha)^2} = \frac{1}{(1 - \alpha)^2}, \quad \frac{\partial}{\partial \alpha} \frac{1}{1 - \alpha} = \frac{1}{(1 - \alpha)^2},$$

следовательно,

$$S_1 = (I_B + I_{K0}) \frac{1}{(1 - \alpha)^2} \cong \beta^2 I_B.$$

Остальные коэффициенты нестабильности рассчитываются аналогично:

$$S_2 = \frac{\partial I_K}{\partial I_{K0}} = 1 + \beta \cong \beta, \quad S_3 = \frac{\partial I_K}{\partial U_{ЭБ}} = \beta \frac{\partial I_B}{\partial U_{ЭБ}} = \frac{\beta}{R_B}.$$

1.5. Импульсный режим работы БТ

Биполярный транзистор при передачи импульсных сигналов может работать как при малых, так и больших амплитудах импульсов. Основная задача в малосигнальном режиме состоит в неискаженном воспроизведении импульсов. В этом случае транзистор работает практически в линейном режиме и проявляет инерционные свойства, связанные с конечной длительностью переходных процессов.

При больших импульсных сигналах БТ выполняет функцию управляемого ключевого элемента. Транзистор кроме инерционных свойств проявляет себя как существенно нелинейный элемент. Под действием управляющего импульсного сигнала транзистор переходит из режима отсечки в активный режим и далее – в режим насыщения.

Такой режим работы транзистора применяется в переключательных схемах, а также для управления большими токами. В этом режиме обеспечивается высокий КПД (до 90%).

1.5.1. БТ в режиме большого сигнала

В режиме большого сигнала БТ выполняет функцию ключевого элемента, которая состоит в замыкании и размыкании цепи нагрузки под действием управляющего входного сигнала. Транзистор за короткое время переключается из состояния с малым значением коллекторного тока и большим уровнем коллекторного напряжения U_K (режим отсечки) в инверсное состояние большого тока I_K и малого напряжения U_K (режим насыщения). При этом мощность потерь, рассеиваемая в транзисторе, минимальна ($P = U_{КЭ} I_K$), так как при насыщении $I_K = I_{K.max}$, $U_{КЭ} = U_{КЭ.НАС} = U_{min}$. Для работы в импульсном режиме к транзисторам предъявляются следующие требования:

- минимальное напряжение насыщения $U_{КЭ.НАС}$;
- минимальное время переключения.

На семействе выходных характеристик (СОЭ) рабочая точка динамически перемещается вдоль нагрузочной прямой из положения 1 (разомкнутое состояние ключа) в положение 2 (замкнутое состояние ключа) (рис. 1.33).

Простейшая схема ключа приведена на рис. 1.34. В связи с инерционностью транзистора изменение состояния ключа требует некото-

рого времени: $t_{вкл}$ – время включения, $t_{выкл}$ – время выключения.

Переходные процессы при включении ключа показаны на рис. 1.35.

Статическим состояниям ключа соответствуют следующие значения токов и напряжений:

1) ключ разомкнут (режим отсечки), т.е.

$$t < t_1:$$

$$E_B = -E_{B1}, \quad I_B = -I_{K0} \approx 0, \quad I_K = I_{K0} \approx 0, \quad U_K \approx E_K;$$

2) ключ замкнут (режим насыщения), т.е.

$$t > t_3:$$

$$E_B = E_{B2}, \quad I_B = I_{B2} = \frac{E_{B2} - U_{BЭ}}{R} \approx \frac{E_{B2}}{R}.$$

$$I_K = I_{KH} = \frac{E_K - U_{KH}}{R_H} \approx \frac{E_K}{R_H}; \quad U_K \approx U_{KH}.$$

Источник сигнала E_B должен обеспечить такую величину тока базы, чтобы перевести транзистор в режим насыщения,

$$I_{B2} > I_{BH} = \frac{I_{KH}}{\beta}.$$

В течение интервала времени $t_1 < t < t_3$ (см. рис. 1.35) протекает переходный процесс. Длительность этого процесса определяется *временем включения* $t_{вкл}$ – это интервал времени между моментом подачи на вход транзистора импульса прямого тока t_1 и тем моментом времени t_3 , когда коллекторный ток

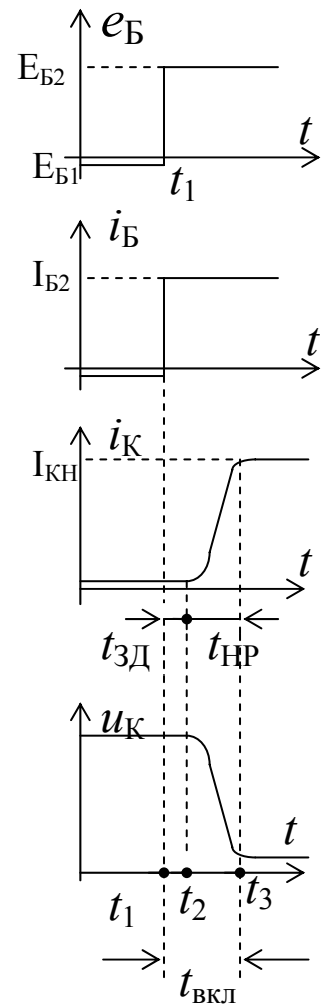


Рис. 1.35

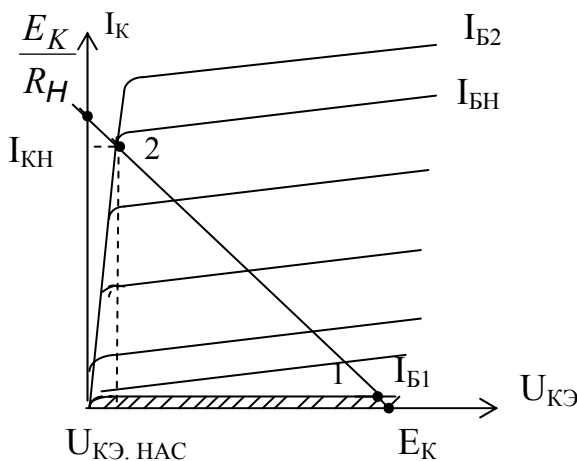


Рис. 1.33

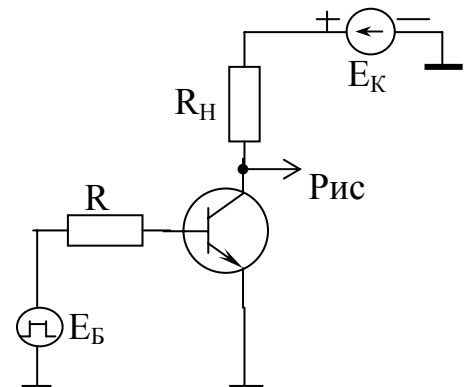


Рис. 1.34

достигает значения $0,9I_{KH}$ (максимального значения тока насыщения):

$$t_{вкл} = t_3 - t_1 = t_{3д} + t_{нр}.$$

Переходный процесс состоит из двух этапов:

а) задержка формирования фронта импульса коллекторного тока относительно фронта базового тока ($t_{3д}$ – время задержки);

б) формирование фронта импульса коллекторного тока ($t_{нр}$ – время нарастания).

Граничное значение момента времени t_2 между этими двумя этапами соответствует увеличению коллекторного тока до условного порогового уровня $0,1I_{KH}$.

В течение времени задержки транзистор продолжает оставаться в режиме отсечки, а входной базовый ток является емкостным током перезаряда входной емкости транзистора: барьерных емкостей эмиттерного и коллекторного переходов.

Полагая, что весь базовый ток идет на заряд входной емкости, можно записать

$$I_{B2} \approx \frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dU_{BЭ}} \frac{dU_{BЭ}}{dt} = C_{вх} \frac{dU_{BЭ}}{dt}, \quad (1.33)$$

где $C_{вх} = C_{Э} + C_{К}$.

Так как барьерные емкости переходов являются нелинейными, т.е. зависят от величины напряжения на переходе, то их значения усредняют. Среднее значение емкости эмиттерного перехода принимают

$$\overline{C_{Э}} = (1,5 \dots 2) C_{Э}(0).$$

Емкость коллекторного перехода можно считать постоянной $C_{К}(E_{К})$, так как напряжение на переходе достаточно велико и относительное изменение напряжения на переходе незначительно.

Представив выражение (1.33) в виде

$$I_{B2} \approx \overline{C_{вх}} \frac{\Delta U_{BЭ}}{\Delta t}, \quad (1.34)$$

можно записать

$$\Delta t = t_{3д} = \overline{C_{вх}} \frac{\Delta U_{BЭ}}{I_{B2}}.$$

Напряжение на эмиттерном переходе не может изменяться скачкообразно из-за наличия емкости перехода. Поэтому по мере перезаряда емкости это напряжение возрастает (рис. 1.36). При достижении порогового

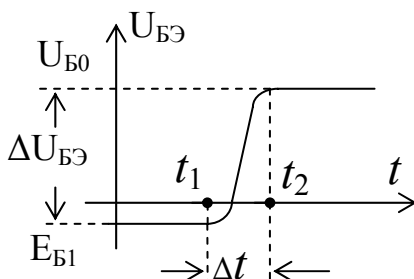


Рис. 1.36

напряжения $U_{Б0}$ возникает интенсивная инжекция через эмиттерный переход, т.е. начинается заряд диффузионной емкости (накопление зарядов в базовой области). Это напряжение для кремниевых транзисторов составляет $U_{Б0} \approx (0,5...0,6) В$, для германиевых – $U_{Б0} \approx 0,1 В$.

Формула для расчета времени задержки принимает окончательный вид

$$t_{з\partial} = (\overline{C_{\mathcal{E}}} + C_K) \frac{E_{Б1} + U_{Б0}}{I_{Б2}}. \quad (1.35)$$

Время нарастания $t_{нр} = t_3 - t_2$ связано с эффектом накопления избыточных зарядов в базовой области (заряд диффузионной емкости эмиттерного перехода), при этом транзистор работает в активном режиме.

Длительность переходного процесса будет определяться только эффектом накопления и рассасывания избыточных носителей заряда в базовой области, т.е. диффузионной емкостью эмиттерного перехода. В базовой области для любого момента времени должно соблюдаться динамическое условие электронейтральности $\Delta p(t) = \Delta n(t)$, т.е. равенство избыточных зарядов дырок и электронов. Так, например, для $p-n-p$ -транзистора изменение избыточного заряда электронов в базе Q_n обусловлено двумя причинами: втеканием в базу потока электронов из внешнего вывода (ток базы) и взаимной рекомбинацией избыточных электронов и дырок в базовой области:

$$\frac{dQ_n}{dt} = I_B - \frac{Q_n}{\tau_n}, \quad (1.36)$$

где τ_n – время жизни избыточных (неравновесных) носителей заряда в базовой области. Базовый ток увеличивает заряд электронов в базе, а рекомбинационный процесс – уменьшает величину заряда.

Для избыточных дырок, инжектируемых в базу из эмиттера, с учетом $Q_n = Q_p$ и $\tau_n = \tau_p = \tau$ аналогично имеем следующее динамическое уравнение заряда:

$$\frac{dQ_p}{dt} + \frac{Q_p}{\tau} = I_B. \quad (1.37)$$

Второе слагаемое в уравнении заряда определяется из закона изменения избыточного заряда при их рекомбинации:

$$Q_p(t) = \Delta p_0 e^{-\frac{t}{\tau}}.$$

Тогда изменение заряда во времени

$$\frac{dQ_p}{dt} = -\frac{1}{\tau} \Delta p_0 e^{-\frac{t}{\tau}} = -\frac{Q_p}{\tau}.$$

Следовательно, основным уравнением для анализа переходных процессов является *дифференциальное уравнение заряда*

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = I_B, \quad (1.37a)$$

которое описывает изменение во времени избыточного заряда дырок в базовой области. В стационарном режиме

$$\frac{dQ}{dt} = 0, \quad \text{т.е.} \quad \frac{Q}{\tau} = I_B.$$

Следовательно, величина накопленного заряда

$$Q = \tau I_B$$

определяется временем жизни избыточных носителей заряда в базовой области.

Учитывая взаимосвязь токов для активного режима

$$I_B = \frac{I_K}{\beta},$$

получаем взаимосвязь накопленного в базе заряда с установившимся значением коллекторного тока

$$Q = \tau I_B = \frac{\tau}{\beta} I_K. \quad (1.38)$$

Если распространить это стационарное условие с некоторым приближением и на переходный режим, то переход от закона изменения заряда к изменению коллекторного тока осуществляется по следующему соотношению:

$$i_K(t) = \frac{\beta}{\tau} Q(t). \quad (1.39)$$

Решение уравнения (1.37a) имеет вид

$$Q(t) = \tau I_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (1.40)$$

Переходя к коллекторному току (1.39), имеем

$$i_K(t) = \frac{\beta}{\tau} Q(t) = \beta I_B \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (1.41)$$

Накопление зарядов в базовой области сопровождается следующими физическими процессами. Импульс базового управляющего тока задает количество электронов, которые поступают в базу из внешнего вывода. Для восстановления нейтральности базы из эмиттера инжектируются дырки. За интервал времени, равный времени пролета, произойдет только частичное накопление зарядов в

базовой области, в результате которого эмиттерный ток достигает величины базового тока. Однако из-за экстракции дырок через коллекторный переход только небольшая часть инжектированных в базу дырок остается в базе и поддерживает ее нейтральность. Поэтому эмиттерный ток и накопленные заряды продолжают возрастать до тех пор, пока не установится динамическое равновесие между количеством электронов, которые поступают в базу через базовый вывод, и той частью инжектированных в базу дырок, которые остаются в базовой области.

Динамическое равновесие зарядов в базовой области соответствует следующему равенству:

$$(1 - \alpha)I_{\mathcal{E}} = I_B,$$

тогда установившееся значение эмиттерного тока

$$I_{\mathcal{E}} = \frac{I_B}{1 - \alpha} = (1 + \beta)I_B.$$

Так как установившееся значение накопленного заряда соответствует рекомбинационному равновесию, то длительность переходного процесса определяется временем жизни избыточных зарядов в базе.

При более точном рассмотрении переходного процесса следует учесть тот факт, что базовый ток не только восполняет убыль зарядов, исчезнувших в результате рекомбинации и идущих на накопление, но и осуществляет перезаряд барьерных емкостей p - n -переходов. Поэтому уравнение заряда следует записать в более полной форме:

$$I_B = \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} + C_{\mathcal{E}} \frac{dU_{\mathcal{E}\mathcal{B}}}{dt} + C_K \frac{dU_{KB}}{dt}. \quad (1.42)$$

Перезаряд емкости эмиттерного перехода произошел в течение предшествующего этапа времени задержки, поэтому третьим слагаемым можно пренебречь. Переходный процесс формирования фронта описывается следующим уравнением:

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} + C_K \frac{dU_{KB}}{dt} = I_B. \quad (1.43)$$

Выразим третье слагаемое через заряд Q , проведя следующие замены:

$$U_{KB} = E_K - I_K R_H,$$

откуда

$$\frac{dU_{KB}}{dt} = R_H \frac{dI_K}{dt}, \quad (1.44)$$

а также

$$Q = \tau I_B = \tau \frac{I_K}{\beta}, \quad \text{т.е.} \quad I_K = \frac{\beta}{\tau} Q.$$

Подставив в выражение (1.44) формулу для коллекторного тока, получим

$$\frac{dU_{KB}}{dt} = \frac{\beta R_H}{\tau} \frac{dQ}{dt}.$$

Подставляя эту формулу в исходное выражение (1.43) и группируя слагаемые, находим

$$\left(1 + \frac{\beta R_H C_K}{\tau}\right) \frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = I_B$$

или

$$\tau_{OЭ} \frac{dQ}{dt} + Q = \tau I_B, \quad (1.45)$$

где *постоянная времени*

$$\tau_{OЭ} = \tau + \beta R_H C_K. \quad (1.46)$$

Уравнение (1.45) решаем при начальных условиях

$$Q(0) = 0, \quad I_B = I_{B2}.$$

Для получения уравнения коллекторного тока в выражение (1.45) подставим

$$Q = \frac{\tau}{\beta} I_K.$$

В результате находим

$$\tau_{OЭ} \frac{dI_K}{dt} + I_K = \beta I_B \quad (1.47)$$

при начальных условиях

$$I_K(0) = 0, \quad I_B = I_{B2}.$$

Решение уравнения (1.45) для заряда имеет вид

$$Q(t) = I_{B2} \tau \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{OЭ}}}\right), \quad (1.48)$$

а закон изменения коллекторного тока

$$I_K(t) = \frac{\beta}{\tau} Q(t) = \beta I_{B2} \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_{OЭ}}}\right). \quad (1.49)$$

При работе в ключевом режиме на вход транзистора подается отпирающий ток базы $I_{B2} > I_{BH}$, поэтому формирование фронта в течение времени нарастания завершается, когда базовый ток достигнет значения $I_{B2} = I_{BH}$.

Время нарастания равно интервалу времени, в течение которого величина заряда, накопленного в базе, достигает граничного значения $Q_{гр}$:

$$Q(t_{нр}) = Q_{гр} = I_{BH} \tau. \quad (1.50)$$

На выходных ВАХ (см. рис. 1.33) это соответствует характеристике $I_{БН}$, проходящей через граничную точку, которая отделяет активную область от области насыщения. В дальнейшем при $t > t_{нр}$ прекращается рост коллекторного тока, который достигает величины тока насыщения $I_{КН} = \beta I_{БН}$, а накапливаемый в базе заряд продолжает увеличиваться по закону (1.48). Формулу для расчета времени нарастания получим, подставив граничное условие (1.50) в закон изменения заряда (1.48),

$$Q(t_{нр}) = Q_{зр} = I_{БН}\tau = I_{Б2}\tau \left(1 - e^{-\frac{t_{нр}}{\tau_{0Э}}} \right),$$

откуда

$$e^{-\frac{t_{нр}}{\tau_{0Э}}} = \frac{I_{Б2} - I_{БН}}{I_{Б2}},$$

т.е.

$$t_{нр} = \tau_{0Э} \ln \frac{I_{Б2}}{I_{Б2} - I_{БН}}. \quad (1.51)$$

Увеличение отпирающего базового тока $I_{Б2}$ уменьшает время нарастания. Длительность переходного процесса зависит не только от инерционных свойств транзистора, но и внешних элементов схемы. Перезаряд барьерной емкости коллекторного перехода через резистор нагрузки существенно увеличивает длительность переходного процесса, так как

$$\tau_{0Э} = \tau + \beta C_K R_H. \quad (1.52)$$

Распределение заряда, накапливаемого в базовой области, для разных этапов накопления показано на рис. 1.37. Здесь $x = 0$, $x = d_B$ – границы эмиттерного (ЭП) и коллекторного (КП) переходов. Линия 2 определяет граничный этап $Q_2 = Q_{зр}$, линия 3 соответствует установившемуся заряду $Q_3 = \tau I_{Б2}$, линия 1 – промежуточному этапу накопления $Q_1 < Q_{зр}$. Степень насыщения определяют числовым параметром

$$N = \frac{Q_{уст} - Q_{зр}}{Q_{зр}} = \frac{I_{Б} - I_{БН}}{I_{БН}},$$

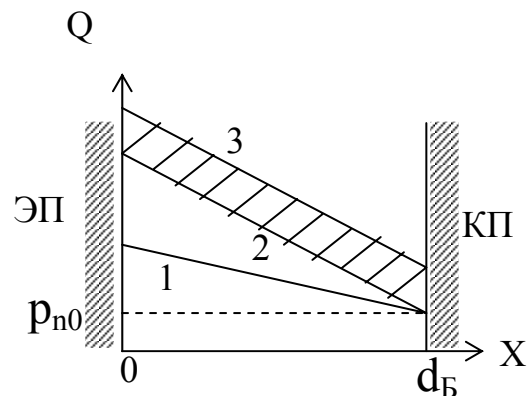


Рис. 1.37

который показывает относительное превышение тока базы по сравнению с током насыщения.

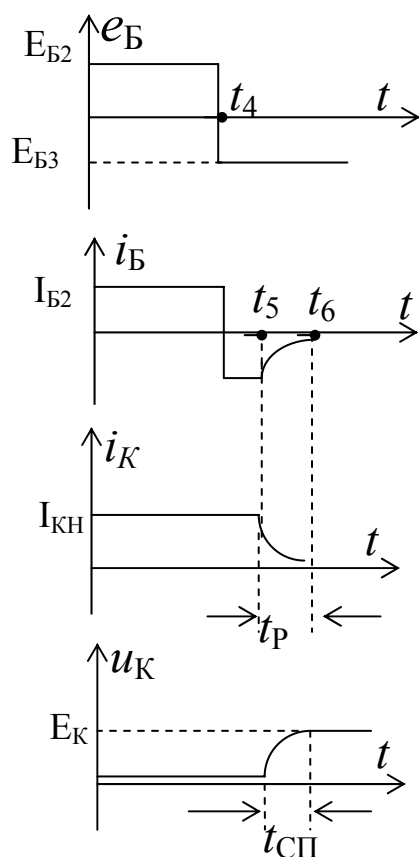


Рис. 1.38

Переходный процесс выключения транзистора показан на рис. 1.38. Длительность процесса характеризуется временем выключения

$$t_{\text{выкл}} = t_6 - t_4 = t_p + t_{\text{сш}},$$

которое определяется интервалом времени между моментом подачи на вход транзистора импульса обратного тока и тем моментом времени, когда коллекторный ток уменьшится до величины $0,1I_{KH}$.

Переходный процесс состоит из двух этапов:

а) рассасывание избыточных зарядов из базовой области до граничного уровня, когда заряд около коллекторного перехода уменьшится до уровня собственной концентрации НЗ базовой области;

б) формирование спада импульса, сопровождающееся дальнейшим рассасыванием избыточных зарядов из базовой области при уменьшении градиента концентрации зарядов в ней.

Первый этап приводит к задержке в формировании спада импульса на величину t_p – *время рассасывания*. В течение второго этапа формируется конечная длительность спада импульса с параметром $t_{\text{сш}}$ – *время спада*. В результате выключения транзистор переходит от режима насыщения в режим отсечки.

Подача запирающего напряжения E_{B3} на базу транзистора в момент времени $t = t_4$ приводит к скачкообразному изменению базового тока. При этом ток изменяет направление, так как из базовой области выводятся электроны через внешний базовый вывод.

Величина тока ограничивается внешним резистором $I_{B3} \cong \frac{E_{B2}}{R}$, так

как $E_{B2} \gg U_{BЭ}$. Транзистор остается в режиме насыщения, коллекторный ток не изменяется, так как рассасывание зарядов из базы происходит при неизменном градиенте зарядов в базе. Величина тока коллектора определяется нагрузочным резистором

$$I_{KH} \cong \frac{E_K}{R_H}.$$

Процесс рассасывания зарядов описывается уравнением

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = I_B \quad (1.53)$$

при граничных условиях

$$I_B = I_{B3}, \quad Q(0) = I_{B2}\tau, \quad Q_{zp}(t_p) = \tau I_{BH},$$

где

$$Q(0) = I_{B2}\tau - \text{начало этапа рассасывания;}$$

$$Q_{zp}(t_p) = I_{BH}\tau - \text{окончание этапа рассасывания.}$$

Процесс происходит при постоянном базовом токе $I_B = I_{B3}$.

Решение уравнения (1.53) имеет вид

$$Q(t) = \tau(I_{B2} - I_{B3})e^{-\frac{t}{\tau}} + \tau I_{B3}.$$

Фиксируя момент времени завершения этапа $t = t_p$, когда

$$Q(t_p) = Q_{zp} = I_{BH}\tau,$$

имеем

$$Q(t_p) = \tau(I_{B2} - I_{B3})e^{-\frac{t_p}{\tau}} + \tau I_{B3} = \tau I_{BH},$$

откуда

$$e^{-\frac{t_p}{\tau}} = \frac{I_{BH} - I_{B3}}{I_{B2} - I_{B3}}, \quad t_p = \tau \ln \frac{I_{B2} - I_{B3}}{I_{BH} - I_{B3}}.$$

Учитывая отрицательную величину базового тока $I_{B3} < 0$, получаем формулу для расчета времени рассасывания

$$t_p = \tau \ln \frac{I_{B2} + |I_{B3}|}{I_{BH} + |I_{B3}|}, \quad (1.54)$$

где I_{B2} – значение базового тока, предшествующего включению транзистора;

I_{B3} – значение запирающего базового импульса;

I_{BH} – значение базового тока насыщения;

τ – время жизни носителей заряда.

Очевидно, увеличение «рассасывающего» тока I_{B3} приводит к уменьшению времени рассасывания.

Формирование спада импульса описывается уравнением, аналогичным уравнению формирования фронта,

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} + C_K \frac{dU_{КБ}}{dt} = I_B, \quad (1.55)$$

или через накопленный заряд в базовой области

$$\tau_{0Э} \frac{dQ}{dt} + Q = \tau I_B. \quad (1.56)$$

Величина заряда, соответствующая началу этапа,

$$Q(0) = Q_{zp} = I_{BH}\tau,$$

завершению этапа

$$Q(t_{cn}) = 0,1Q_{zp} = 0,1I_{BH}\tau.$$

Процесс проходит под действием управляющего тока $I_B = I_{B3}$, т.е.

$$Q_{уст} = \tau I_{B3}.$$

Решая уравнение (1.56), получаем значение времени спада

$$t_{cn} = \tau_{0Э} \ln \frac{I_{BH} - I_{B3}}{0,1I_{BH} - I_{B3}}.$$

Учитывая отрицательное значение тока $I_{B3} < 0$ и пренебрегая компонентой $0,1I_{BH}$, получаем формулу для расчета времени спада

$$t_c = \tau_{0Э} \ln \frac{I_{BH} + |I_{B3}|}{|I_{B3}|}, \quad (1.57)$$

где

I_{BH} – ток базы насыщения;

I_{B3} – базовый запирающий ток;

$\tau_{0Э} = \tau + \beta C_K R_H$ – постоянная времени перезаряда.

Увеличение запирающего тока приводит к уменьшению длительности спада. При наличии емкостной составляющей нагрузки длительность спада увеличивается, так как общая постоянная времени возрастает на $\tau_H = C_H R_H$ – постоянную времени перезаряда нагрузочной емкости.

1.6. Составные транзисторы

Мощные транзисторы имеют невысокий коэффициент передачи тока, поэтому для устранения этого недостатка применяют составные транзисторы. Эта структура реализуется как на двух дискретных транзисторах, соединенных по определенной схеме, так и на едином кристалле.

Существует две разновидности схем объединения транзисторов: схема Дарлингтона (рис. 1.39) и схема Шиклаи (рис. 1.40), которые можно рассматривать как единый транзистор (рис. 1.41). В первом варианте схемы объединены коллекторы двух транзисторов, оба транзистора имеют один и тот же тип проводимости ($n-p-n$), причем транзистор VT1 является усилителем тока по отношению к транзистору VT2. Во втором варианте схемы использованы транзисторы с разным типом проводимости. В схеме подключения оба транзистора должны быть согласованы по направлениям токов в объединенных выводах (см. рис. 1.39):

$$I_K = I_{K1} + I_{K2}, \quad I_{Э1} = I_{Б2}.$$

Кроме того, обратнo-смещенный коллекторный переход транзистора VT2 подключен параллельно структуре коллектор-эмиттер транзистора VT1

$$U_{КБ2} = U_{КЭ1} = U_{ЭБ1} + U_{КБ1},$$

что не приводит к взаимному шунтированию переходов.

Коэффициент передачи базового тока для составного транзистора существенно возрастает и равен произведению коэффициентов передачи составляющих его транзисторов:

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2. \quad (1.58)$$

Действительно, записывая токовые соотношения транзистора, получаем

$$I_K = I_{K1} + I_{K2} = \beta_1 I_{Б1} + \beta_2 I_{Б2},$$

заменяя

$$I_{Б2} = I_{Э1} = (1 + \beta_1) I_{Б1},$$

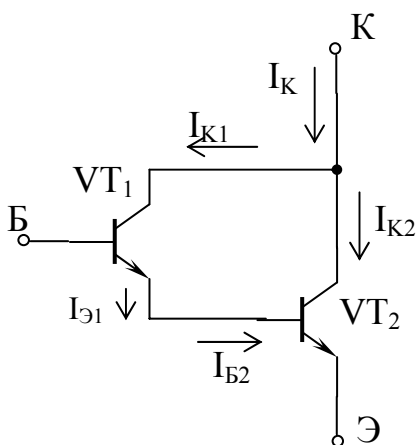


Рис. 1.39

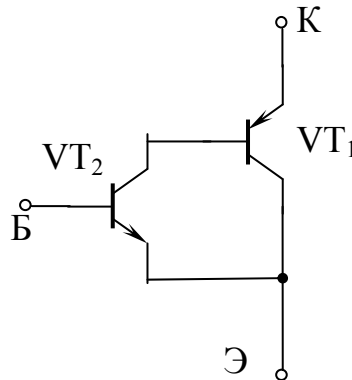


Рис. 1.40

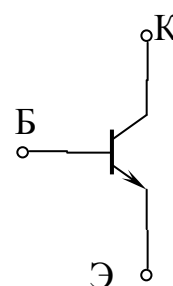


Рис. 1.41

находим

$$I_K = [\beta_1 + \beta_2(1 + \beta_1)] I_{Б1} \approx \beta_1 \beta_2 I_{Б1} = \beta I_{Б},$$

что определяет общий коэффициент передачи базового тока.

Входное сопротивление составного транзистора в СОЭ получено в работе [2] на основе его эквивалентной схемы:

$$h_{11Э} \approx \beta \frac{r_{Э}}{2}, \quad (1.59)$$

где динамическое сопротивление эмиттерного перехода транзистора VT2

$$r_{Э} \approx \frac{I_{Э2}}{\Phi_T}.$$

Составные транзисторы применяются, в частности, для работы в режиме переключения как мощные высоковольтные транзисторы. Так, при диаметре структуры 56 мм реализуются следующие параметры транзистора: $U_{КЭ0} = 500...800$ В при импульсном токе $I_K = 500...630$ А, $h_{21Э} = 60...80$ и $U_{КЭ.нас} = 2...3$ В [3]. Для уменьшения времени выключения эмиттерные переходы шунтируются резисторами.

Сквозной ток составного транзистора I'_{K0} превышает ток каждого из транзисторов. Для транзистора VT2

$$I_{K2} = \beta_2 I_{B2} + I'_{K02},$$

причем

$$I_{B2} = I_{Э1} = I'_{K01},$$

тогда

$$I_{K2} = \beta_2 I'_{K01} + I'_{K02}.$$

В транзисторе VT1 в режиме обрыва базы $I_{B1} = I_B = 0$ протекает собственный сквозной ток

$$I_{K1} = I_{Э1} = I'_{K01}.$$

Общий коллекторный ток составного транзистора

$$I_K = I_{K1} + I_{K2},$$

подставляя токи каждого транзистора, в указанном режиме имеем

$$I'_{K0} = I'_{K01} + \beta_2 I'_{K01} + I'_{K02},$$

или

$$I'_{K0} = (1 + \beta_2) I'_{K01} + I'_{K02}. \quad (1.60)$$

1.7. Схемы питания транзистора от одного источника

Цепи питания должны обеспечить заданный режим работы транзистора, который определяется положением рабочей точки. Наряду с этим схемы подачи смещения должны гарантировать постоянство режима при воздействии дестабилизирующих факторов: изменение температуры, питающих напряжений, разброс параметров транзистора.

Обычно для подачи смещений используется один источник питания. Напряжения на коллекторе и базе имеют одинаковую полярность, зависящую от типа проводимости транзистора. Величины этих напряжений существенно отличаются, так как коллекторный переход смещается в обратном направлении, а эмиттерный – в прямом. Напряжение на эмиттерном переходе для германиевых транзисторов составляет $U_{БЭ} = 0,1...0,3$ В, а для кремниевых – в среднем $U_{БЭ} = 0,7$ В.

К простейшим схемам питания транзистора от одного источника относятся схемы с фиксированным током базы и фиксированным напряжением. В схеме с фиксированным током базы (рис. 1.42) номинальное значение тока базы задается высокоомным резистором R_1 . Величина тока определяется коллекторным источником E_K и

резистором смещения R_1 :

$$I_B = \frac{E_K - U_{БЭ}}{R_1} \approx \frac{E_K}{R_1},$$

что определяет название этой схемы. Фиксированный базовый ток задает номинальное значение коллекторного тока в рабочей точке

$$I_K \approx \beta I_B.$$

Резисторы в схеме выбираются, исходя из заданного значения E_K при номинальном значении тока

эмиттера. Выбирая рабочую точку в середине нагрузочной прямой, перераспределим поровну напряжение источника между транзистором и резистором нагрузки

$$U_{КЭ} = U_H = \frac{E_K}{2},$$

тогда резистор нагрузки

$$R_K = \frac{U_H}{I_{Э}}.$$

Переходя от эмиттерного тока к базовому

$$I_B \cong \frac{I_{Э}}{\beta},$$

определяем величину базового резистора

$$R_1 = \frac{E_K}{I_B}.$$

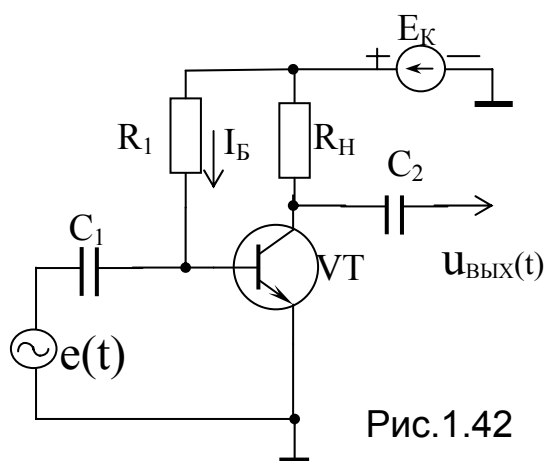


Рис.1.42

Данная схема обеспечивает стабильность режима только относительно смещения $\Delta U_{БЭ}$. Однако схема не дает стабильности коллекторного тока при температурном изменении обратного тока коллекторного перехода ΔI_{K0} . Записывая выражение для тока коллектора в схеме СОЭ

$$I_K = \beta I_B + (1 + \beta) I_{K0},$$

получаем при постоянном базовом токе $I_B = const$ температурную нестабильность

$$\Delta I_K \approx \beta \Delta I_{K0}.$$

Поэтому этот вариант схемы можно использовать только при небольших изменениях температуры $\Delta t \leq 10...20^\circ C$.

Второй недостаток схемы – изменение тока коллектора, вызванное разбросом параметров транзистора по коэффициенту передачи тока $h_{21Э}$,

$$\Delta I_K = \Delta h_{21Э} \frac{E_K}{R_1},$$

что требует индивидуального подбора резистора смещения R_1 .

Схема с фиксированным потенциалом базы приведена на рис. 1.43. Резисторный делитель напряжения R_1, R_2 определяет потенциал базы

$$U_B = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

При токе делителя

$$I_{\partial} = \frac{E_K}{R_1 + R_2} \gg I_B \approx 10 I_B$$

этот потенциал фиксируется и зависит только от соотношений резисторов при заданной величине коллекторного источника E_K . Напряжение смещения эмиттерного перехода определяется разностью двух напряжений

$$U_{БЭ} = U_B - U_{Э} = U_B - I_{Э} R_{Э}.$$

Уменьшение общего сопротивления базового делителя приводит к увеличению тока делителя, при этом потенциал базы в меньшей степени зависит от изменений базового тока, т.е. возрастает эффект стабилизации. Однако малое сопротивление делителя приводит к увеличению мощности, потребляемой от источника, а также

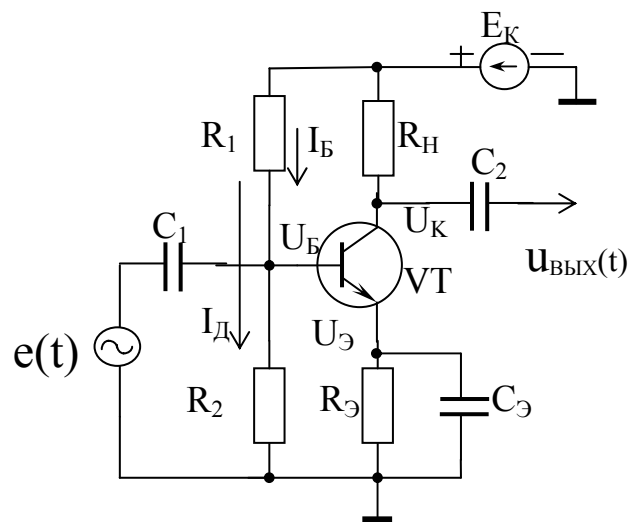


Рис. 1.43

уменьшает входное сопротивление схемы. Резисторы делителя по переменной составляющей включены параллельно, тогда эквивалентное сопротивление делителя должно превышать входное сопротивление транзистора

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} > R_{BX}.$$

Так как в делителе напряжения $R_1 > R_2$, то можно использовать соотношение относительно меньшего резистора, т.е.

$$R_2 = (2 \dots 15) R_{BX}.$$

Резистор в цепи эмиттера $R_{\mathcal{E}}$ обеспечивает отрицательную обратную связь по току, в результате ее действия стабилизируется режим работы транзистора. Механизм действия обратной связи показывает следующая логическая цепочка:

$$I_K \uparrow, I_{\mathcal{E}} \uparrow \rightarrow U_{\mathcal{E}} \uparrow \rightarrow U_{B\mathcal{E}} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow,$$

причем эффективность действия обратной связи повышается с увеличением сопротивления резистора $R_{\mathcal{E}}$. Приемлемое падение напряжения на этом резисторе составляет $(0,1 \dots 0,2) E_K$, что соответствует примерно $U_{\mathcal{E}} \leq 2 \dots 3$ В.

Конденсатор в цепи эмиттера $C_{\mathcal{E}}$ закорачивает по переменной составляющей резистор $R_{\mathcal{E}}$, что исключает действие отрицательной обратной связи по переменной составляющей. В противном случае наличие ООС привело бы к уменьшению усиления схемы.

Ориентировочные значения сопротивлений резисторов базового делителя и эмиттерной стабилизации можно определить по формулам, приведенным в работе [2].

Задаем величину падения напряжения на эмиттерном резисторе

$$U_{\mathcal{E}} = b E_K,$$

где $b = 0,1 \dots 0,2$, причем для кремниевых транзисторов принимается меньшее значение коэффициента. Для заданного номинального тока эмиттера определяем

$$R_{\mathcal{E}} = \frac{U_{\mathcal{E}}}{I_{\mathcal{E}}}.$$

Используя типовое значение падения напряжения на эмиттерном переходе для германиевых транзисторов $U_{B\mathcal{E}} = 0,1 \dots 0,3$ В и для кремниевых транзисторов $U_{B\mathcal{E}} = 0,6 \dots 0,7$ В, определяем величину напряжения на базе

$$U_B = U_{\mathcal{E}} + U_{B\mathcal{E}}.$$

Задаем величину тока базового делителя

$$I_{\partial} = \frac{I_{\partial}}{c},$$

где $c = 3 - 5$ - для Ge-транзисторов,
 $c = 10 - 25$ - для Si-транзисторов.

Большая величина тока делителя для германиевых транзисторов связана с большим значением обратного тока перехода, протекающего через базовый делитель.

Рассчитываем величины базовых резисторов

$$R_2 = \frac{U_B}{I_{\partial}}, \quad R_1 + R_2 = \frac{E_K}{I_{\partial}},$$

следовательно,

$$R_1 = \frac{E_K}{I_{\partial}} - R_2.$$

Более строгий расчет проводится с учетом заданных коэффициентов нестабильности [5]. Рассмотренная схема подачи смещения обеспечивает стабильность режима относительно всех дестабилизирующих факторов, в том числе при разбросе параметров транзистора.

1.8. Основные справочные параметры БТ

Параметры транзистора соответствуют прежде всего его функциональному назначению.

1. *Предельные эксплуатационные параметры* – это совокупность параметров, при которых обеспечивается работоспособность транзистора, т.е. гарантированное сохранение его структуры и электрических характеристик. К ним относятся следующие параметры:

- максимально допустимая постоянная рассеиваемая мощность $P_{\text{макс}}$;
- максимально допустимый постоянный ток коллектора $I_{\text{к.макс}}$;
- максимально допустимые постоянные обратные напряжения $U_{\text{кб.макс}}$, $U_{\text{кэ.макс}}$;
- максимально допустимая температура коллекторного перехода $T_{\text{п.макс}}$;
- тепловое сопротивление R_T ;
- диапазон температур окружающей среды $T_{\text{макс}}$, $T_{\text{мин}}$.

Три последних параметра используются для расчета теплового режима. Предельные электрические параметры ограничивают рабочую область характеристики транзистора (рис. 1.44).

Превышение $I_{к.макс}$ при токовых перегрузках приводит к постепенному разрушению структуры в месте контакта электрод – кристалл, а также к необратимому постепенному уменьшению коэффициента передачи тока.

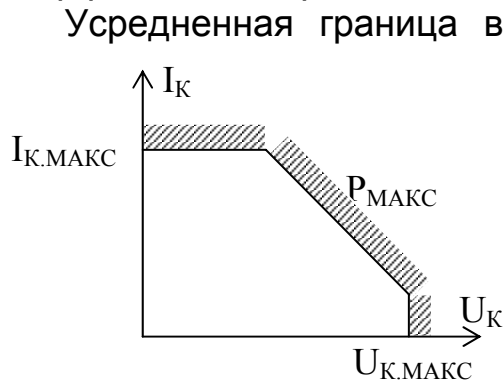


Рис. 1.44

Усредненная граница в виде наклонной прямой ограничивает максимальную мощность, рассеиваемую транзистором. Эта мощность определяется максимально допустимой температурой коллекторного перехода и составляет 150...200°С для Si-переходов, 70...100°С - для Ge-переходов. Эта граница указывается с запасом, превышение этой величины не приводит к мгновенному отказу, но увеличивает

вероятность выхода из строя. Вследствие термогенерации появляются дополнительные носители заряда в коллекторном переходе, увеличивается обратный ток перехода, снижается быстродействие, увеличивается остаточное напряжение насыщения. Выход за пределы границы в нижней части участка приводит к мгновенному отказу вследствие электротепловой обратной связи.

Повышение температуры окружающей среды требует уменьшения величины $P_{макс}$, т.е. сужения допустимой границы рассеиваемой мощности. Эффективность отвода тепла от транзисторной структуры во внешнюю среду определяют с помощью *теплового сопротивления*

$$R_T = \frac{T_{п.макс} - T_0}{P_{к.макс}},$$

где T_0 – температура окружающей среды,

$T_{п.макс}$ – максимальная температура коллекторного перехода.

В свою очередь, полное тепловое сопротивление состоит из двух компонент:

$$R_T = R_{Т.ПК} + R_{Т0},$$

где $R_{Т.ПК}$ – тепловое сопротивление между кристаллом и корпусом;

$R_{Т0}$ – тепловое сопротивление между корпусом и окружающей средой.

Превышение максимально допустимого коллекторного напряжения приводит к пробое коллекторного перехода, что сопровождается резким увеличением коллекторного тока.

Наименьшее значение напряжения пробоя имеет транзистор при отключенной базе $U_{кэ0}$. В режиме обрыва базы в транзисторе

действует внутренняя положительная обратная связь. Напряжение пробоя при отключенном эмиттере существенно выше (в 2-3 раза). Взаимосвязь этих напряжений определяет следующая формула:

$$U_{КЭ0} = \frac{U_{КБ0}}{\sqrt[n]{1 + \beta}}, \quad (1.61)$$

где $n = 2 - 6$ в зависимости от материала и типа перехода.

Обычно в справочнике приводится максимально допустимое значение напряжения $U_{КЭR}$, измеряемое при заданном резисторе, включенном между базой и эмиттером. Этот резистор уменьшает действие обратной связи, так как через него протекает базовый ток, уменьшающий эффект накопления зарядов в базе, возникающий в результате ПОС. При коротком замыкании базы и эмиттера напряжение пробоя $U_{КЭК}$ максимально и приблизительно равно напряжению $U_{КБ0}$.

2. Электрические параметры. Эти параметры зависят от режима работы, температуры, технологического разброса, поэтому приводятся типовые (усредненные) значения. Для некоторых параметров указываются односторонние (минимальные или максимальные) или двухсторонние интервалы ограничения. К основным параметрам относятся следующие:

- статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером $h_{21Э}$ при заданных значениях $U_{КЭ}$ и $I_{Э}$;
- граничная частота коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером $f_{ГР}$ при заданных $U_{КЭ}$ и $I_{Э}$;
- обратные токи эмиттерного перехода $I_{ЭБ0}$ и коллекторного $I_{КБ0}$ при заданных обратных напряжениях переходов $U_{КБ}$ и $U_{ЭБ}$;
- емкость коллекторного перехода C_K при заданном обратном напряжении $U_{КБ}$, емкость эмиттерного перехода $C_{Э}$ (часто приводится при напряжении $U_{ЭБ} = 0$).

Вместо параметра $h_{21Э}$, характеризующего работу транзистора при большом сигнале, может приводиться коэффициент передачи тока для СОЭ в режиме малого сигнала $h_{21э}$. Для этого коэффициента указываются минимальное и максимальное возможные значения, поэтому при ориентировочных расчетах можно использовать среднегеометрическое значение параметра

$$h_{21cp} = \sqrt{h_{мин} h_{макс}}.$$

Вместо параметра $f_{ГР}$ может приводиться предельное значение частоты $f_{h_{21Э}}$ для СОЭ, т.е.

$$f_{h_{21Э}} = \frac{f_{ГР}}{h_{21э}},$$

или максимальна частота генерации $f_{макс}$.

3. *Функциональные параметры.* В зависимости от функционального назначения транзистора указываются особые, специфические параметры. Для усилительных и генераторных транзисторов приводится параметр $\tau_k = C_k r_B$ - постоянная времени цепи обратной связи, который определяет коэффициент обратной связи $h_{21B} = 2\pi f \tau_k$.

Для импульсных и переключающих транзисторов дополнительно приводятся следующие параметры:

- напряжения насыщения $U_{КЭ.НАС}$ и $U_{БЭ.НАС}$ при заданном коллекторном $I_{К.НАС}$ и базовом I_B токах;
- время рассасывания $t_{РАС}$ при заданных токах I_K и I_B (причем I_{B1} – отпирающий ток, I_{B2} – запирающий ток).

Ряд предельно допустимых параметров также приводятся для импульсного режима:

- импульсная рассеиваемая мощность на коллекторе $P_{К.ИМП}$;
- импульсный ток коллектора $I_{К.ИМП}$;
- импульсное напряжение $U_{КЭ.ИМП}$.

Эти параметры указываются при ограничении максимальной длительности импульса $\tau_{И} \leq \tau_{И.МАКС}$ и минимальной величины скважности $Q \geq Q_{МИН}$. Импульсные параметры превышают соответствующие значения для непрерывного режима, так как повышение температуры коллекторного перехода происходит за счет выделения мощности в течение длительности импульса, тогда средняя мощность

$$P_k = P_{к.имп} \frac{\tau_u}{T} = \frac{P_{к.имп}}{Q}.$$

При длительности импульса, меньшей, чем время установления теплового режима, допустимая мощность рассеяния не зависит от длительности импульса. Максимально допустимое значение тока $I_{К.ИМП}$ ограничивается не только допустимой температурой перехода, но и возможностью вторичного пробоя вследствие локальных неоднородностей структуры.

1.9. Конструктивно-технологические особенности транзисторов

Низкочастотные маломощные транзисторы. Германиевые транзисторы, в основном р-п-р-типа, изготавливают по сплавной и диффузионно-сплавной технологии. В сплавном транзисторе в исходную пластинку п-типа (базовая область) вплавляют акцепторные примеси, формирующие эмиттерную и коллекторную области р-типа. Активная часть базы имеет толщину более 20 мкм со значительным технологическим разбросом. Вследствие широкой базы транзисторы

имеют низкую граничную частоту усиления по току $f_{ГР} < 0,5...3$ МГц при коэффициенте передачи базового тока $h_{21} = 10...200$.

Диффузионно-сплавные транзисторы получают с использованием процессов диффузии и сплавления (рис. 1.45). В исходную пластину р-типа (коллектор) путем сплавления вводятся донорные и акцепторные примеси. Процесс сплавления сопровождается диффузией примесей в исходную подложку. Донорные примеси с большим коэффициентом диффузии проникают глубже и формируют базовую область n-типа. Эмиттерная р⁺-область формируется в приповерхностном слое структуры. Толщина базовой области 1...2 мкм позволяет на два порядка уменьшить время пролета носителей заряда через базу и повысить граничную частоту, при этом коэффициент передачи базового тока достигает 300 единиц. Потенциально в специальных транзисторах при толщине базы 0,2 мкм $\beta = 5000$, в этом случае транзистор работает при пониженных рабочих напряжениях 1...1,5 В.

Кремниевые транзисторы n-p-n-типа в основном реализуются по планарно-эпитаксиальной технологии. Низкочастотные транзисторы имеют большие емкости переходов (10...100 пФ). Обратные токи кремниевых транзисторов составляют $I_{К0} \leq 1$ мкА, германиевых – $I_{К0} \leq 100$ мкА при предельно допустимом напряжении $U_{КБ.макс} = 20...100$ В.

Высокочастотные маломощные транзисторы изготавливают на основе кремния в виде планарных и эпитаксиально-планарных структур. В планарной структуре боковые границы переходов выходят на поверхность кристалла, защищенной изолирующей пленкой диоксида кремния (см. рис. 1.2, а). Планарная технология обеспечивает высокую стабильность параметров, малые площади переходов и толщину базы. Ширина эмиттера составляет единицы микрометров, а базовый слой – десятые доли микрометра ($d \geq 0,4$ мкм). Эти транзисторы характеризуются большими граничными частотами при емкостях переходов менее 10 пФ.

При планарно-эпитаксиальной технологии предварительно на подложке n⁺-типа формируют тонкий слой n-типа в результате эпитаксиального наращивания (рис. 1.46). В этом слое по планарной технологии формируют эмиттерную и базовую области. Эпитаксиальная технология

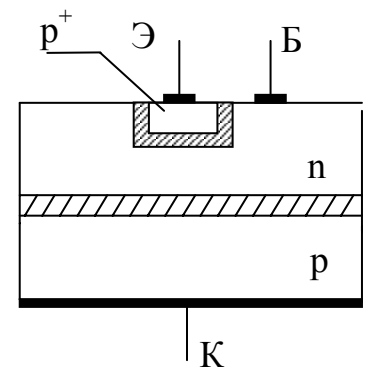


Рис. 1.45

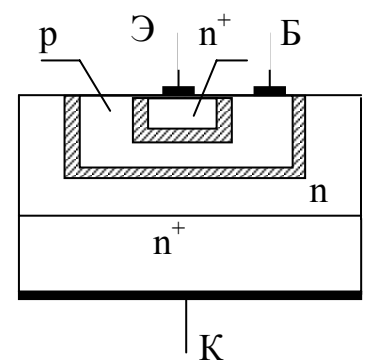


Рис. 1.46

позволяет уменьшить толщину слабо легированного коллекторного слоя, что приводит к уменьшению его объемного сопротивления.

Структура высокочастотного мезатранзистора формируется в платообразном возвышении над пластиной полупроводника (mesa – плато). Изготовление мезатранзистора проводится по диффузионной или эпитаксиальной технологии. В мезаструктуре емкость коллекторного перехода уменьшается до 1 пФ, а граничная частота составляет 0,5 ГГц.

Совершенствование биполярной технологии позволяет получать транзисторы с более высокими электрическими характеристиками. Фирма Philips Semiconductors выпускает серию малосигнальных транзисторов типа BISS (Breakthrough In Small Signal). Применение ячеистой структуры эмиттера и выбор материала подложки позволили уменьшить сопротивление области коллектор-эмиттер и, как следствие, реализовать малую величину напряжения насыщения. Типовое значение напряжения составляет 130...60 мВ, что на 70% меньше соответствующего параметра типовых транзисторов. Уменьшение напряжения насыщения позволило снизить рассеиваемую мощность до 250 мВт, т.е. на 65% по сравнению с аналогичными транзисторами в типовом корпусе. При максимальных значениях тока коллектора 0,5...5 А коэффициент усиления по току составляет 300...500.

Сверхвысокочастотные транзисторы. Эти транзисторы имеют высокие значения граничных частот и малые коэффициенты шума, что определяет их структурные и конструктивные особенности. Для повышения граничной частоты следует уменьшать время пролета носителей заряда через транзисторную структуру, а также уровень накопления зарядов в базовой и коллекторной областях. Уменьшению времени пролета способствует увеличение зарядов и уменьшение толщины базы. Поэтому эти транзисторы реализуются в виде *n-p-n*-структур с толщиной базы 0,3...0,05 мкм. Метод ионной имплантации позволяет получить наименьшую толщину базовой области. Однако уменьшение толщины базы приводит к возрастанию ее объемного сопротивления и понижению напряжения смыкания эмиттерного и коллекторного переходов, т.е. к снижению допустимой мощности. Получить высокие значения граничной частоты при низком сопротивлении базы можно за счет уменьшения глубины залегания коллекторного перехода. Так, уменьшение глубины с 0,6 до 0,3 мкм снижает сопротивление базы на 30%.

Барьерные емкости эмиттерного и коллекторного переходов сверхвысокочастотных транзисторов составляют десятые доли пикофард. Для получения максимального тока эмиттера и увеличения выходной мощности используется гребенчатая конфигурация структуры эмиттер-база в виде чередующихся полос эмиттера и базы. При ширине полоски около 1 мкм граничная частота

такого транзистора составляет около 8 ГГц. В СВЧ-транзисторах частотные параметры ухудшаются также из-за паразитных параметров корпуса: индуктивностей выводов и взаимных емкостей. Так, на частотах более 1 ГГц межэлектродная емкость эмиттера-коллектора близка к емкости переходов. Индуктивность выводов не должна превышать 1 нГн, поэтому используются корпуса с плоскими выводами. Индуктивность эмиттерного вывода существенно влияет на граничную частоту, уменьшение индуктивности с 1 до 0,3 нГн повышает усиление на 2 дБ на частоте 2 ГГц. Поэтому в конструкцию транзистора вводится второй эмиттерный вывод, что уменьшает индуктивность с 1 до 0,6 нГн и увеличивает коэффициент усиления на 1 дБ.

СВЧ-транзисторы в целом характеризуются меньшими значениями отдаваемой высокочастотной мощности, а также пониженными рабочими напряжениями и токами. Технологическую реализуемость транзистора определяют с помощью параметра $Pf_{\Gamma P}^2 = const$. Реализация этого критерия ограничивается появлением лавинного пробоя перехода и наличием времени пролета носителей заряда. Так, при граничной частоте 10 ГГц величина отдаваемой мощности составляет 1 Вт.

Мощные ВЧ- и СВЧ-транзисторы должны иметь высокие граничные частоты при малых емкостях переходов, а также повышенную допустимую мощность рассеяния при повышенном допустимом напряжении и токе коллектора, а кроме того, малое сопротивление насыщения. Основная область применения таких транзисторов – генераторы мощности, причем транзистор используется в схеме с общим эмиттером в режиме частичной отсечки тока коллектора. Требования к таким транзисторам имеют противоречивый характер, в частности, увеличение коллекторного напряжения и уменьшение сопротивления насыщения, увеличение максимальной мощности и уменьшение емкости коллекторного перехода.

В мощных транзисторах наблюдается эффект периферийного оттеснения тока при больших размерах эмиттера. Для равномерного токораспределения применяют разделение эмиттера на большое количество отдельных областей – многоэмиттерные структуры. В полосковых многоэмиттерных транзисторах получают отдаваемую мощность 20 Вт на частоте 1 ГГц и 5 Вт – на 2 ГГц. Многоструктурный транзистор является многокристальной структурой и состоит из нескольких многоэмиттерных транзисторов. В этой структуре рассеивается мощность до 50 Вт на частоте 0,5 ГГц.

Мощные транзисторы работают в схеме с общим эмиттером, поэтому часто эмиттер электрически соединен с корпусом прибора. В некоторых случаях требуется, чтобы все выводы транзистора были

изолированы от корпуса, тогда для уменьшения индуктивности они выполняются в виде широких лент. При электрической изоляции коллектора от корпуса для обеспечения малого теплового сопротивления в конструкции транзисторов применяют прокладки из керамики на основе окиси бериллия, которые имеют высокую теплопроводность. Корпус мощного транзистора имеет массивный кристаллодержатель с монтажным винтом для крепления к радиатору.

Максимальная мощность СВЧ-транзистора достигает 100...200 Вт, а предельная частота – 10 ГГц. Типовые мощные транзисторы имеют следующие параметры: допустимое коллекторное напряжение более 100 В при токе коллектора более 50 А, мощность, отдаваемая в нагрузку, составляет 175...200 Вт в диапазоне частот 1,5...30 МГц.

В базовых станциях сотовой связи применяют мощные биполярные СВЧ-транзисторы. Транзисторы фирмы Philips обеспечивают выходную мощность 19...23 Вт на частотах стандарта GSM 900, 1800 МГц.

В авионике используются мощные биполярные транзисторы (50...325 Вт) в частотном диапазоне 0,96...1,2 ГГц при коэффициенте усиления 7 дБ.

2. ТИРИСТОРЫ

Тиристор – это полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, который имеет три электронно-дырочных перехода и более. Название прибора происходит от следующих слов: *thyra* – дверь (греч.) и *resistor* – сопротивление.

Этот прибор представляет собой токовый ключ, который может находиться в открытом или закрытом состоянии.

2.1. Классификация и условные графические обозначения

Тиристоры классифицируются по количеству внешних выводов, способам управления и выключения и по виду ВАХ.

1. *Диодные тиристоры (динисторы)* имеют два вывода (анод и катод) (рис. 2.1, 2.4, а). *Триодные тиристоры (тринисторы)* имеют дополнительно третий (управляющий) вывод.

В исходном состоянии динистор закрыт, а переход его в открытое состояние происходит при подаче прямого напряжения, превышающего некоторый пороговый уровень – напряжение включения. Динистор выключается при уменьшении тока, проходящего через него, до некоторого уровня – тока запираания.

Тринисторы подразделяют на два типа: триодные незапираемые (рис. 2.2) и триодные запираемые (рис. 2.3). Включение этих тиристоров производится по управляющей цепи, а способы их выключения разные. Незапираемые тиристоры выключаются по анодной цепи, а запираемые – по цепи управления. Управляющий

вывод может быть выполнен от разных областей структуры, поэтому триодные тиристоры могут быть с управлением по аноду (рис. 2.2, б) или по катоду (рис. 2.2, а). Управляющие напряжения этих типов тиристоров имеют разные полярности. Запираемые тиристоры получили также название двухоперационных или полностью управляемых тиристоров.

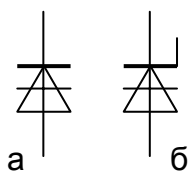


Рис. 2.1

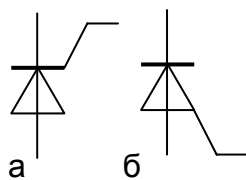


Рис. 2.2

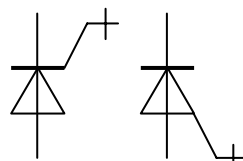


Рис. 2.3

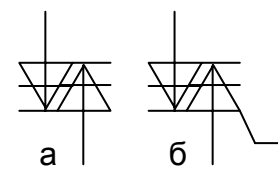


Рис. 2.4

3. По виду обратной ветви ВАХ тиристоры подразделяются на три вида: непроводящие в обратном направлении (см. рис. 2.1, а), проводящие в обратном направлении (рис. 2.1, б) и симметричные тиристоры – симисторы (рис. 2.4). В первом варианте тиристоры при подаче отрицательного анодного напряжения находятся в запертом состоянии. Во втором варианте при обратном напряжении тиристоры находятся в проводящем состоянии (без процесса переключения) – *тиристор-диод*. *Симистор* имеет симметричную ВАХ и переключается как при прямом, так и обратном напряжении. В цепях переменного тока симисторы включаются в положительные и отрицательные полупериоды. Симметричный диодный тиристор (*диак*) и симметричный триодный тиристор (*триак*) имеют условные графические обозначения, приведенные на рис. 2.4. В триаке порог включения тиристора регулируется по цепи управления.

Вольт-амперные характеристики соответственно для динистора, непроводящего в обратном направлении, динистора, проводящего в обратном направлении, и симистора показаны на рис. 2.5.

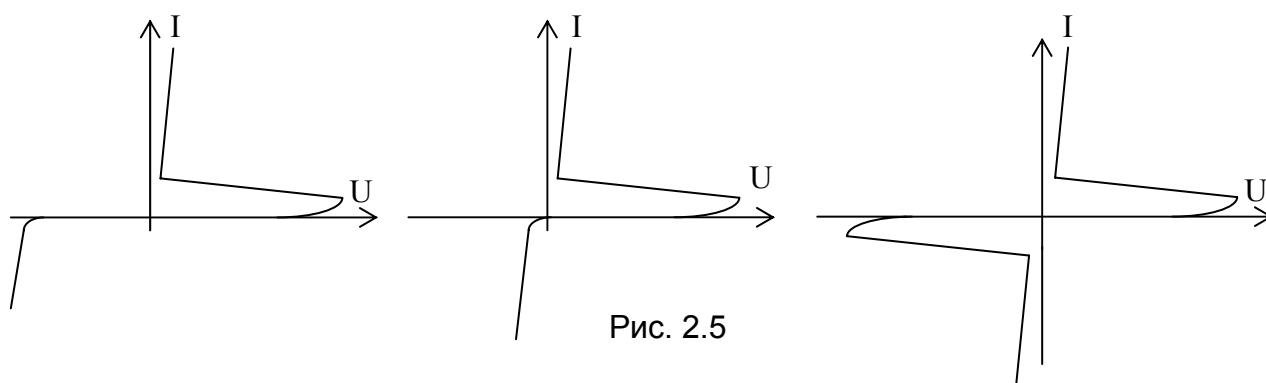


Рис. 2.5

Маркировка тиристоров содержит шесть элементов, например, КН102А, КУ110А. Первый элемент – буква К, определяющая материал (кремний), второй – буква: Н – для диодных тиристоров (неуправляемых), У – для триодных (управляемых), третий элемент – цифра, определяющая разновидность тиристора.

2.2. Структура и принцип действия динистора

Структура динистора содержит четыре области с чередующимся типом проводимости (рис. 2.6).

Внешние области структуры – эмиттеры, соответственно Э1 – p -эмиттер, Э2 – n -эмиттер. Внутренние области – базы, соответственно Б1 – n -база, Б2 – p -база. Внешние p - n -переходы (эмиттерные) смещены в прямом направлении, а внутренний переход (коллекторный) – обратном.

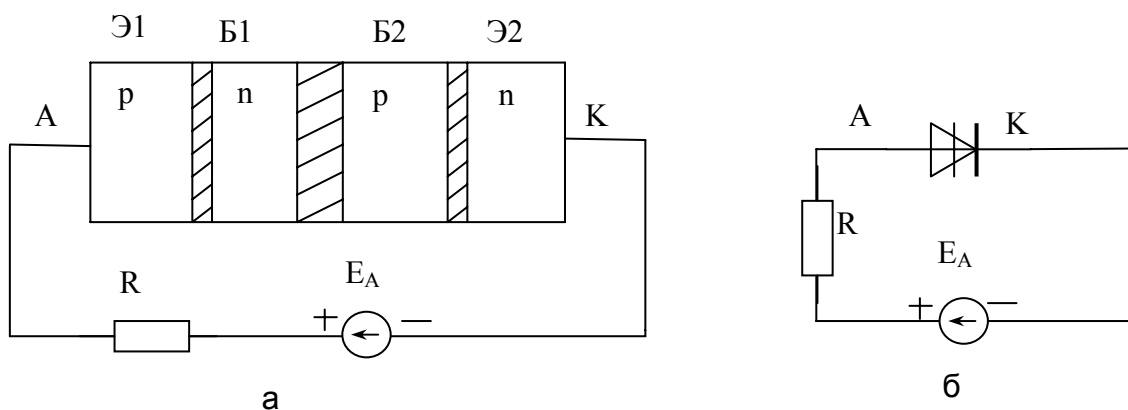


Рис. 2.6

Работа тиристора основана на основных недостатках транзистора:

- используется эффект накопления зарядов в базовых областях структуры;
- реализован режим обрыва базы;
- обратный ток коллекторного перехода инициирует включение тиристора.

При малой величине анодного напряжения ($E_A < U_{вкл}$) ток динистора определяется обратным-смещенным коллекторным переходом. Поэтому ВАХ динистора в диапазоне напряжений $0 < U_A < U_{вкл}$ представляет собой обратную ветвь характеристики диода, т.е. $I_A = I_{k0}$.

Внутри структуры протекают следующие процессы (рис. 2.7):

1. Встречная инжекция основных носителей заряда из эмиттерных областей внутрь структуры, т.е. дырок из p -эмиттера и электронов из n -эмиттера.

2. Диффузионный перенос инжектированных в базы носителей заряда от эмиттерных переходов к коллекторному.

3. Процесс диффузии сопровождается потерей части носителей заряда в базовых областях структуры в результате рекомбинации.

4. Встречная экстракция носителей заряда, достигших коллекторного перехода, в результате чего носители заряда оказываются в собственных базах: дырки – в p -базе, электроны – в n -базе.

5. Рекомбинация неравновесных (избыточных) носителей заряда в собственных базах.

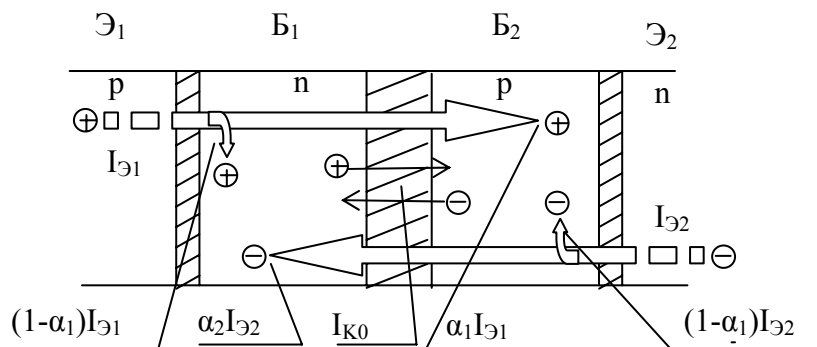


Рис. 2.7

6. Дрейф собственных неосновных носителей заряда через коллекторный переход образует компоненту тока I_{k0} , которая добавляет заряд электронов в n-базу и заряд дырок в р-базу.

Динамическое условие электрической нейтральности для одной из баз, например n-базы, имеет следующий вид:

$$(1 - \alpha_1)I_{Э1} = \alpha_2 I_{Э2} + I_{k0}. \quad (2.1)$$

Левая часть равенства определяет концентрацию дырок, а правая часть – концентрацию электронов. В последовательной структуре протекает единый ток

$$I_{Э1} = I_{Э2} = I_A,$$

тогда условие нейтральности принимает вид

$$I_A = \frac{I_{k0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}. \quad (2.2)$$

Это выражение определяет величину анодного тока для закрытого состояния динистора.

Условие электронейтральности (2.1) можно интерпретировать с другой точки зрения, записав его в таком виде:

$$(1 - \alpha_1)I_{Э1} - I_{k0} = \alpha_2 I_{Э2}.$$

Левая часть равенства является аналогом базового тока, который имеет рекомбинационный характер. Правая часть равенства определяет инжекционную компоненту аналога коллекторного тока. Таким образом, в закрытом динисторе устанавливается динамическое равновесие процессов рекомбинации и инжекции. Однако тиристорная структура работает в режиме обрыва баз. Поэтому нейтральность базовой области, в отличие от транзистора, восстанавливается не током источника питания через базовый вывод, а инжекционным током противоположного эмиттера.

В закрытом состоянии динистора суммарный коэффициент передачи тока невелик $\alpha_1 + \alpha_2 \ll 1$, поэтому его анодный ток

$I_A \approx I_{k0}$. В основу работы тиристора положена зависимость суммарного коэффициента передачи тока от величины самого тока. С увеличением коэффициентов передачи тока

$$\alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 1 \quad (I_A \rightarrow \infty)$$

формула анодного тока (2.2) для закрытого тиристора уже неприменима, так как тиристор переходит в новое состояние. Для ограничения тока, проходящего через тиристор во включенном состоянии, обязательно нужно включать резистор нагрузки. Следовательно, тиристор принципиально не имеет статического режима работы.

Процесс переключения динистора происходит при $E_A \geq U_{вкл}$. Повышение анодного напряжения приводит к нарушению динамического равновесия процессов рекомбинации и инжекции внутри структуры. В результате увеличения уровня инжекции происходит накопление избыточных носителей заряда в собственных базах. В результате взаимодействия двух эмиттерных переходов по принципу положительной обратной связи происходит «лавинообразное» накопление дырок и электронов в соответствующих базах. Механизм действия ПОС иллюстрирует следующая логическая цепочка:

$$p \uparrow (\text{p-база}) \rightarrow U_{\varepsilon 2} \uparrow \rightarrow I_{\varepsilon 2} \uparrow \rightarrow n \uparrow (\text{n-база}) \\ \rightarrow U_{\varepsilon 1} \uparrow \rightarrow I_{\varepsilon 1} \uparrow \rightarrow p \uparrow (\text{p-база}) \text{ (рис. 2.8).}$$

Между объемными зарядами, накопленными в базах, появляется

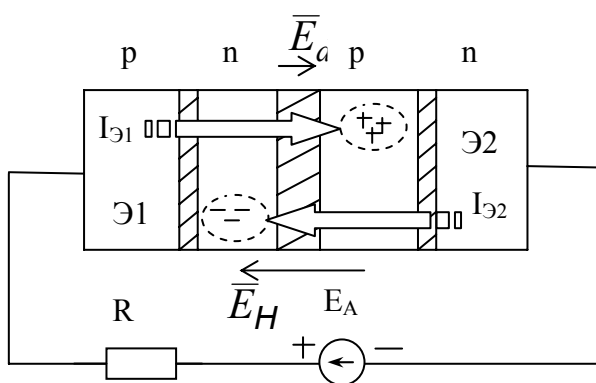


Рис. 2.8

поле накопления \bar{E}_H , которое направлено навстречу полю коллекторного перехода \bar{E}_d . По мере накопления зарядов увеличивается поле \bar{E}_H , что приводит к снижению потенциального барьера коллекторного перехода. Сужение коллекторного перехода сопровождается увеличением анодного тока при одновременном

уменьшении напряжения на динисторе

$$\Delta I_A > 0, \quad \Delta U_A < 0.$$

Таким образом, в результате действия ПОС на ВАХ динистора появляется участок с отрицательным динамическим сопротивлением

$$R_{\partial} = \frac{\Delta U_A}{\Delta I_A} < 0.$$

Поле накопления компенсирует диффузионное поле коллекторного перехода, коллекторный переход открывается, что соответствует открытому состоянию динистора. В этом режиме через прибор протекает большой анодный ток при малом падении напряжения. Большое значение напряжения анодного источника питания перераспределяется между резистором нагрузки (большее напряжение) и динистором (меньшее напряжение).

Это состояние тиристора устойчиво и поддерживается накопленными в базах носителями зарядов. Величину анодного тока включенного тиристора определяют по сопротивлению нагрузки:

$$I_A = \frac{E_A - U_{ост}}{R} \approx \frac{E_A}{R}. \quad (2.3)$$

Остаточное напряжение включенного тиристора $U_{ост} = 1...2$ В. Увеличение напряжения анодного источника E_A приводит к увеличению анодного тока, что соответствует последнему участку ВАХ динистора, определяющего его открытое состояние.

Структуры диодных тиристорov, как правило, несимметричны. Для уменьшения начального значения коэффициента передачи тока одну из базовых областей делают более широкой. Это позволяет увеличить напряжение включения.

Для уменьшения коэффициента передачи со стороны второго эмиттера применяют шунтирование эмиттерного перехода объемным сопротивлением базовой области (рис. 2.9). Металлизацию катода выполняют как на эмиттерной области n_2 , так и на части базовой области.

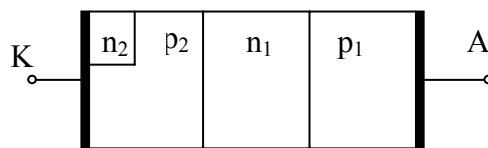


Рис. 2.9

При этом эмиттерный переход n_2-p_2 частично шунтируется через металлическую область катода.

При малых напряжениях ток проходит в основном через зашунтированную область базы, минуя эмиттерный переход n_2-p_2 . С увеличением напряжения появляется инжекция со стороны этого перехода и тиристор включается. Такой вариант реализации катодной области обеспечивает постоянство напряжения включения. Это вызвано более резкой зависимостью коэффициента передачи тока от величины напряжения и тока, что обеспечивает жесткую характеристику переключения.

2.3. ВАХ динистора и его основные параметры

Вольт-амперная характеристика динистора $I_A = f(U_A)$ приведена на рис. 2.10. Характеристика содержит следующие участки.

Участок 1 соответствует обратному напряжению $U_A < 0$. Динистор закрыт, оба эмиттерных перехода смещены в обратном направлении,

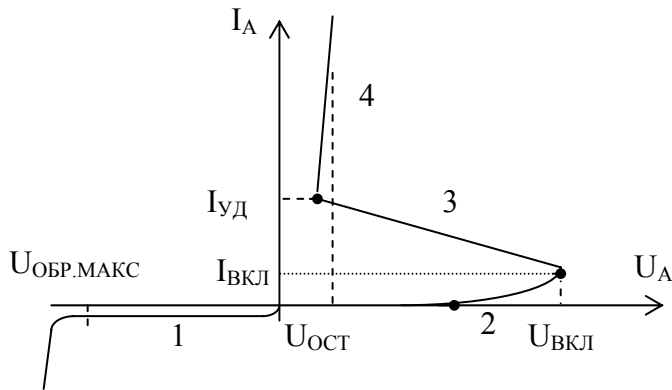


Рис. 2.10

через прибор протекает небольшой ток обратного смещенного перехода $I_A \approx -I_{k0}$. Участок 2

соответствует выключенному состоянию тиристора при подаче на него прямого напряжения $U_A < U_{вкл}$ меньшего, чем напряжение включения. Через тиристор протекает

небольшой ток закрытого состояния. В окрестности точки включения наблюдается некоторое увеличение анодного тока, связанное с эффектом начального накопления. Участок 3 определяет процесс лавинного накопления зарядов в базовых областях при действии внутренней ПОС. Участок 4 соответствует открытому состоянию динистора.

Процесс переключения динистора интерпретируется с использованием нагрузочной прямой, которая строится по двум точкам: режиму холостого хода $I_A = 0, U_A = E_A$ и режиму короткого замыкания $U_A = 0, I_A = E_A/R$ (рис. 2.11). Если

напряжение анодного источника $E_A < U_{вкл}$, то тиристор находится в закрытом состоянии. В этом случае рабочая точка пересечения ВАХ и нагрузочной прямой лежит на участке 2. При увеличении анодного напряжения линия нагрузки перемещается параллельно самой себе в сторону больших напряжений.

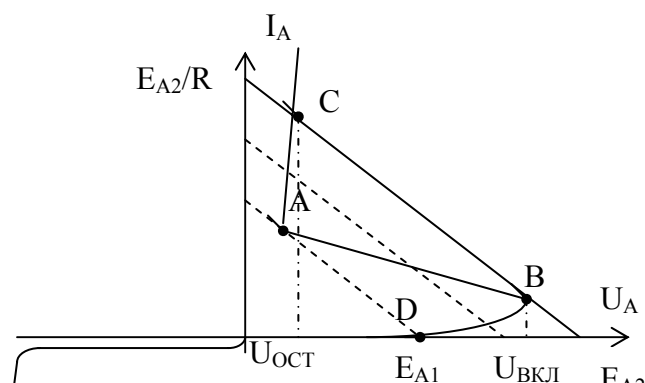


Рис. 2.11

Тиристор переходит во включенное состояние, когда линия нагрузки проходит через точку включения B . Тогда рабочая точка скачкообразно переходит из положения B в положение C , т.е. напряжение на динисторе скачком уменьшается от значения $U_{вкл}$ до величины $U_{ос}$ (открытого состояния), а ток увеличивается от $I_{вкл}$ до

$$I_A \approx E_A/R.$$

Тиристор выключается, когда линия нагрузки при уменьшении анодного напряжения пересекает точку A - точку выключения. Тогда напряжение на динисторе скачкообразно увеличивается до соответствующего значения E_A , а ток уменьшается от значения тока удержания $I_{yд}$ практически до нуля. Характеристика переключения по напряжению имеет гистерезисный характер (рис. 2.12).

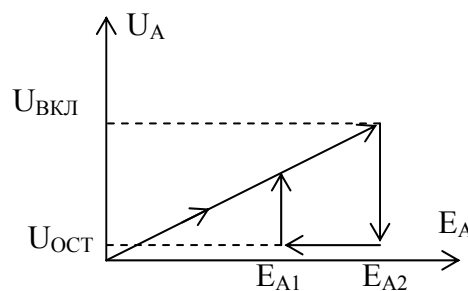


Рис. 2.12

Предельные эксплуатационные параметры определяют максимальные значения параметров, обеспечивающих сохранность структуры.

Максимальное обратное напряжение $U_{обр.макс}$ - это анодное напряжение обратной полярности, которое предотвращает переход прибора в режим электрического пробоя.

Средний ток в открытом состоянии $I_{пр.макс}$ - это максимально допустимое среднее за период значение тока, при котором не происходит недопустимого перегрева структуры. Тиристоры малой и средней мощности имеют $I_{пр.макс} \leq 10$ А.

Максимально допустимая скорость нарастания прямого напряжения - в закрытом состоянии. При больших скоростях нарастания напряжения переключение в открытое состояние происходит при напряжениях, меньших $U_{вкл}$, за счет емкостной составляющей тока коллекторного перехода.

Статические электрические параметры определяют геометрические особенности ВАХ (см. рис. 2.10).

Напряжение включения $U_{вкл}$ и ток включения $I_{вкл}$ определяют координаты точки включения. Превышение этих параметров приводит к переходу тиристора в открытое состояние.

Ток удержания (выключения) $I_{yд}(I_{выкл})$ определяет токовую координату точки выключения. Это минимальное значение тока, необходимое для поддержания динистора в открытом состоянии. При уменьшении тока $I_A \leq I_{yд}$ динистор переключается в закрытое состояние.

Электрические параметры, определяющие степень идеальности прибора как ключевого элемента:

1. Напряжение в открытом состоянии $U_{ос}$ - это падение напряжения на динисторе при максимально допустимом токе. Это напряжение мало зависит от тока и составляет $U_{ос} = 1...2$ В, так как три перехода смещены в прямом направлении.

2. Постоянный ток в закрытом состоянии.

Динамические параметры переключения определяют быстродействие ключевого элемента: время включения $t_{вкл}$ и время выключения $t_{выкл}$.

2.4. Двухтранзисторная модель тиристора

Тиристорную структуру можно получить путем электрического соединения двух транзисторных структур. Формальное объединение двух транзисторных структур по областям с соответствующими типами проводимости показано на рис. 2.13. При этом следует учитывать тот факт, что в тиристорной структуре внешние области являются эмиттерными областями ($\mathcal{E}1, \mathcal{E}2$). Такая же компоновка областей

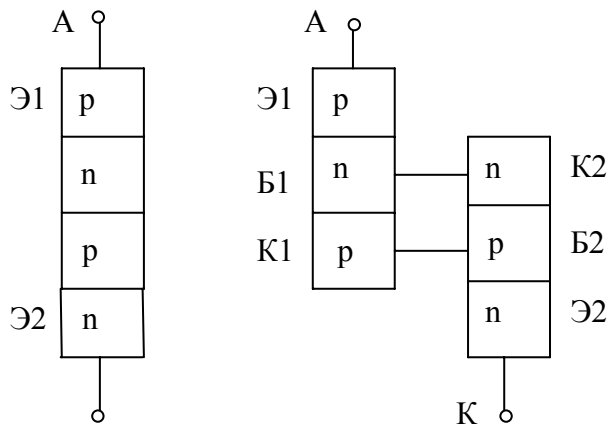


Рис. 2.13

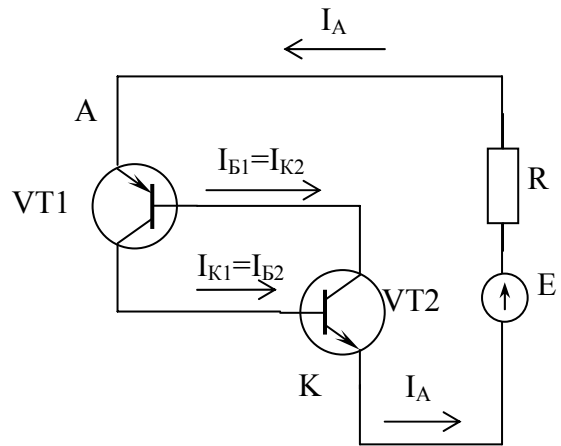


Рис. 2.14

должна соответствовать и двухтранзисторной структуре. Остальные области соответствуют порядку их чередования в транзисторной структуре: база, коллектор, т.е. $\mathcal{E}1 - Б1 - К1, \mathcal{E}2 - Б2 - К2$. На рис. 2.14 двухтранзисторная структура воспроизведена в схематическом исполнении. Два транзистора разных типов проводимости p-n-p и p-n-p соединены в соответствии с принципом объединения двухтранзисторной структуры.

В транзисторах $VT1$ и $VT2$ при соединении согласованы направления токов: $I_{Б1} = I_{К2}$, $I_{К1} = I_{Б2}$, кроме того, $I_{\mathcal{E}1} = I_A$, $I_{\mathcal{E}2} = I_A$. Использование токовых уравнений транзисторов позволяет получить формулу для анодного тока тиристора в выключенном состоянии. Действительно,

$$I_{Б1} = (1 - \alpha_1)I_{\mathcal{E}1} - I_{k01}, \quad I_{К2} = \alpha_2 I_{\mathcal{E}2} + I_{k02}.$$

Так как

$$I_{Б1} = I_{К2}, \quad I_{\mathcal{E}1} = I_{\mathcal{E}2} = I_A,$$

то, приравнивая токи, получаем

$$(1 - \alpha_1)I_A - I_{k01} = \alpha_2 I_A + I_{k02},$$

откуда

$$I_A = \frac{I_{k0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)},$$

где $I_{k0} = I_{k01} + I_{k02}$.

Таким образом, два транзистора различного типа проводимости с коэффициентами передачи базового тока, удовлетворяющих условию

$$\alpha_1 + \alpha_2 > 1,$$

образуют тиристор. Причем этот вариант объединения транзисторов является не только математической (формальной) моделью, но и схемотехническим способом реализации тиристора.

2.5. Способы выключения тиристора

Перевод тиристора из открытого состояния в закрытое происходит при восстановлении обратного смещения на коллекторном переходе. Открытое состояние поддерживается неравновесными (избыточными) носителями зарядов, накопленными в соответствующих базовых областях структуры. Поэтому для выключения тиристора необходимо обеспечить рассасывание этих зарядов. При этом следует учесть, что инжекционный ток из эмиттерных областей постоянно восполняет концентрацию избыточных зарядов в базах.

Процесс выключения инерционен и происходит в течение некоторого времени выключения $t_{\text{выкл}}$. В течение указанного интервала времени происходит как рассасывание избыточных зарядов, так и перезаряд барьерной емкости коллекторного перехода. Отсюда вытекают следующие способы выключения тиристора:

1. Уменьшение тока прибора до величины тока удержания или разрыв цепи (рис. 2.15). В результате уменьшения (или полного прекращения) инжекционных компонент токов, направленных внутрь базовых областей, преобладают рекомбинационные процессы. Концентрация накопленных зарядов уменьшается, вследствие чего тиристор выключается.

2. Метод шунтирования. Тиристор закорачивают в целях прекращения процесса накопления избыточных зарядов в базовых областях (рис. 2.16).

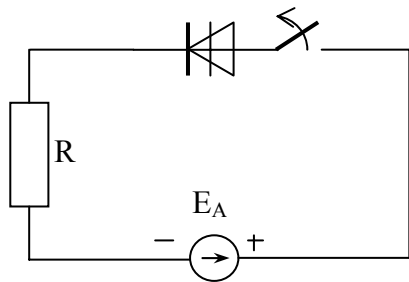


Рис. 2.15

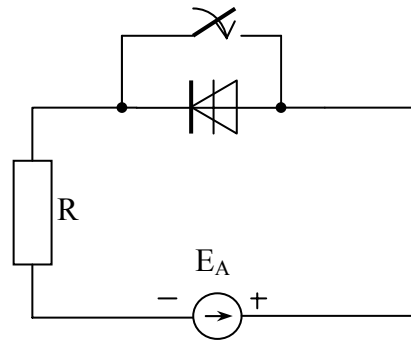


Рис. 2.16

В результате взаимной рекомбинации избыточных электронов и дырок в базовых областях, а также обратной инжекции через эмиттерные переходы происходит рассасывание избыточных зарядов.

3. Изменение полярности анодного напряжения. Выключение тиристора путем изменения полярности анодного напряжения реализуется в схеме коммутации, приведенной на рис. 2.17. Обратное напряжение подается на тиристор от конденсатора в результате замыкания ключа, что приводит к выключению тиристора.

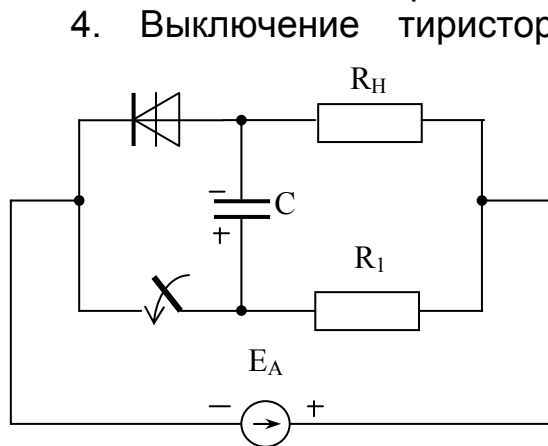


Рис. 2.17

4. Выключение тиристора с помощью тока управляющего электрода. Тринисторы, относящиеся к классу запираемых, могут быть выключены подачей на управляющий электрод сигнала соответствующей полярности. Однако величина тока управления, необходимого для выключения тиристора, зависит от основного тока, проходящего через тиристор. Основной анодный ток постоянно пополняет заряды, которые накапливаются в базовых областях и поддерживают открытое состояние тиристора. Тиристор может быть выключен, если анодный ток не превышает максимального допустимого запираемого тока.

Схема выключения тиристора приведена на рис. 2.18.

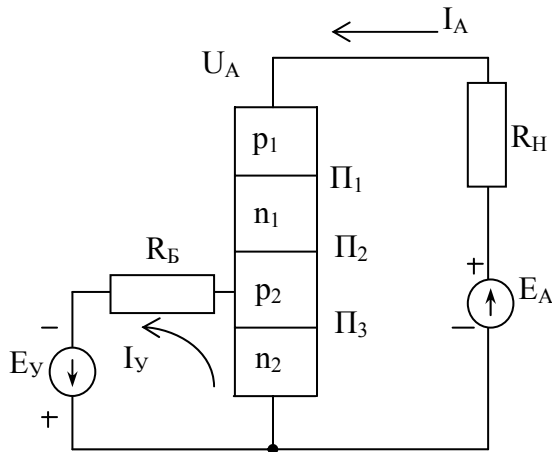


Рис. 2.18

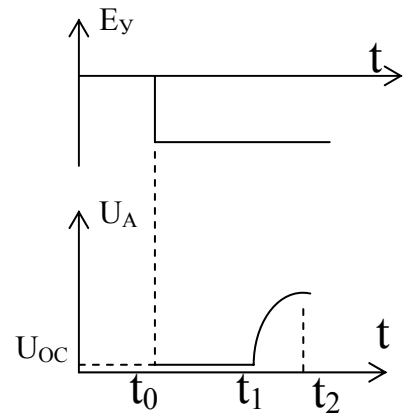


Рис. 2.19

На нижний (катодный) эмиттерный переход подано запираемое управляющее напряжение E_γ . Ток управления I_γ , протекающий через этот переход, направлен навстречу анодному току. В результате отрицательного управляющего тока происходит рассасывание неравновесных дырок, накопленных в базе p_2 . В течение времени $t_0 < t < t_1$ тиристор остается во включенном состоянии, а анодный ток превышает управляющий $I_A > I_\gamma$. На тиристоре падает малое остаточное напряжение $U_A = U_{oc}$ (рис. 2.19). В последующий интервал времени $t_1 < t < t_2$ ток I_A регенеративно уменьшается, закрывается эмиттерный переход Π_3 и далее восстанавливается обратное смещение коллекторного перехода Π_2 . Тиристор выключается.

2.6. Триодные тиристоры

Триодный тиристор имеет три вывода: два основных (анодный и катодный) и управляющий. Управляющий вывод выполнен от одной из базовых областей структуры, например p -базы. Управляющая базовая область p_2 примыкает к катодной области n_2 , поэтому такой

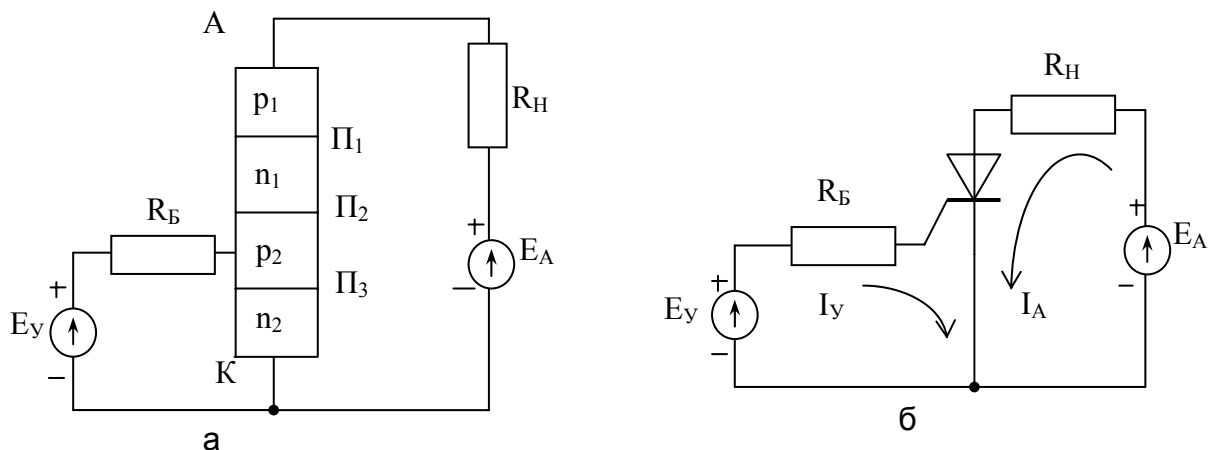


Рис. 2.20

прибор получил название тиристора с управлением по катоду (рис. 2.20, а). Для включения тиристора по цепи управления на управляющий переход p_2 - n_2 подается прямое смещение E_y . Анодный и управляющий токи, протекающие через катодный переход, совпадают по направлению (рис. 2.20, б).

Вариант включения тиристора с управлением по аноду приведен на рис. 2.21.

Прямое напряжение E_y увеличивает инжекцию электронов со стороны эмиттерного перехода Π_3 , что задает начальный уровень накопления в базе n_1 . Поэтому тиристор включается при меньшем анодном напряжении в результате взаимодействия эмиттерных переходов.

Через эмиттерный переход Π_3 протекает сумма анодного и управляющего токов, поэтому по аналогии с динистором уравнение баланса токов принимает такой вид:

$$I_A = \alpha_1 I_A + \alpha_2 (I_A + I_y) + I_{k0}.$$

Тогда уравнение анодного тока тиристора в закрытом состоянии

$$I_A = \frac{I_{k0}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} + \frac{\alpha_2}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} I_y.$$

С увеличением тока управления возрастает инжекция через эмиттерный переход Π_3 , увеличивается коэффициент передачи тока α_2 , поэтому при меньшем анодном напряжении выполняется условие включения тиристора $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. Для осуществления более эффективного управления управляющую базовую область целесообразно выполнять более тонкой.

Процесс включения тиристора отображает вольт-амперная характеристика (рис. 2.22). Увеличение тока управления смещает точку включения в область меньших анодных напряжений. При

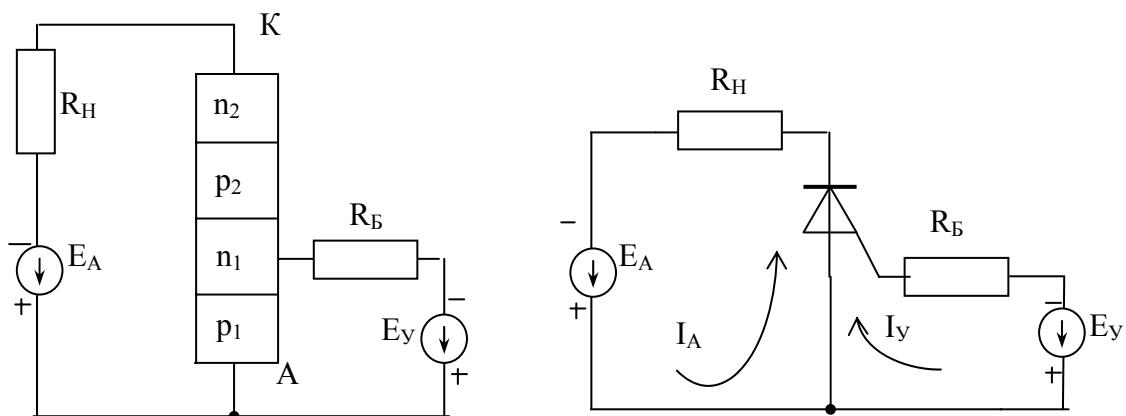


Рис. 2.21

нулевым токе управления и заданной ЭДС анодного источника E_A рабочая точка находится в положении a , что соответствует выключенному состоянию тиристора. При некоторой величине тока управления I_{y1} рабочая точка b соответствует точке включения. После перехода тиристора в открытое состояние точка смещается в положение c .

Зависимость напряжения включения от тока управления описывает характеристика переключения (пусковая характеристика) $U_{вкл} = f(I_y)$ (рис. 2.23). Току управления $I_y = 0$ (точка 1) соответствует режим работы динистора, что определяет наибольшее значение напряжения включения. Произвольному току управления в диапазоне $0 < I_y < I_{спр}$ соответствует режим тиристора, при котором увеличение тока I_y сопровождается уменьшением напряжения включения. Точка 3 определяет диодный режим тиристора, где ток управления принимает значение тока спрямления $I_y = I_{спр}$. Ток спрямления – это такой управляющий ток, при котором анодная ВАХ тиристора спрямляется и имеет вид прямой ветви диода (см. рис. 2.23).

После включения тиристора управляющий ток не играет никакой роли, поэтому тиристор можно включать импульсным сигналом с длительностью импульса $t_u = t_{вкл}$. В биполярном транзисторе для поддержания его в режиме насыщения управляющий базовый ток необходимо подавать непрерывно.

Процесс включения тиристора иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 2.24.

Время включения $t_{вкл} = t_2 - t_0$ – это интервал времени между началом запускающего импульса и моментом времени, когда анодный ток тиристора достигает 90% установившегося значения тока I_A . Время включения содержит две составляющие:

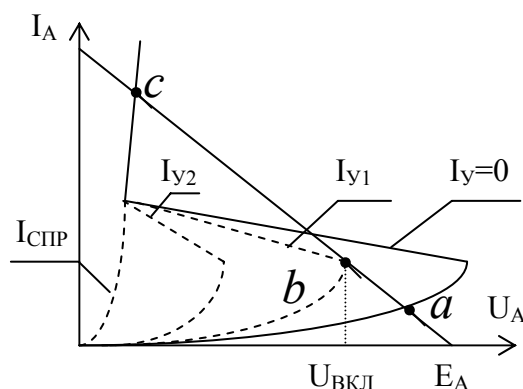


Рис. 2.22

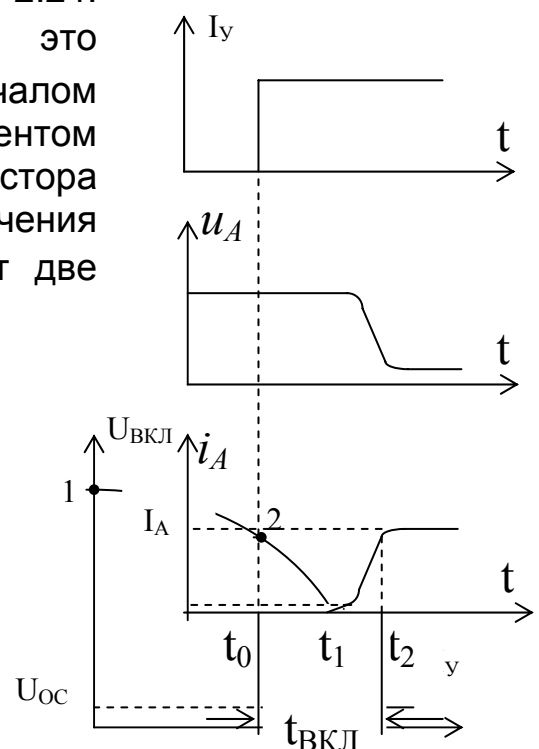


Рис. ; Рис. 2.24

$$t_{вкл} = t_{зд} + t_{нр},$$

где $t_{зд} = t_1 - t_0$ – время задержки,

$t_{нр} = t_2 - t_1$ – время нарастания.

В течение времени задержки анодный ток достигает $0,1I_A$ установившегося значения от момента подачи запускающего импульса. Время нарастания – это интервал времени, соответствующий изменению анодного тока от $0,1I_A$ до $0,9I_A$.

На этапе задержки основную роль играет часть структуры $n_2-p_2-n_1$ (см. рис. 2.20, а). Это время определяется временем перезаряда барьерной емкости эмиттерного перехода Π_3 и временем пролета инжектированных носителей заряда через базовую область p_2 и коллекторный переход Π_2 . Время нарастания определяют инерционные процессы накопления зарядов в базовых областях и перезаряд барьерной емкости коллекторного перехода Π_2 .

Приближенное значение времени включения равно среднему геометрическому времени диффузии носителей заряда в базовых областях:

$$t_{вкл} \approx \sqrt{\tau_1 \tau_2}.$$

Цепь управления характеризуется следующими параметрами:

1. Отпирающий ток управляющего электрода $I_{у.вкл}$, которому соответствует отпирающее напряжение $U_{у.вкл}$. Минимальные значения этих параметров обеспечивают переключение тиристора в открытое состояние при заданном режиме основной цепи.

2. Неотпирающее напряжение $U_{у.ном}$ – наибольшее напряжение на управляющем электроде, не приводящее к отпиранию тиристора.

Схемотехническое изображение тиристорных структур показано на рисунках: рис. 2.25, а – с инжектирующим управляющим переходом, рис. 2.25, б – с омическим управляющим переходом.

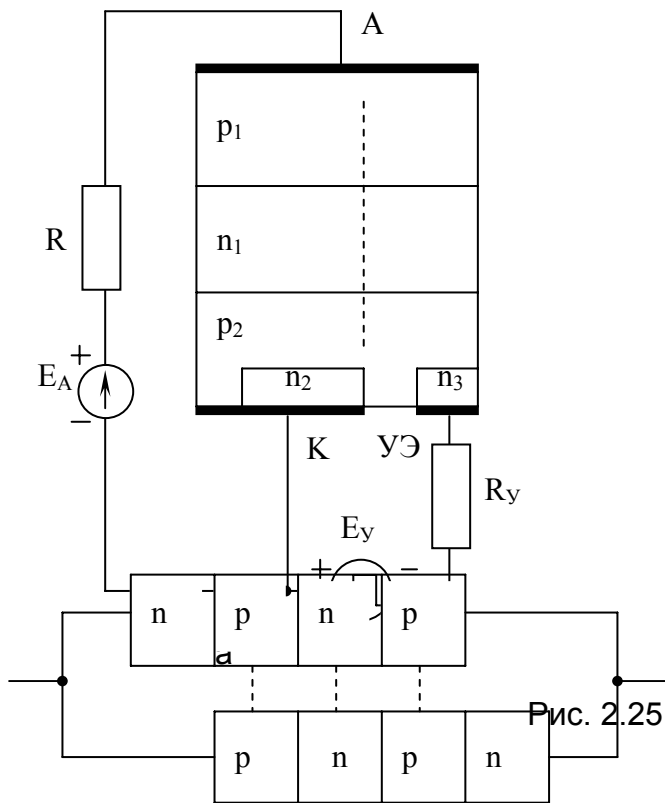


Рис. 2.26

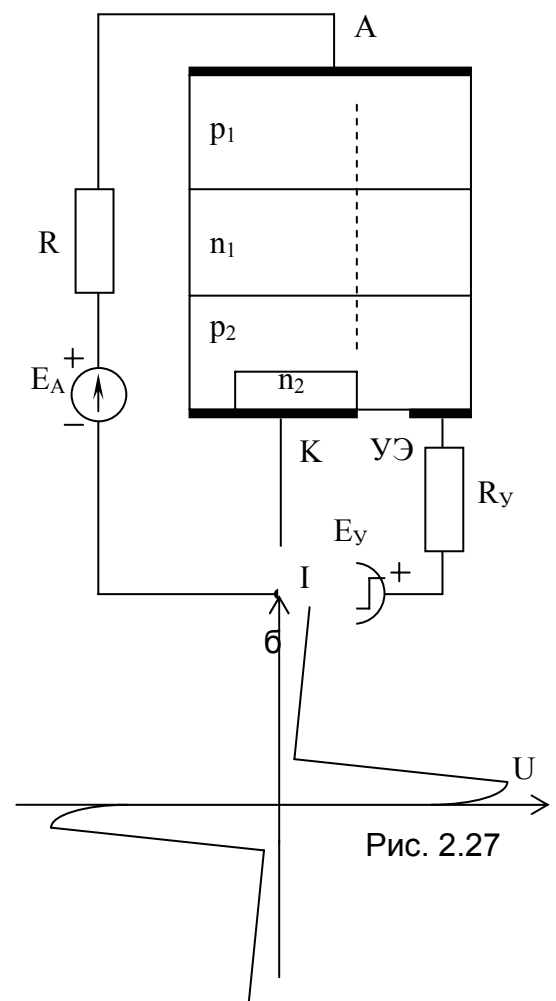


Рис. 2.27

Во втором варианте структуры управляющий вывод выполнен непосредственно из базы p_2 в виде омического перехода металл-полупроводник. В первой структуре введена дополнительная область n_3 , которая образует с базой p_2 дополнительный инжектирующий переход, который управляет основной структурой $p_1-n_1-p_2-n_2$. В обеих структурах используется зашунтированный эмиттерный переход p_2-n_2 . Триодный тиристор, показанный на рис. 2.25, а, содержит основную $p_1-n_1-p_2-n_2$ и управляющую $p_1-n_1-p_2-n_3$ -структуры. При подаче отрицательного сигнала на управляющий электрод вначале включается управляющая структура, а затем основная.

2.7. Симметричные тиристоры (симисторы)

Симметричный диодный тиристор (диак) – это диодный тиристор, который включается как в прямом, так и обратном направлении.

Такой прибор целесообразно применять в цепях переменного тока, так как при этом используются оба полупериода переменного напряжения. Симистор имеет симметричную пятислойную структуру $n-p-n-p-n$ с четырьмя $p-n$ -переходами. В качестве формальной

модели этот прибор можно представить в виде двух динисторных структур $p-n-p-n$ со встречным включением (рис. 2.26).

Внутренняя часть структуры симистора $p-n-p$ является общей для двух динисторов. При разных полярностях внешнего напряжения динисторные части структуры работают поочередно, причем включение одной половины структуры приводит к шунтированию другой. Вольт-амперная характеристика прибора, как и его структура, является симметричной (рис. 2.27). Структура симметричного диодного тиристора показана на рис. 2.28. Крайние переходы Π_1 и Π_4 зашунтированы через дырочные области p_1 и p_2 внешними металлизированными плоскостями. Общая часть для двух половинок структур, разделенных пунктиром, - это область $p_1-n_1-p_2$. Конструктивный принцип шунтирования эмиттерных областей n_1 и n_2 при встречной симметрии двух половин структуры обеспечивает поочередное включение этих частей под управлением внешнего переменного напряжения.

Полярность напряжения, указанная без скобок (см. рис. 2.28), определяет открытое состояние инжектирующего перехода Π_4 и задает обратное смещение на переход Π_1 . Если величина напряжения превышает напряжение включения, то левая часть структуры переходит во включенное состояние, при открытии перехода Π_3 ток протекает по этой части структуры из области p_1 в область n_3 . Противоположная полярность напряжения (указана на рис. 2.28 в скобках) открывает правую часть

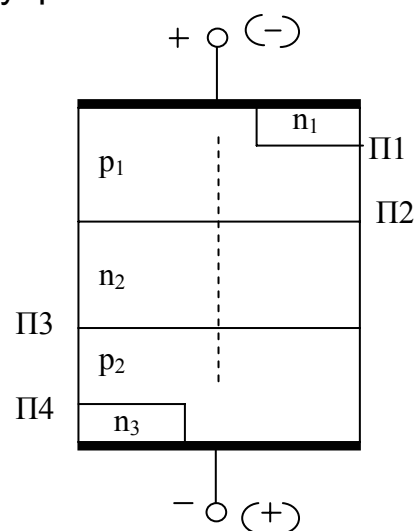


Рис. 2.28

структуры, так как прямосмещенный переход Π_1 становится инжектирующим. При этом левая часть структуры выключается (Π_4 закрывается) вследствие шунтирующего действия правой части структуры. Для этого варианта полярности внешнего напряжения ток протекает из области p_2 через n_2, p_1 в область n_1 , т.е. по правой части структуры.

Симметричный триодный тиристор (триак) включается с помощью управляющей цепи независимо от полярности основного (силового) напряжения.

Существуют различные структурные модификации управляемых симисторов. В зависимости от варианта структуры симистор может переходить из закрытого состояния в открытое только при управляющем токе одного направления. При этом управляющий

электрод имеет только определенный потенциал: положительный или отрицательный. Во втором варианте триодного симистора его включение осуществляется управляющим током любого направления независимо от мгновенной полярности силового напряжения. Структура такого симистора в одной из проекций приведена на рис. 2.29. Прибор имеет три внешних вывода: управляющий электрод – УЭ и два силовых электрода – Э, ЭО, причем один из них (ЭО) является общим для силовой и управляющей цепей. Особенность структуры – зашунтированные эмиттерные переходы n_2-p_2 и p_1-n_3 , а также зашунтированный управляющий переход n_4-p_2 . В зависимости от потенциала УЭ относительно ЭО открывается управляющий переход n_4-p_2 или изменяется потенциал области p_2 . Пространственная (объемная) структура такого симистора приведена в работе [3], где описан также принцип его действия. В зависимости от соотношения полярностей основного и управляющего напряжений:

$$E_A > 0, U_y > 0; E_A > 0, U_y < 0; E_A < 0, U_y > 0; E_A < 0, U_y < 0$$

работает одна из четырех элементарных частей, входящих в общую структуру.

ВАХ такого симистора показана на рис. 2.30. Управляющий ток любого направления изменяет координату точки включения, т.е. величину напряжения включения ($KU208$). Структуры симисторов, управляемых однополярным током, приведены в работе [3].

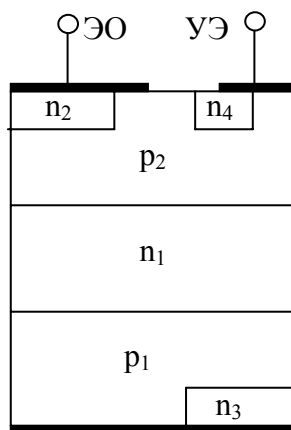


Рис. 2.29

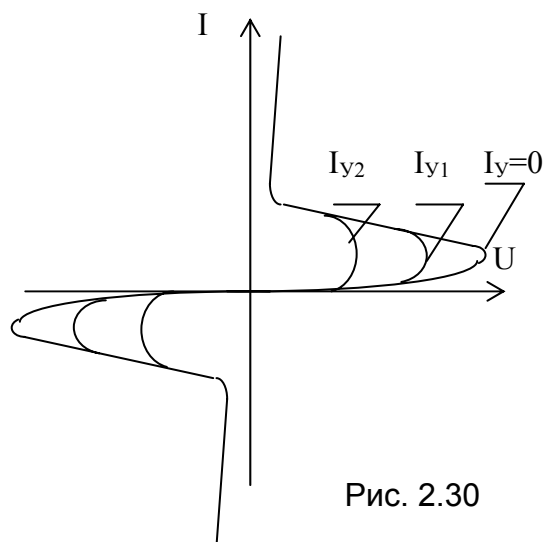


Рис. 2.30

Симистор выключается при уменьшении силового напряжения, когда его основной ток уменьшается до величины тока удержания.

2.8. Особенности применения тиристоров

Тиристор является токовым ключевым пороговым устройством однонаправленного или двухнаправленного действия. При наличии управляющего вывода порогом включения тиристора можно

управлять. Управляющий сигнал может быть постоянным (квазистатическим), аналоговым (изменяющимся во времени) или импульсным. Возможность применения импульсного управляющего сигнала связана с регенеративным механизмом включения тиристора по принципу ПОС.

Тиристор закрывается при уменьшении напряжения по основной цепи вследствие уменьшения тока ниже значения тока удержания. Поэтому этот ключевой элемент эффективно используется в цепях переменного тока. В цепях постоянного тока для выключения тиристора по анодной цепи нужно применять специальные схемы коммутации.

Этот электронный прибор позволяет коммутировать цепи с большой мощностью при небольшой мощности в цепи управления.

В двухоперационном (запираемом) тиристоре включение и выключение анодной цепи осуществляются по цепи управления (рис. 2.31).

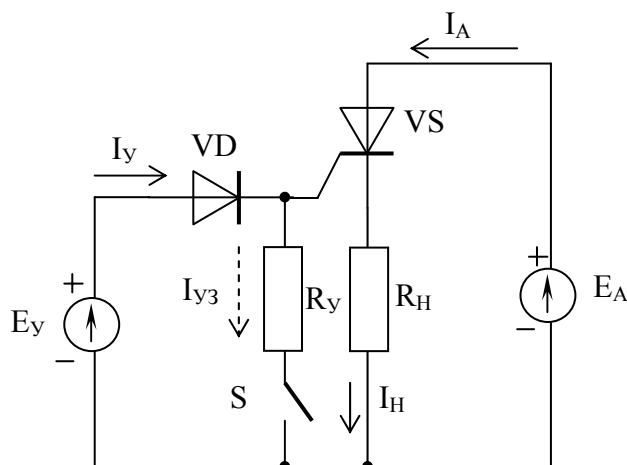


Рис. 2.31

Положительный ток управления I_y включает тиристор. Замыкание ключа S приводит к появлению в управляющей цепи отрицательного запирающего тока $I_{y.зап} = E_A / R_y$. Тиристор выключается при условии

$$I_{y.зап} > \frac{I_A}{K_{выкл}},$$

где $K_{выкл}$ - коэффициент выключения.

Следует отметить, что не существует мощных запираемых тиристоров, поэтому их применение практически ограничено цепями переменного тока.

Тиристоры как пороговые ключевые элементы применяют в различных импульсных схемах (импульсных модуляторах, формирователях мощных импульсов и др.), управляемых выпрямителях, схемах автоматического регулирования и управления мощностью, потребляемой нагрузкой переменного тока, релаксационных генераторах.

Основными достоинствами этих ключевых элементов являются:

- высокая выходная мощность и сравнительно небольшой ток управления;
- простота схемотехники;

- низкая стоимость.

Из недостатков тиристоров следует отметить их сравнительно низкие рабочие частоты (десятки кГц).

На рис. 2.32 показан принцип управления мощностью в цепи переменного тока, которая потребляется резистором нагрузки R_H .

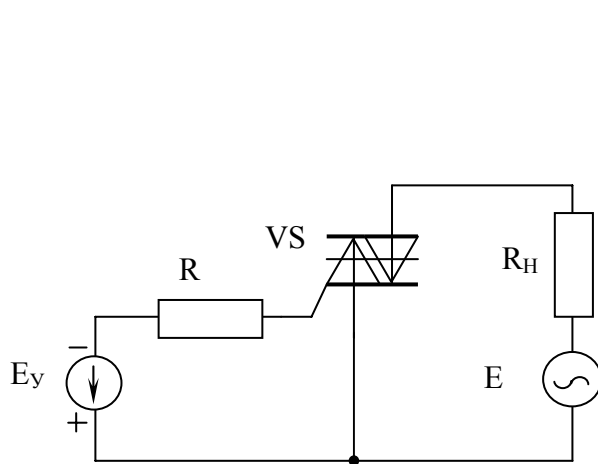


Рис. 2.32

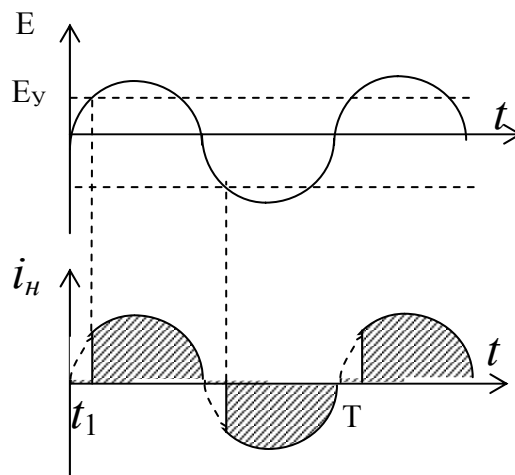


Рис. 2.33

Постоянное напряжение управления задает порог включения симистора как по положительной, так и отрицательной полуволне переменного напряжения (рис. 2.33). Выключение электронного ключа происходит в окрестности нулевого значения переменного напряжения. Мощность, потребляемая нагрузкой, определяется интервалом времени, в течение которого симистор открыт,

$$P_{cp} = 2 \frac{2}{T} \int i_H^2(t) R_H dt.$$

В цепях переменного тока часто применяют фазовый принцип управления. Интервал времени, в течение которого тиристор находится в открытом состоянии, зависит от фазового сдвига между основным и управляющим напряжениями. Принцип фазового управления на основе симистора приведен на рис. 2.34.

При кратковременном включении ключа S в управляющую цепь подается импульс управляющего тока $i_y(t)$, который открывает симистор (рис. 2.35). Симистор подключает переменное напряжение $e(t)$ к нагрузке R_H . Временное запаздывание импульса управления τ определяет фазовое запаздывание

$$\varphi_з = \omega\tau = 2\pi \frac{\tau}{T},$$

что задает ту часть периода, в течение которого симистор закрыт. Управление мощностью в нагрузке происходит за счет изменения указанного фазового сдвига.

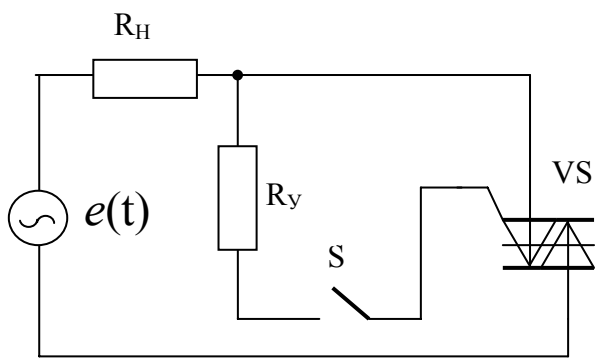


Рис. 2.34

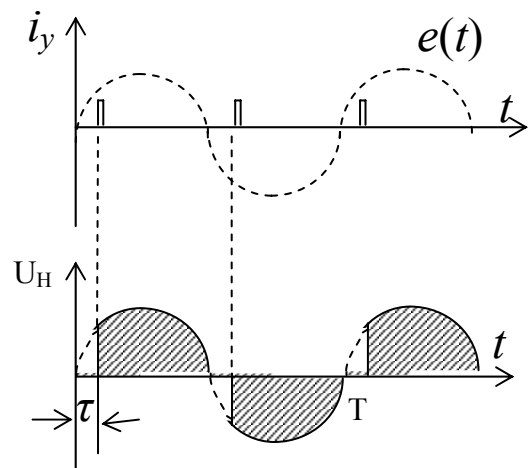


Рис. 2.35

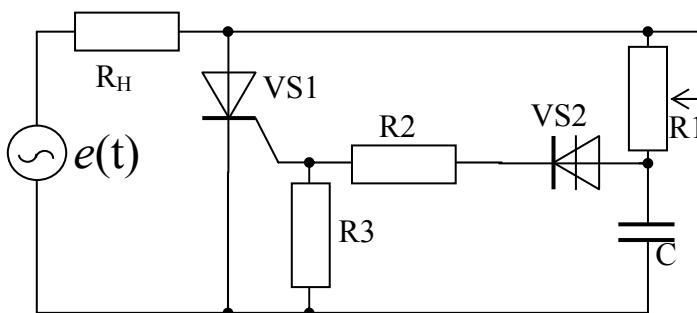


Рис. 2.36

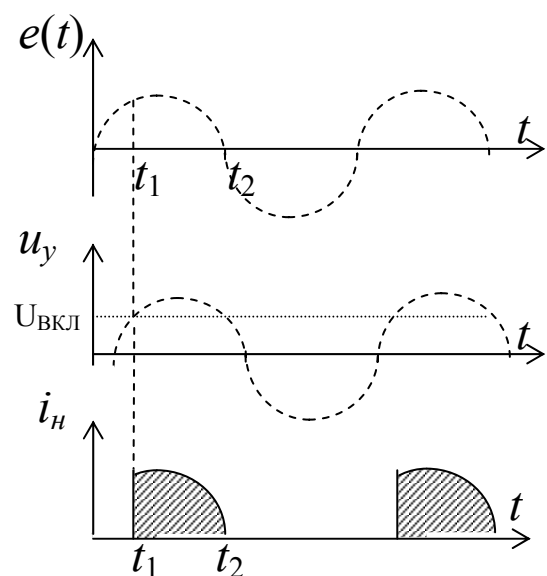


Рис. 2.37

Для уменьшения коммутационных помех применяют разновидность фазового метода – синхронную коммутацию. Управляющие импульсы подаются в нулевые моменты переменного напряжения. В этом случае управление осуществляется целыми периодами. Пачка управляющих импульсов определяет число периодов, в течение которых симистор открыт. Такой метод предпочтителен при работе на инерционную нагрузку.

Пример реализации фазового метода управления на основе триодного тиристора показан на рис. 2.36, а графики, поясняющие его работу, – на рис. 2.37.

3. Однопереходный транзистор

Однопереходный транзистор – это трехэлектродный полупроводниковый прибор с одним управляющим $p-n$ -переходом и удлиненной базой, принцип действия которого основан на эффекте модуляции сопротивления базы.

Этот прибор называют также двухбазовым диодом или нитевидным транзистором. Он имеет некоторые особенности, присущие трем приборам: диодам, транзисторам и тиристорам. Наличие в структуре прибора двух областей: эмиттера и базы, разделенных $p-n$ -переходом, объединяет его с диодами.

Конструктивно он имеет три внешних вывода, один из которых является управляющим, что позволяет относить его к классу транзисторов. Принцип действия однопереходного транзистора основан на двух эффектах: накопление избыточных носителей заряда в базовой области и наличие внутренней положительной обратной связи. Они определяют форму ВАХ прибора, которая близка к характеристике тиристора.

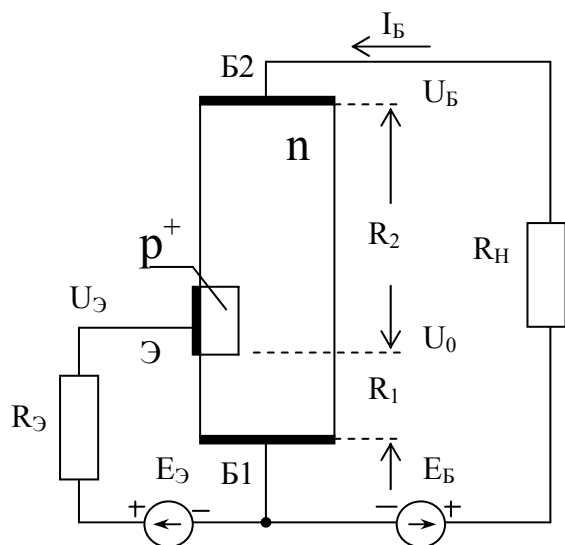


Рис. 3.1

Структура прибора и его эквивалентная схема показаны соответственно на рис. 3.1 и 3.2, а

схема включения с n -базой – на рис. 3.3.

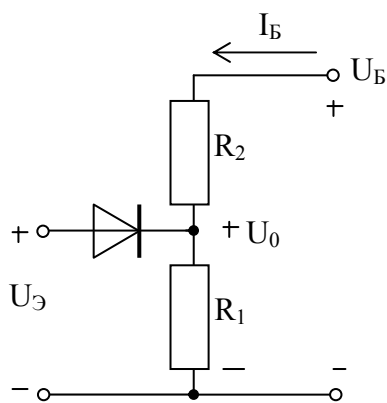


Рис. 3.2

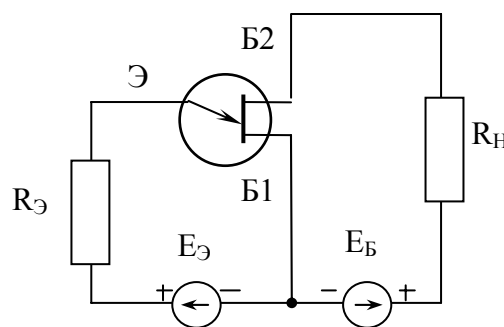


Рис. 3.3

Слаболегированная область базы n -типа с межбазовым сопротивлением $R_{ББ} = 4...9$ кОм имеет два базовых вывода Б1 и Б2. Высоколегированная область эмиттера p^+ -типа имеет внешний вывод и предназначена для инжекции ОНЗ (дырок) в базовую область. Базовая область разделена $p-n$ -переходом на две части: верхняя – с объемным сопротивлением R_2 и нижняя – R_1 . На эквивалентной схеме

они обозначены в виде резисторов R_1 и R_2 , а p - n -переход отображен диодом.

Исходное состояние прибора определяется источниками питания $E_{\text{Э}}$ и $E_{\text{Б}}$, включенных во входной и выходной цепях. Базовый источник задает ток в базовой цепи

$$I_{\text{Б}} = \frac{E - U_{\text{H}}}{R_{\text{ББ}}} = \frac{U_{\text{Б}}}{R_1 + R_2}.$$

При отсутствии тока эмиттера напряжение на базе $U_{\text{Б}}$ делится в соответствии с соотношением сопротивлений R_1 и R_2 , составляющих эту область,

$$U_0 = \frac{U_{\text{Б}}}{R_1 + R_2} \cdot R_2.$$

Напряжение на эмиттерном переходе определяется разностью напряжений:

$$U_{pn} = U_{\text{Э}} - U_0,$$

где $U_{\text{Э}}$ - напряжение на эмиттерном выводе относительно базового вывода B_1 .

При малой величине эмиттерного источника

$$0 < U_{\text{Э}} < U_0$$

это напряжение определяет исходное обратное смещение p - n -перехода. Поэтому во входной цепи протекает небольшой обратный ток перехода I_0 .

Увеличение эмиттерного напряжения при $U_{\text{Э}} > U_0$ приведет к прямому смещению перехода, что вызовет инжекцию дырок из эмиттерной области в базовую. Под действием продольного базового поля дырки дрейфуют в нижнюю часть базы, нарушая ее электрическую нейтральность. Для восстановления квазинейтральности через внешний вывод B_1 от источника $E_{\text{Б}}$ в нижнюю часть базовой области поступают дополнительные электроны. Таким образом, в результате накопления избыточных (неравновесных) зарядов уменьшается объемное сопротивление R_1 этой области.

Уменьшение сопротивления нижней части базы приводит к уменьшению напряжения U_0 , что увеличивает прямое смещение на переходе. Такой механизм действия положительной обратной связи можно представить в виде следующей логической цепочки:

$$U_{\text{Э}} \uparrow \rightarrow U_{pn} \uparrow \rightarrow I_{\text{Э}} \uparrow \rightarrow \Delta p, \Delta n \uparrow \rightarrow R_1 \downarrow \rightarrow U_0 \downarrow \rightarrow U_{pn} \uparrow.$$

Этот процесс приводит к лавинообразному регенеративному нарастанию тока $I_{\text{Э}}$ и уменьшению падения напряжения $U_{\text{Э}}$ на p - n -переходе и нижней части структуры. На входной статической ВАХ это

соответствует участку с отрицательным динамическим сопротивлением.

Следовательно, прибор может находиться в двух устойчивых состояниях: закрытом (при $I_{Э} < I_{ВКЛ}$) и открытом. Открытое состояние насыщения поддерживается избыточными зарядами, накопленными в базе, и соответствующим значением эмиттерного инжекционного тока.

Входная эмиттерная ВАХ данного транзистора показана на рис. 3.4.

Семейство выходных (межбазовых) ВАХ приведено на рис. 3.5. При нулевом токе эмиттера $I_{Э} = 0$ характеристика линейна, так как отображает омический закон базовой области структуры. Характеристики при фиксированном эмиттерном напряжении $U_{Э} = const$ нелинейны и имеют участок отрицательного динамического сопротивления. Замедление роста базового тока при увеличении базового напряжения связано с увеличением межбазового сопротивления в соответствии со следующей логической цепочкой:

$$U_{Б} \uparrow \rightarrow U_0 \uparrow \rightarrow U_{pn} \downarrow \rightarrow I_{Э} \downarrow \rightarrow \Delta p, \Delta n \downarrow \rightarrow R_{ББ} \uparrow.$$

Экстремальная точка соответствует взаимной компенсации напряжений $U_{Э} = U_0$, т.е. $U_{pn} = 0$. Прекращение инжекционного эмиттерного тока приводит к скачкообразному увеличению сопротивления базы, что уменьшает базовый ток.

Однопереходный транзистор имеет два режима работы по базовой цепи: 1) постоянного межбазового напряжения $U_{Б} = const$, 2) постоянного базового тока $I_{Э} = 0$. Режим постоянного напряжения

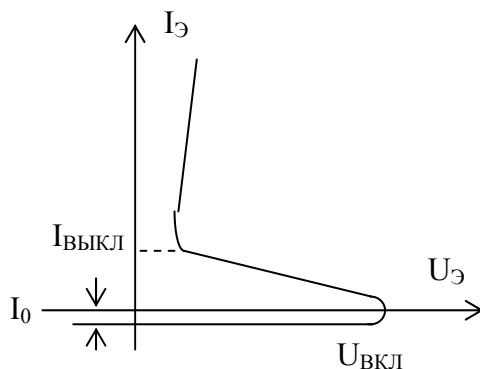


Рис. 3.4

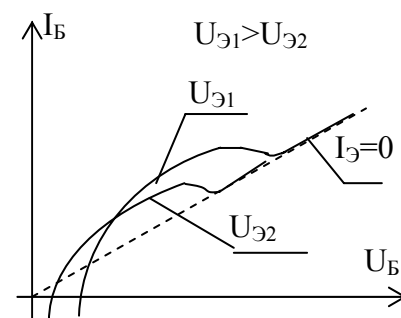


Рис. 3.5

удобно использовать при реализации переключателя, так как напряжение включения стабильно и практически не зависит от температуры:

$$U_{ВКЛ} \approx U_{PN} + U_0 = U_{PN} + U_{Б} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx U_{Б} \eta,$$

где коэффициент передачи по напряжению

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Он определяется только геометрическими параметрами базы.

Режим постоянного межбазового тока применяют при реализации генератора, так как обеспечивается стабильность динамического сопротивления эмиттерной цепи и возрастает величина этого параметра. Для стабилизации тока в структуру прибора встраивают полевой транзистор с управляющим p - n -переходом (рис. 3.6). Полевой транзистор в верхней части структуры выполняет функцию базового резистора нагрузки и стабилизирует базовый ток. Затвор полевого транзистора соединен с истоком (базовым выводом Б₁). Ток стока I_B не зависит от напряжения стока U_B в полевом транзисторе.

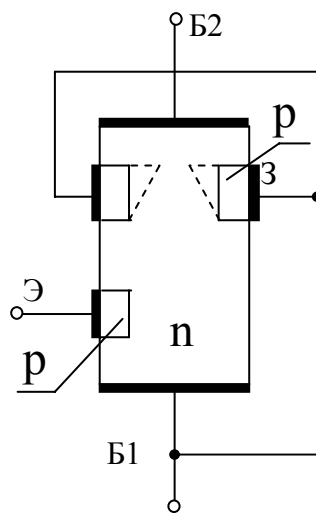


Рис. 3.6

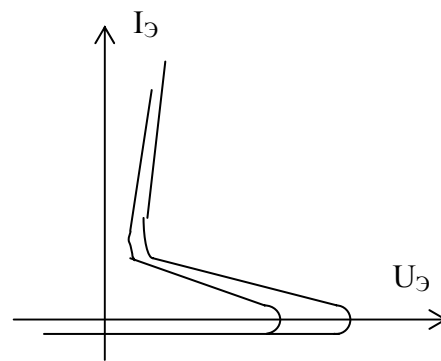


Рис. 3.7

Управлять величиной напряжения можно путем изменения базового тока или базового напряжения (рис. 3.7). Увеличение этих управляющих параметров приводит к возрастанию напряжения включения.

Коэффициент передачи тока однопереходного транзистора определяется отношением выходного и входного токов:

$$h_{21Б} = \frac{\Delta I_B}{\Delta I_Э}.$$

Эмиттерный ток через переход площадью S

$$\Delta I_Э = S\sigma E = Sq\Delta p\mu_p E.$$

Так как через базовый электрод вводится в базу компенсирующий заряд электронов $\Delta n = \Delta p$, то общий базовый ток

$$I_B = I_p + I_n = qS(\Delta p\mu_p + \Delta n\mu_n)E,$$

откуда

$$h_{21Б} = 1 + \frac{\mu_n}{\mu_p}$$

Так как для Ge подвижность электронов превышает подвижность дырок в два раза, а в кремнии – в три раза, то $h_{21Б} = 3...4$.

Дифференциальный коэффициент передачи тока растет с увеличением базового тока, поэтому этот параметр превышает указанное статическое значение.

Основные параметры однопереходного транзистора:

1. Предельно-эксплуатационные параметры:

- постоянная рассеиваемая мощность эмиттера $P_{макс}$,
- постоянный ток эмиттера $I_{Э.макс}$,
- постоянное межбазовое напряжение $U_{ББ.макс}$,
- напряжение эмиттер-базы $U_{ЭБ.макс}$.

2. Электрические параметры, определяющие ключевые свойства:

- ток включения эмиттера $I_{Э.вкл}$,
- ток выключения эмиттера $I_{Э.выкл}$,
- остаточное напряжение эмиттер-базы $U_{ЭБ.ост}$,

характеризующее падение напряжения во включенном состоянии.

3. Дополнительные параметры:

- межбазовое сопротивление $R_{ББ}$,
- коэффициент передачи напряжения η , определяющий отношение эмиттерного напряжения включения к заданной величине базового напряжения.

Отличительные особенности однопереходного транзистора заключаются в следующем. Прибор имеет стабильное напряжение включения при малых значениях тока включения (~ 20 мкА) и тока выключения (~ 1 мА), характеризуется сравнительно высоким остаточным напряжением (~ 5 В) и невысоким быстродействием (максимальная частота не превышает 300 кГц).

Однопереходные транзисторы применяют в качестве стабильного порогового переключательного элемента (КТ119), в схемах включения тиристорных, релаксационных генераторов и генераторах гармонических колебаний (2Т117).

Схема релаксационного генератора и эпюры напряжений приведены на рис. 3.8 и 3.9.

Схема управления током в нагрузке, где для включения тиристора применен однопереходный транзистор, показана на рис. 3.10, а поясняющие эпюры – на рис. 3.11.

Гибридная схема, содержащая однопереходный транзистор и незапираемый тиристор, выпускается в виде единого порогового элемента (2У106), которая приведена на рис. 3.12.

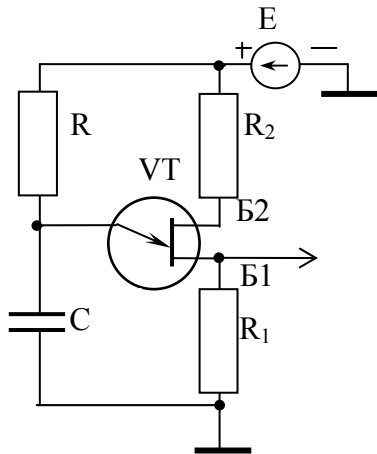


Рис. 3.8

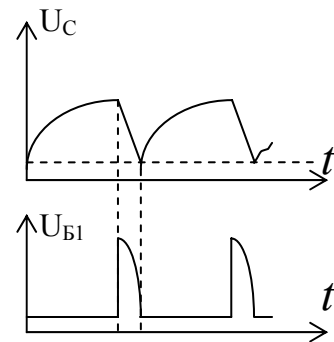


Рис. 3.9

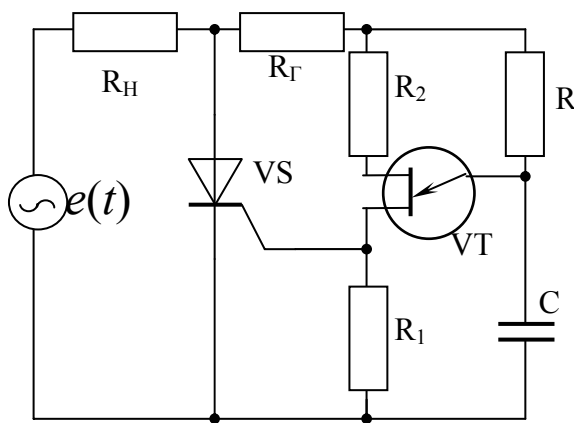


Рис. 3.10

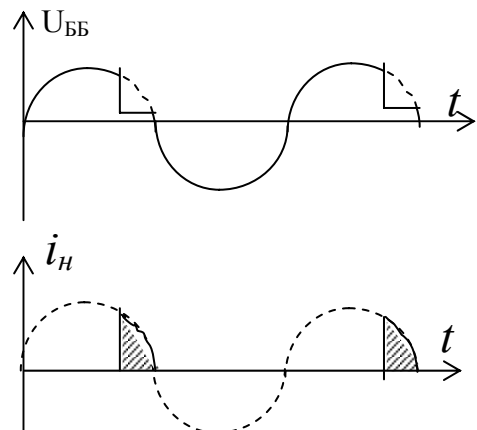


Рис. 3.11

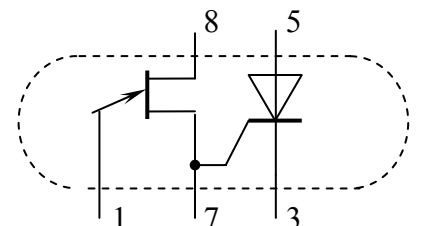


Рис. 3.12

Библиографический список

1. Барсуков С.Н. Элементная база радиоэлектроники. Ч. 1. Полупроводниковые диоды. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2002.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высш. шк., 1991.
3. Тугов Н.М., Глебов Б.А., Чарыков Н.А. Полупроводниковые приборы. – М.: Энергоатомиздат, 1990.
4. Электронные приборы / В.Н. Дулин, Н.А. Аваев, В.П. Демин и др. / Под ред. Г.Г. Шишкина. – М.: Энергоатомиздат, 1989.
5. Пасынков В.В., Чиркин Л.К. Полупроводниковые приборы. – М.: Высш. шк., 1987.
6. Полупроводниковые приборы. Транзисторы: Справочник / В.Л. Аронов, А.В. Баяков, А.А. Зайцев и др. / Под ред. Н.Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1985.

Оглавление

1.	Биполярные транзисторы.		3
	1.1.	Классификация и физические основы БТ.	3
		1.1.1. Классификация и особенности БТ.	3
		1.1.2. Структура и режимы работы БТ.	5
		1.1.3. Принцип действия БТ.	8
	1.2.	Статический режим работы БТ.	11
		1.2.1. Схемы включения БТ и основные токовые соотношения	11
		1.2.2. Обратные связи в БТ.	16
		1.2.3. Статические вольт-амперные характеристики транзистора.	18
	1.3.	Динамический режим работы БТ.	21
		1.3.1. Динамические характеристики транзистора.	21
		1.3.2. Транзистор как линейный четырехполюсник. Система малосигнальных h-параметров.	25
		1.3.3. Зависимость некоторых h-параметров от схемы включения транзистора.	29
		1.3.4. Частотные свойства БТ.	32
	1.4.	Температурная нестабильность параметров транзистора.	36
	1.5.	Импульсный режим работы БТ.	39
		1.5.1. БТ в режиме большого сигнала.	40
	1.6.	Составные транзисторы.	50
	1.7.	Схемы питания транзистора от одного источника.	52
	1.8.	Основные справочные параметры БТ.	55
	1.9.	Конструктивно-технологические особенности транзисторов.	58
2.	Тиристоры.		62
	2.1.	Классификация и условные графические обозначения.	62
	2.2.	Структура и принцип действия динистора.	64
	2.3.	ВАХ динистора и его основные параметры.	67
	2.4.	Двухтранзисторная модель тиристора.	70
	2.5.	Способы выключения тиристора.	71
	2.6.	Триодные тиристоры.	73
	2.7.	Симметричные тиристоры (симисторы)	77
	2.8.	Особенности применения тиристоров.	79
3.	Однопереходный транзистор.		82
	Библиографический список.		88

Барсуков Сергей Николаевич
Кравчук Александр Сергеевич

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
Часть 2
БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ. ТИРИСТОРЫ

Редактор Н.М. Сикульская

Св. план, 2005

Подписано в печать 03.11.2005

Формат 60x84 1/16. Бум. офс. №2. Офс. печ.

Усл. печ. л. 5. Уч.-изд. л. 5,62. Т. 100 экз. Заказ 511. Цена свободная

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17
<http://www.khai.edu>
Издательский центр «ХАИ»
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17
izdat@khai.edu