

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

С.Н. Барсуков

ТЕОРИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ И МИКРОЭЛЕКТРОНИКА

Конспект лекций, часть 3

Харьков «ХАИ» 2007

5. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярный транзистор (БТ) – это активный управляемый 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.

5.1. Классификация и физические основы БТ

5.1.1. Классификация и особенности БТ

В транзисторах рассматриваемого типа электрический ток обусловлен носителями обоих знаков – электронов и дырок, 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 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.

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. 5.1 или 5.2 при семизначной маркировке; четвертый и пятый элементы – цифры, обозначающие порядковый номер разработки; шестой (седьмой) элемент – буква, указывающая на разновидность типа из данной группы.

Таблица 5.1

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 5.2

Граничная частота, МГц	Мощность	
	$P < 1$ Вт	$P > 1$ 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.

5.1.2. 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. 5.1). В зависимости от типа проводимости внешних слоев различают транзисторы с дырочной ($p-n-p$) и электронной ($n-p-n$) проводимостью. На рис. 5.1 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.

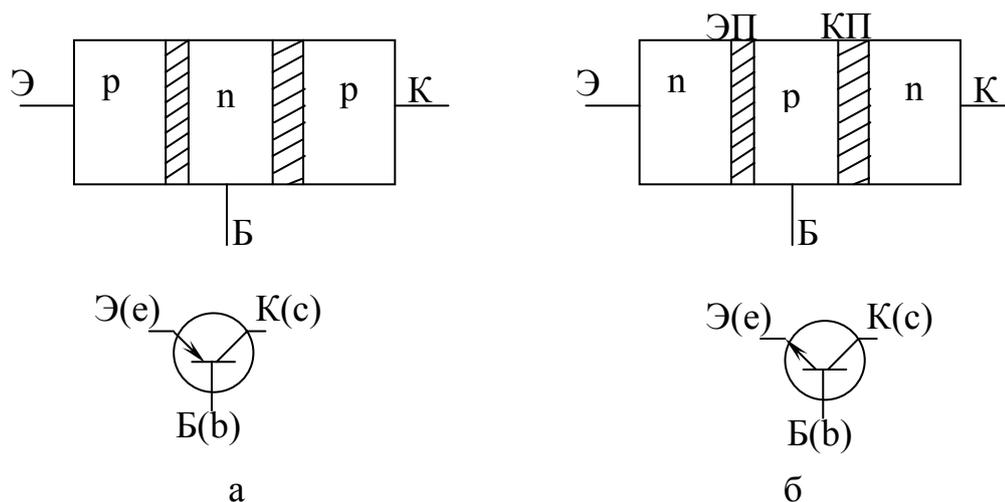


Рис. 5.1

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.

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 бóльшие 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).

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. 5.3.

Таблица 5.3

Режим работы	Состояния переходов	
	Эмиттерный	Коллекторный
Активный	Открыт	Закрыт
Насыщения	Открыт	Открыт
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 микромоощном 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.

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

5.1.3. Принцип действия БТ

Предварительно рассмотрим физические процессы в коллекторном переходе в режиме холостого хода по эмиттерной цепи (рис. 5.2).

Обратное смещение на КП подано от источника E_k , эмиттерная цепь разомкнута, т.е. $I_э = 0$. 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.

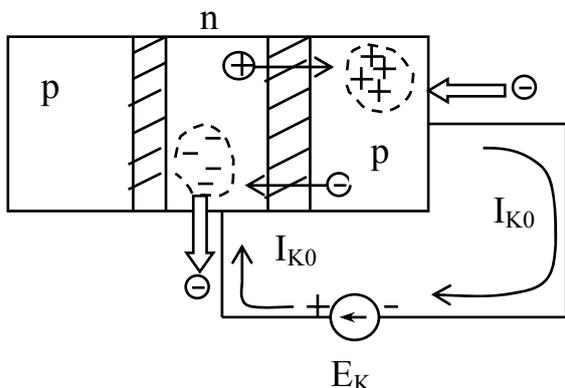


Рис. 5.2

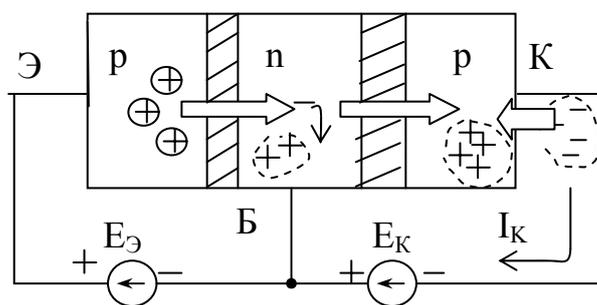


Рис. 5.3

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. 5.3). 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_B , намного меньшей диффузионной длины L_d , основная часть инжектированных в базу дырок (97...99%) достигает коллекторного перехода.

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 $I_{\mathcal{E}}, I_K$ 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:

$$I_{\mathcal{E}} = I_K + I_B. \quad (5.1)$$

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:

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

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

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{KO}. \quad (5.2)$$

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. 5.4), поэтому

$$I_{б.рек} = I_{\mathcal{E}} - \alpha I_{\mathcal{E}} = (1 - \alpha) I_{\mathcal{E}}. \quad (5.3)$$

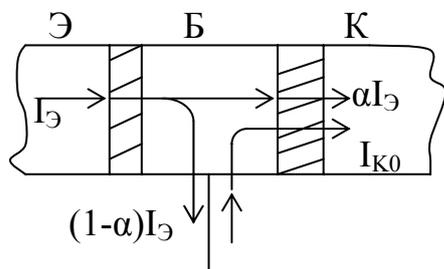


Рис. 5.4

Вторая причина нарушения электронной нейтральности базовой области – пересечение коллекторного перехода собственными неосновными носителями зарядов, т.е. обратный ток коллекторного перехода I_{KO} (см. рис. 5.4).

Указанные выше компоненты базового тока направлены навстречу друг другу, так как они нарушают нейтральность базовой области разнополярно. Компенсирующие их потоки электронов во внешнем выводе базы также направлены навстречу друг другу. Поэтому полный базовый ток определяется следующим выражением:

$$I_{\mathcal{B}} = (1 - \alpha) I_{\mathcal{E}} - I_{KO}. \quad (5.4)$$

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.

5.2. Статический режим работы БТ

5.2.1. 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. 5.5). Название схемы определяет тот вывод транзистора, который является общим для двух источников питания, т.е. одновременно подключен к двум источникам.

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.

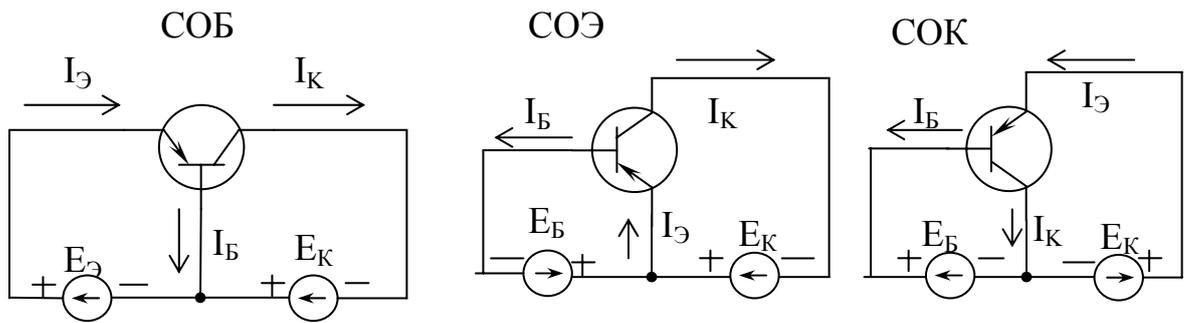


Рис. 5.5

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:

$$\alpha = \frac{I_{\text{К}} - I_{\text{КО}}}{I_{\text{Э}}} \approx \frac{I_{\text{К}}}{I_{\text{Э}}} \quad (5.5)$$

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

$$I_K = \alpha I_{\mathcal{E}} + I_{K0},$$

имеем

$$I_B = (1 - \alpha)I_{\mathcal{E}} - I_{K0}.$$

Направления интегральных токов и контуры протекания их составляющих показаны на рис. 5.6. 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. 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. 5.6 пунктиром.

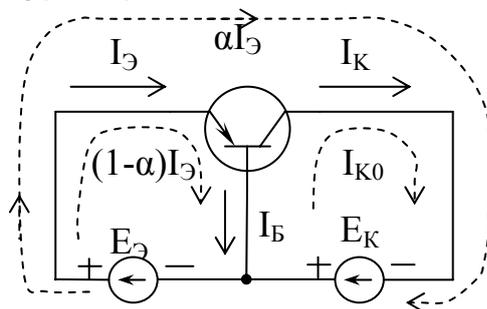


Рис. 5.6

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 (5.2), (5.4).

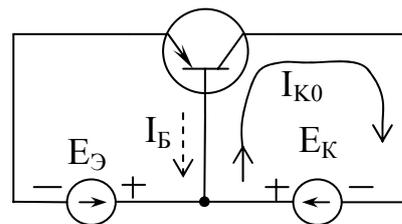


Рис. 5.7

Режиму отсечки соответствует рис. 5.7. 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 $I_{ЭО} \ll I_{КО}$. Тогда токовое условие режима отсечки соответствует нулевому значению эмиттерного тока $I_{Э} \approx 0$. В схеме протекает только обратный ток коллекторного перехода (см. рис. 5.7), поэтому в режиме отсечки имеем следующие соотношения:

$$I_{Э} = 0, \quad I_{К} = I_{КО}, \quad I_{Б} = -I_{КО}.$$

Отрицательный знак базового тока свидетельствует о том, что эта компонента направлена навстречу интегральному току базы (см. рис. 5.7).

Режим насыщения показан на рис. 5.8. 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 $E_{К}$ общий коллекторный ток резко уменьшается и в дальнейшем меняет свое направление. В этом случае инжекционный ток со стороны коллектора превышает эмиттерный инжекционный ток.

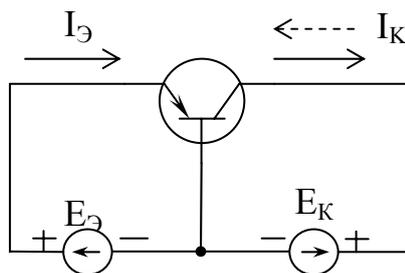


Рис. 5.8

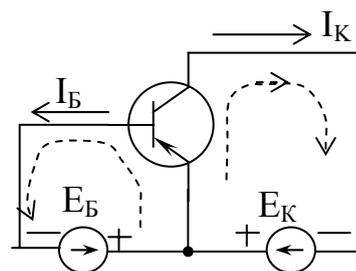


Рис.5.9

Схема с общим эмиттером (ОЭ) для активного режима работы приведена на рис. 5.9. 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 $E_{Б}$ и $E_{К}$, но и от соотношения их величин. Действительно, напряжение на коллекторном переходе

$$U_{КБ} = E_{К} - E_{Б}$$

будет определяться полярностью коллекторного источника, если $E_{К} > E_{Б}$. Только при выполнении этого неравенства смещение на коллекторном переходе будет обратным.

Основное токовое соотношение для этой схемы определяется взаимосвязью $I_{К} = f(I_{Б})$. Используя уравнение

$$I_{К} = \alpha I_{Э} + I_{КО},$$

путем подстановки

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

находим

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

Введем обозначение

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \quad (5.6)$$

тогда

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

Основное уравнение схемы принимает следующий вид:

$$I_K = \beta I_B + I'_{KO}, \quad (5.7)$$

где

$$I'_{KO} = I_{KO}(1 + \beta). \quad (5.8)$$

Статический коэффициент передачи базового тока, как следует из уравнения (5.7),

$$\beta = \frac{I_K - I_{KO}}{I_B + I_{KO}} \approx \frac{I_K}{I_B}. \quad (5.9)$$

Значениям $\alpha = 0,95 \dots 0,99$ соответствует диапазон изменения $\beta = 15 \dots 99$, как следует из их взаимосвязи в уравнении (5.6).

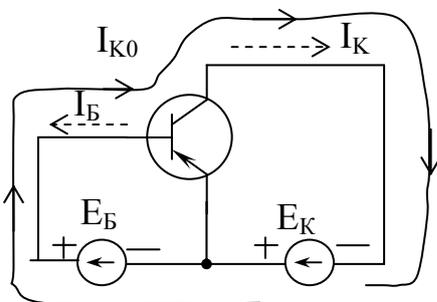


Рис. 5.10

Режиму отсечки соответствует схема, приведенная на рис. 5.10. Отличие от активного режима (см. рис. 5.9) 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:

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

Контур для обратного тока перехода указан на рис. 5.10.

Режиму насыщения формально соответствует схема, приведенная на рис. 5.9. 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.

5.2.2. 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:

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

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

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

5.2.3. 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

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

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

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

приведены на рис. 5.11, а, а для СОЭ

$$I_B = f(U_{БЭ}) \quad \text{при} \quad U_{КЭ} = const -$$

на рис 5.11, б.

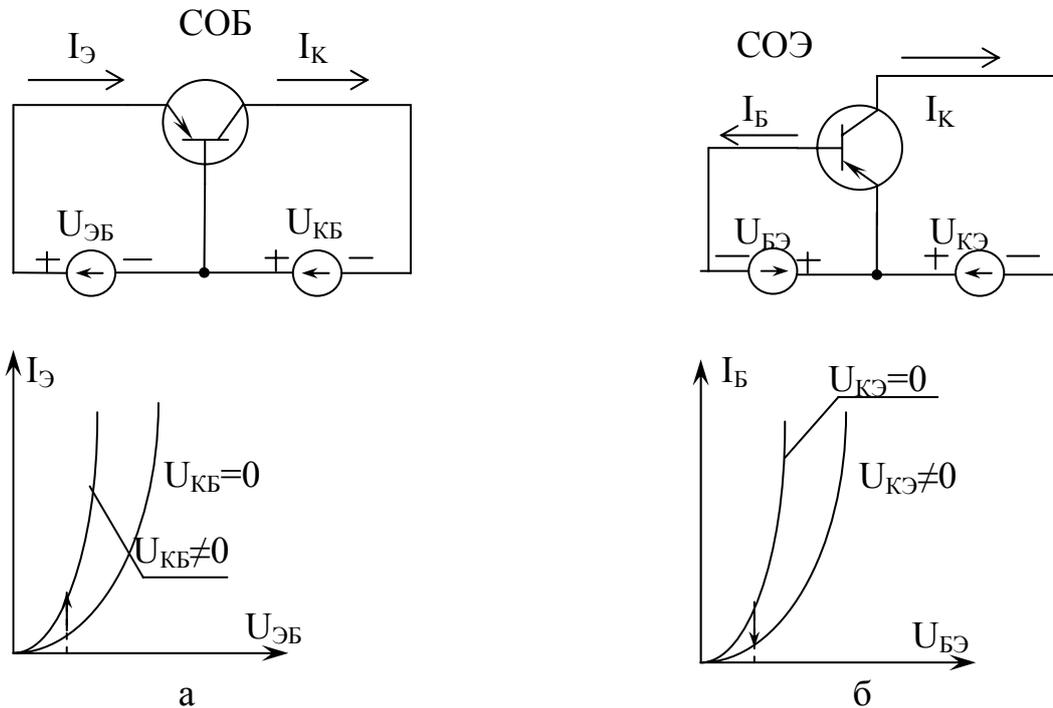


Рис. 5.11

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.

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. 5.11) 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 $I_{Б}(U_{БЭ})$.

Семейства выходных статических ВАХ приведены на рис. 5.12:

$$\text{для СОБ} \quad I_K = f(U_{КБ}) \quad \text{при} \quad I_{Э} = const,$$

для СОЭ $I_K = f(U_{KЭ})$ при $I_B = const.$

В качестве параметра для семейства характеристик принимается входной ток. Тем самым подчеркивается токовый принцип управления транзистором. На рис. 5.12 штриховкой выделены области отсечки и насыщения. Самая нижняя характеристика соответствует минимально возможному току коллектора $I_K = I_{K0}$, она и отделяет область отсечки.

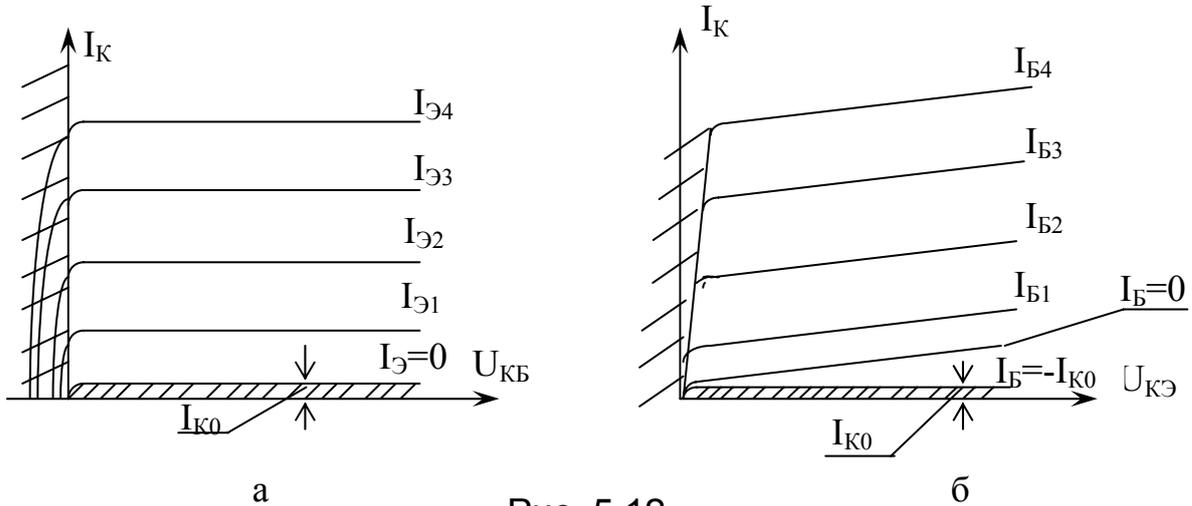


Рис. 5.12

Токоевое условие отсечки $I_{Э} = 0$ дает $I_K = I_{K0}$ (см. рис. 5.12, 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. 5.12, 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 $U_{KB} = 0$ (см. рис. 5.12, 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 $U_{KЭ} < U_{БЭ}$. При чем 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. 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. 5.12, а) характеристики в активном режиме более пологие, чем в схеме с ОЭ. Следовательно, крутизна характеристики активного режима в СОЭ в β раз больше, чем в СОБ.

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.

5.3. Динамический режим работы БТ

5.3.1. Динамические характеристики транзистора

Схема с ОЭ в динамическом режиме приведена на рис. 5.13. 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

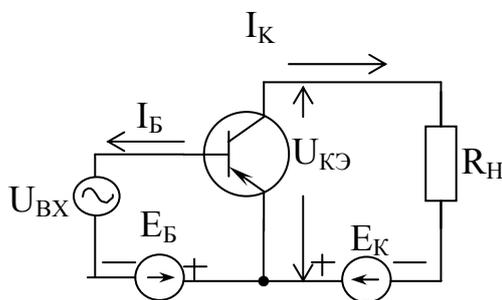


Рис. 5.13

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. 5.14. Отметим, что нагрузочная прямая строится по двум точкам на осях координат (в соответствии с уравнением), которые соответствуют режиму холостого хода

$$I_K = 0, \quad U_{KЭ} = E_K$$

и короткого замыкания

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

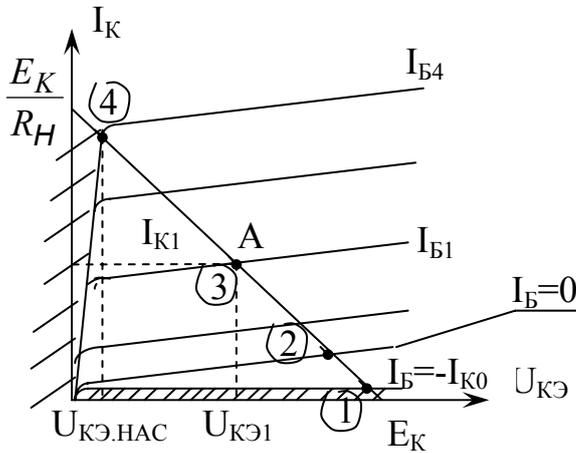


Рис. 5.14

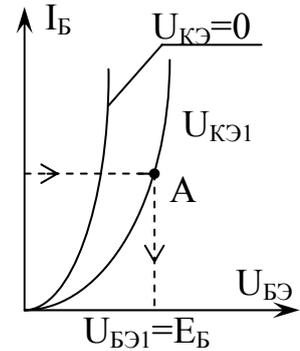


Рис. 5.15

Конкретную характеристику (значение базового тока $I_{Б1}$) из семейства выходных ВАХ задает источник базового смещения E_B в соответствии со входными ВАХ (рис. 5.15).

При полном использовании потенциальных возможностей коллекторного источника и транзистора рабочая точка выбирается в середине нагрузочной прямой (см. рис. 5.14). 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. 5.14).

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. 5.14) в новую систему координат $I_K = f(I_B)$ (рис. 5.15). 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 базового тока $I_B > I_{БН}$ транзистор теряет управляемость.

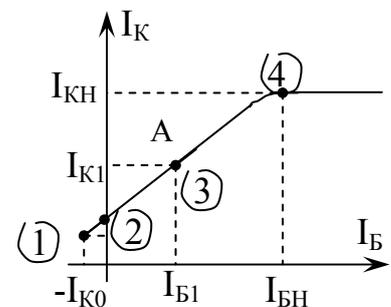


Рис. 5.15

Коллекторный ток достигает максимальной величины тока насыщения и в дальнейшем не изменяется. Значение этого тока определяется практически коллекторным источником и резистором нагрузки

$$I_{KH} = \frac{E_K - U_{KЭ.НАС}}{R_H} \approx \frac{E_K}{R_H}. \quad (5.10)$$

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

$$I_{K1} \cong \frac{I_{KH}}{2} \quad (5.11)$$

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. 5.16).

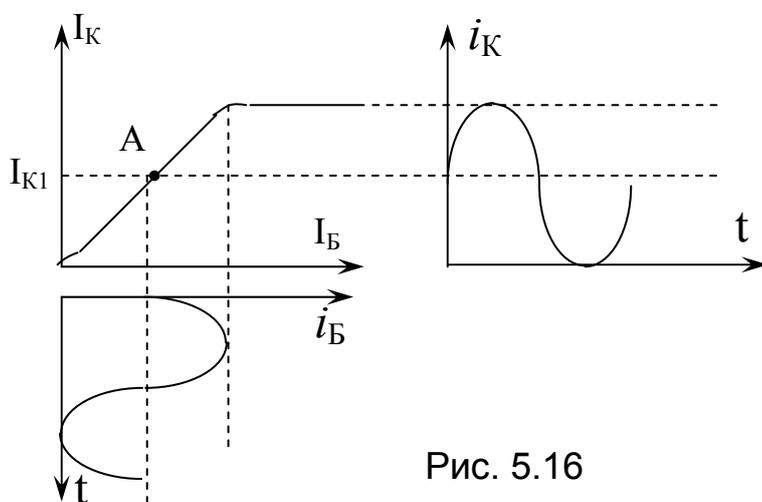


Рис. 5.16

Изменение режима работы транзистора по постоянному току (смещение рабочей точки A) приводит к искажению закона изменения выходного тока (рис. 5.17). Ограничение выходного сигнала происходит вследствие кратковременной потери управляемости транзистором при попадании в область насыщения или отсечки. Двухстороннее ограничение появляется при увеличении амплитуды входного сигнала.

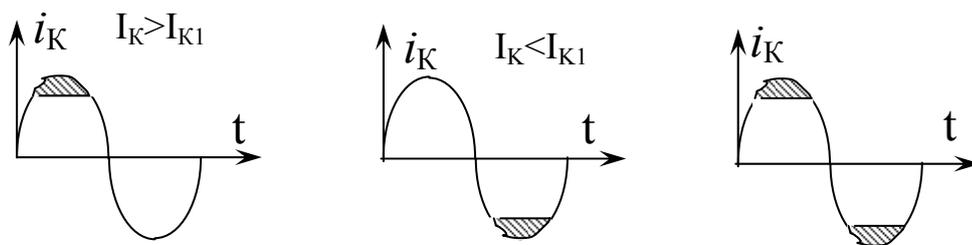


Рис. 5.17

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. 5.18. 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} .

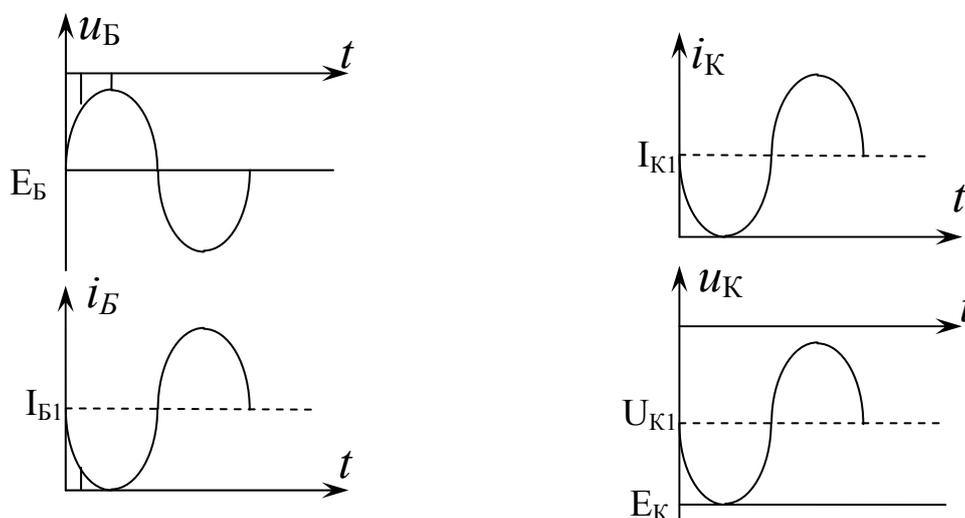


Рис. 5.18

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 инвертирует (инвертирует) фазу сигнала на 180° .

5.5. Импульсный режим работы БТ

Биполярный транзистор при передаче 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%).

5.5.1. 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 ($P = U_{KЭ} I_K$), так как при насыщении $I_K = I_{K.max}$, $U_{KЭ} = U_{KЭ.НАС} = U_{min}$. Для работы в импульсном режиме к транзисторам предъявляются следующие требования:

- минимальное напряжение насыщения $U_{KЭ.НАС}$;
- 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. 5.19).

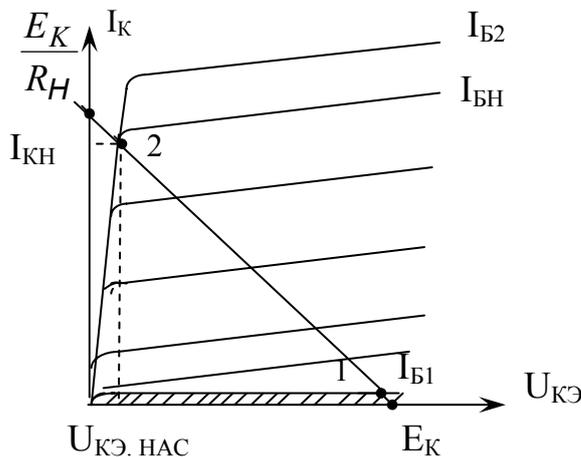


Рис. 5.19

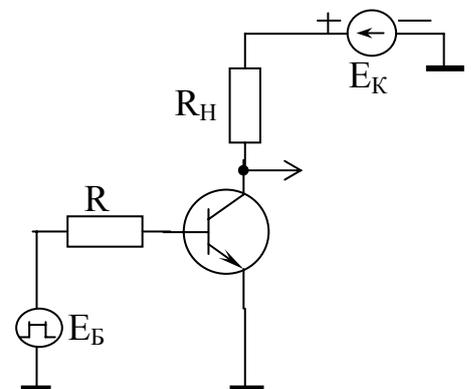


Рис. 5.20

Простейшая схема ключа приведена на рис. 5.20. В связи с инерционностью транзистора изменение состояния ключа требует некоторого времени: $t_{вкл}$ – время включения, $t_{выкл}$ – время выключения.

Переходные процессы при включении ключа показаны на рис. 5.21.

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.

$$t > t_3:$$

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

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

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

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

Переходный процесс состоит из двух этапов:

а) задержка формирования фронта импульса коллекторного тока относительно фронта базового тока ($t_{зД}$ – 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.

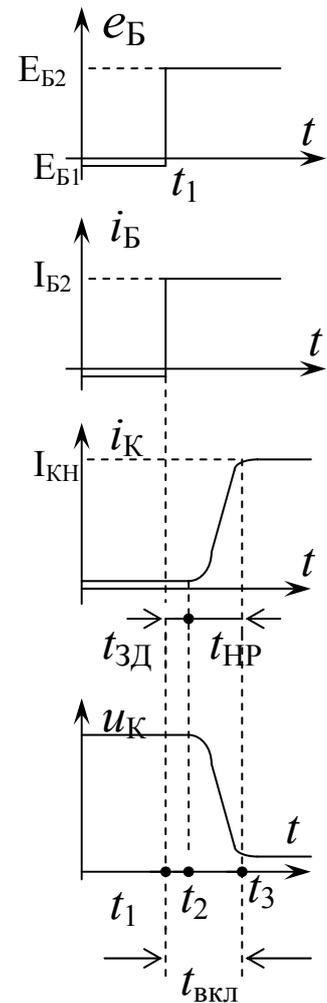


Рис. 5.21

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

$$I_{Б2} \approx \frac{dQ}{dt} = \frac{dQ}{dU_{БЭ}} \frac{dU_{БЭ}}{dt} = C_{вх} \frac{dU_{БЭ}}{dt}, \quad (5.12)$$

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

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

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 (5.12) в виде

$$I_{Б2} \approx \overline{C_{вх}} \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta t}, \quad (5.12a)$$

можно записать

$$\Delta t = t_{3\partial} = \overline{C_{вх}} \frac{\Delta U_{БЭ}}{I_{Б2}}.$$

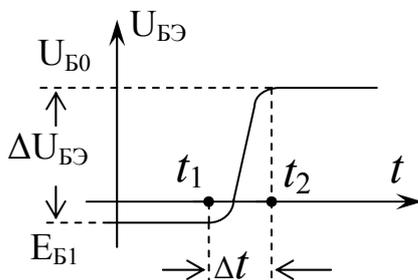


Рис. 5.22

Напряжение на эмиттерном переходе не может изменяться скачкообразно из-за наличия емкости перехода. Поэтому по мере перезаряда емкости это напряжение возрастает (рис. 5.22). При достижении порогового 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

$$t_{3\partial} = (\overline{C_{Э}} + C_{К}) \frac{E_{Б1} + U_{Б0}}{I_{Б2}}. \quad (5.13)$$

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.

Накопление зарядов в базовой области сопровождается следующими физическими процессами. Импульс базового управляющего то-

ка 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.

Длительность переходного процесса будет определяться только эффектом накопления и рассасывания избыточных носителей заряда в базовой области, т.е. диффузионной емкостью эмиттерного перехода. Следовательно, основным уравнением для анализа переходных процессов является *дифференциальное уравнение заряда*

$$\frac{dQ}{dt} + \frac{Q}{\tau} = I_B, \quad (5.14)$$

которое описывает изменение во времени избыточного заряда дырок в базовой области. Здесь τ – время жизни избыточных (неравновесных) носителей заряда в базовой области. Временные параметры переходного процесса определяются из решения уравнения заряда при соответствующих граничных условиях.

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

$$Q(t_{нр}) = Q_{гр} = I_{БН} \tau. \quad (5.15)$$

На выходных ВАХ (см. рис. 5.19) 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.

Время нарастания определяется следующим выражением

$$t_{нр} = \tau_{0Э} \ln \frac{I_{Б2}}{I_{Б2} - I_{БН}}. \quad (5.16)$$

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

$$\tau_{0Э} = \tau + \beta C_K R_H. \quad (5.17)$$

Переходный процесс выключения транзистора показан на рис. 5.23. Длительность процесса характеризуется временем выключения

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

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_{cn} – время спада. В результате выключения транзистор переходит от режима насыщения в режим отсечки.

Поддача 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

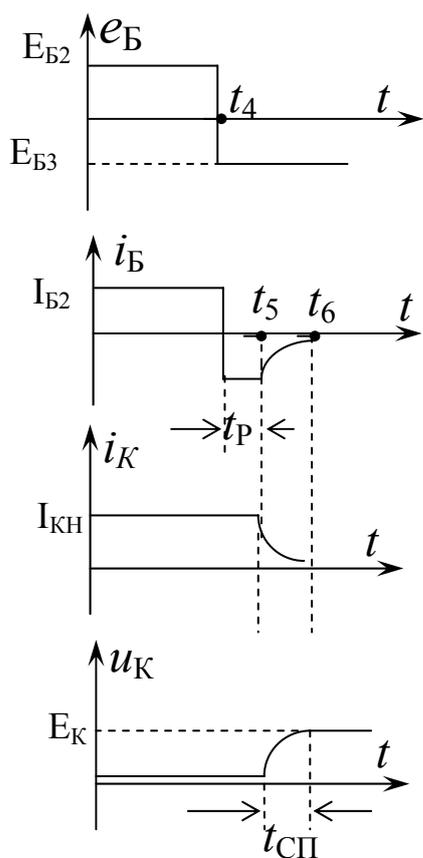


Рис. 5.23

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

Временные параметры переходного процесса при выключении транзистора рассчитываются по следующим формулам:

- для *времени рассасывания*

$$t_p = \tau \ln \frac{I_{B2} + |I_{B3}|}{I_{BH} + |I_{B3}|}, \quad (5.18)$$

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;

- для *времени спада*

$$t_c = \tau_{0Э} \ln \frac{I_{BH} + |I_{B3}|}{|I_{B3}|}, \quad (5.19)$$

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.

6. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

6.1. Общие сведения и особенности транзисторов

Полевой транзистор (ПТ) – это активный полупроводниковый прибор, в котором управление выходным током осуществляется путем изменения проводимости токопроводящей области (канала) с помощью поперечного электрического поля.

Особенности полевых транзисторов.

1. Транзистор является *униполярным* прибором, так как ток в проводящей области (канале) создается носителями заряда одного знака (основными носителями).
2. Основные носители заряда дрейфуют вдоль канала от истока к стоку под действием продольного электрического поля. Выходные параметры транзистора определяются каналом, поэтому эту структуру называют *канальным* транзистором.

3. Цепь управления транзистора (затвор) изолирована от токопроводящего слоя (канала) обратным смещенным р-п-переходом или диэлектриком. Область затвор-канал представляет собой конденсаторную структуру, поэтому транзистор имеет высокое входное сопротивление ($10^8 \dots 10^{10}$ Ом) на постоянном токе.
4. В транзисторе реализован *полевой принцип управления*. Проводимость канала изменяется под действием поперечного электрического поля.
5. Полевой транзистор имеет принципиально более низкий уровень низкочастотных шумов, так как в нем отсутствуют процессы инжекции и поверхностные рекомбинационные явления.

Классификация полевых транзисторов.

Типы полевых транзисторов отличаются структурой управляющей области затвор-канал. Существуют два основных вида транзисторов:

- полевые транзисторы с управляющим р-п-переходом (1952г.);
 - полевые транзисторы с изолированным затвором, т.е. МОП-транзисторы или МДП-транзисторы (1960г. – Д. Кинг, М. Аталла).
- Полевые транзисторы с управляющим переходом выполняются на основе р-п-перехода или перехода металл-полупроводник (Шотки) – МЭП-транзистор.

МОП-транзисторы реализуются в виде двух типов: со встроенным каналом и с индуцированным каналом.

Совокупность взаимодействующих МДП-структур, выполненных по интегральной технологии, представляют собой прибор с зарядовой связью (ПЗС). ПЗС-структуры представляют собой дальнейшее развитие технологии приборов с полевым принципом управления.

Базовым элементом запоминающих устройств является МНОП-структура (металл-нитрид-оксид-полупроводник), а также МОП-структура с плавающим затвором.

Полевой принцип управления реализуется также в мощных переключательных транзисторах Power MOSFET – полевой транзистор с вертикальным каналом.

Объединение биполярной структуры с полевым принципом управления нашло свое отражение в биполярных транзисторах с изолированным затвором – IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistors).

Структура типового полевого транзистора содержит следующие элементы:

Канал – полупроводниковая подзатворная область, в которой регулируется поток основных носителей заряда;

Исток – область, из которой носители заряда поступают (истекают) в канал;

Сток – область, в которую заряды входят (стекают) из канала;

Затвор – полупроводниковая или металлическая область, предназначенная для управления потоком носителей заряда в канале;

Подложка – пассивная полупроводниковая область, на которой изготавливается структура транзистора.

Канал связывает между собой сток и исток, обычно является менее легированной областью в сравнении с областями стока и истока. Основная часть структуры транзистора исток-канал-сток не содержит разделяющих их электрических переходов.

Механизм изменения проводимости канала.

Управляющее напряжение, подаваемое на затвор, приводит к изменению проводимости подзатворной области (канала). Формула объемного сопротивления канала

$$R = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{\ell}{S},$$

где $\sigma = qn\mu$,

определяет следующие варианты регулирования:

- изменение геометрических размеров канала (ℓ, S);
- изменение концентрации основных носителей заряда в канале (n);
- инверсия типа проводимости подзатворной области с последующим изменением концентрации подвижных носителей заряда.

Направление изменение концентрации зарядов определяет возможные режимы работы транзистора: *обогащение* (увеличение концентрации), *обеднение* (уменьшение концентрации).

6.2. Полевой транзистор с управляющим p-n-переходом

Плоская структура транзистора и его симметричный вариант приведены соответственно на рис. 6.1 и рис. 6.2.

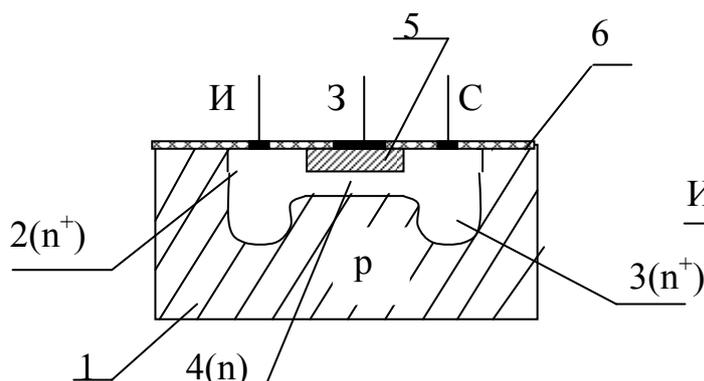


Рис. 6.1

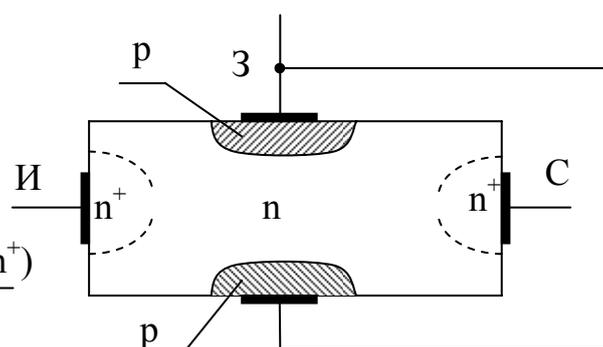


Рис. 6.2

Структура содержит следующие элементы:

- 1 - подложка p-типа; 2 – область истока n⁺-типа; 3 – область стока n⁺-типа; 4 – канал n-типа; 5 – область затвора p-типа; 6 – поверхностный слой SiO₂; И,3,С – внешние выводы соответственно истока, затвора, стока.

Электрический р-п-переход изолирует структуру транзистора от подложки р-типа. Область затвора р-типа также отделена от п-канала изолирующим р-п-переходом. Степень легирования канала намного меньше, чем область затвора. В связи с этим р-п-переход при изменении управляющего напряжения расширяется в основном в область канала.

В зависимости от типа проводимости канала различают полевые транзисторы с п-каналом и с р-каналом. Условные графические обозначения этих транзисторов показаны на рис. 6.3.

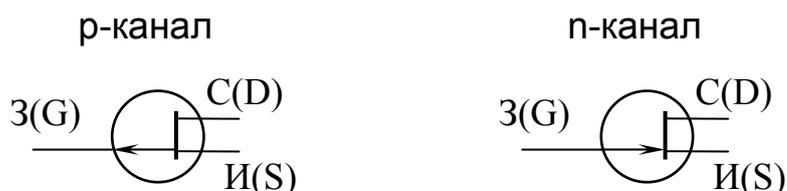


Рис. 6.3

Стрелка затвора указывает направление прямого тока. По аналогии с биполярным транзистором стрелка затвора, направленная внутрь структуры, соответствует р-области, тогда канал должен иметь п-тип проводимости. Противоположная ситуация в транзисторе с п-каналом. В отличие от биполярного транзистора управление в полевом транзисторе осуществляется обратным смещенным р-п-переходом.

Внешние выводы транзистора по международной системе обозначений: S (source) – исток, D (drain) – сток, G (gate) – затвор.

6.2.1. Принцип действия транзистора

Рассмотрим изменения, происходящие в структуре под действием управляющего напряжения, приложенного к затвору. Пусть сток и исток замкнуты накоротко, т.е. $U_{СИ} = 0$, $U_{ЗИ} = 0$.

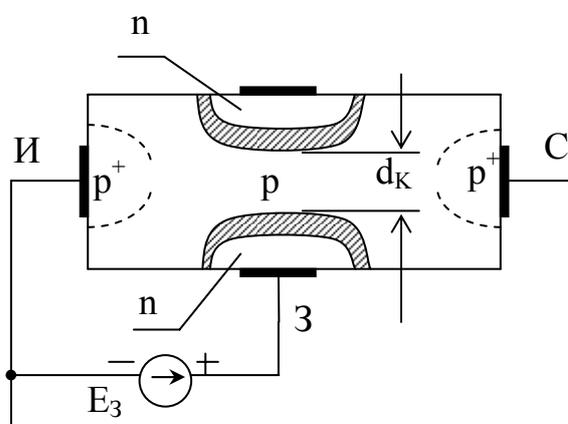


Рис. 6.4

Схема включения для транзистора с р-каналом показана на рис. 6.4. На п-затвор подано обратное смещение от источника E_3 . Ток в канале отсутствует $I_C = 0$, так как $U_{СИ} = 0$. Увеличение напряжения на затворе приводит к уменьшению поперечного сечения канала d_K за счет расширения р-п-перехода, что увеличивает сопротивление канала т.е.

$$E_3 \uparrow \rightarrow d_{п} \uparrow \rightarrow d_K \downarrow \rightarrow R_K \uparrow.$$

Таким образом, при указанных условиях эта структура представляет собой управляемый резистор. Напряжение на затворе, при котором канал полностью перекрывается, называется *напряжением отсечки* $U_{ЗИ.отс}$.

Второй вариант включения структуры соответствует нулевому смещению на затворе и наличию источника между истоком и стоком

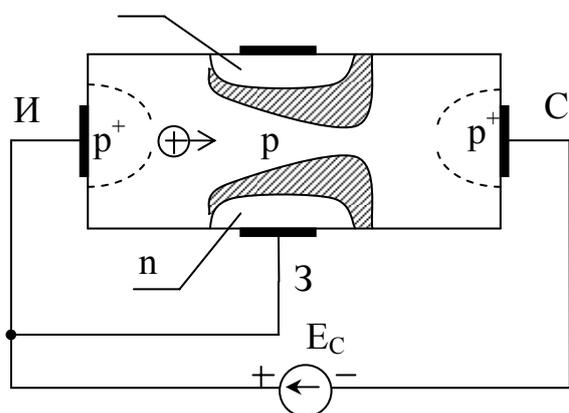


Рис. 6.5

(рис. 6.5) $E_3 = 0$, $E_C \neq 0$. Отрицательный потенциал на стоке обеспечивает дрейф в канале дырок от истока к стоку под действием продольного электрического поля.

Рассмотрим работу структуры при двух диапазонах изменения стокового источника.

1) Пусть ЭДС источника невелика и не превосходит некоторого значения $U_{СИ.нас}$

$$E_C < U_{СИ.нас}$$

В этом режиме структура ведет себя как полупроводниковый резистор и подчиняется закону Ома

$$U_{СИ} = I_C R_K$$

Статическое сопротивление канала R_K определяется его длиной и поперечным сечением. Небольшая величина сопротивления определяет быструю динамику изменения тока при увеличении стокового напряжения.

Наличие тока стока приводит к неэквипотенциальности канала. По мере приближения к стоку увеличивается отрицательный потенциал текущей координаты канала

$$U(x) = I_C R_K(x)$$

В этом режиме структура ведет себя как полупроводниковый резистор и подчиняется закону Ома

$$U_{СИ} = I_C R_K$$

Статическое сопротивление канала R_K определяется его длиной и поперечным сечением. Небольшая величина сопротивления определяет быструю динамику изменения тока при увеличении стокового напряжения.

Наличие тока стока приводит к неэквипотенциальности канала. По мере приближения к стоку увеличивается отрицательный потенциал текущей координаты канала

$$U(x) = I_C R_K(x).$$

Эффект изменения потенциала вдоль канала при замене его резистором иллюстрирует рис. 6.6.

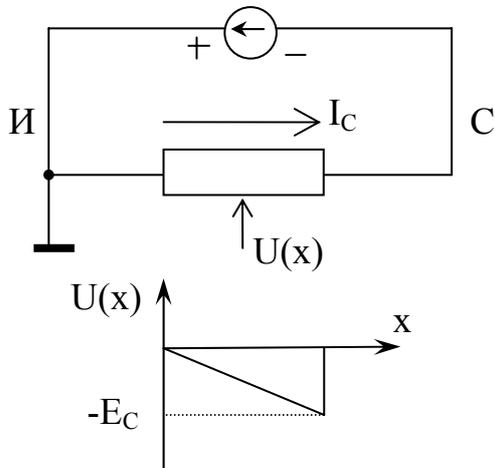


Рис. 6.6

значение

Текущий потенциал канала соответствует обратному смещению р-п-перехода, что приводит к уменьшению сечения канала по мере приближения к стоку.

При малых величинах E_C эффект сужения канала практически не приводит к изменению его сопротивления, поэтому сохраняется линейный закон изменения тока.

2) Пусть ЭДС источника превышает некоторое пороговое

$$E_C \geq U_{СИ.нас}.$$

При повышении напряжения стока в структуре наблюдаются существенные качественные изменения. Сопротивление канала резко возрастает в результате его почти полного перекрытия в области стока. Полного перекрытия не происходит, так как этот эффект является следствием наличия тока стока (при $I_C = 0$ канал должен быть полностью открыт).

В результате действия *внутренней отрицательной обратной связи* наблюдается эффект отсечки приращений тока стока. Механизм действия обратной связи поясняет следующая логическая цепочка

$$U_C \uparrow \rightarrow I_C \uparrow \rightarrow U(x) \uparrow \rightarrow d_K \downarrow \rightarrow R_K \uparrow \rightarrow I_C \downarrow.$$

Рассмотренные режимы транзистора: *омический (резистивный)* – 1 и *насыщения* – 2 показаны на ВАХ (рис. 6.7). Граничными параметрами между этими режимами являются: $U_{СИ.нас}$ – напряжение стока насыщения; $I_{С.нач}$ – начальное значение тока стока.

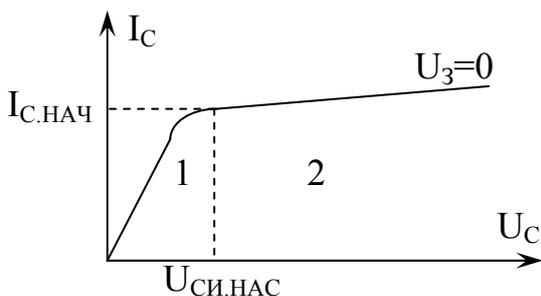


Рис. 6.7

являются: $U_{СИ.нас}$ – напряжение стока насыщения; $I_{С.нач}$ – начальное значение тока стока.

Напряжение насыщения – это такое значение напряжения на стоке, при котором ток достигает состояния насыщения и происходит почти полное перекрытие канала в области стока (при условии $U_3 = 0$).

Начальное значение тока стока – это максимальное значение тока при $U_{СИ} > U_{СИ.нас}$ и $U_{ЗИ} = 0$.

Справедливо следующее приближенное равенство напряжений $U_{СИ.нас} \approx U_{З.отс}$. Действие этих напряжений на сечение канала равнозначно, так как они приводят к полному или практически полному перекрытию канала.

3) Транзисторная структура при наличии двух источников питания $E_C \neq 0, E_З \neq 0$.

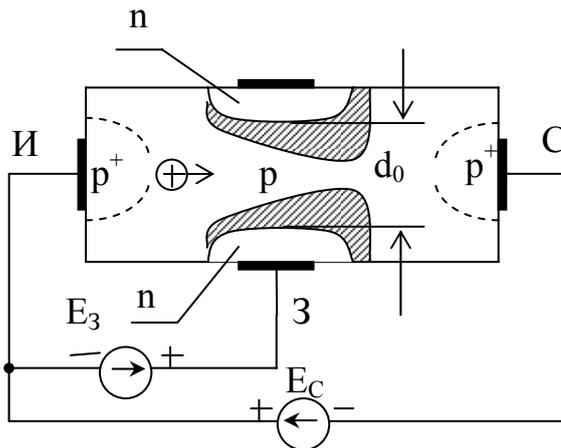


Рис. 6.8

показана на рис. 6.8. Работа структуры в принципе не отличается от рассмотренного в предыдущем пункте, за исключением некоторых особенностей.

Напряжение на затворе задает начальное сечение канала, меньшее, чем при $E_З = 0$. Это приводит к большему сопротивлению канала. При большем начальном сопротивлении канала омический участок характеристики имеет меньшую кру-

тизну.

Перекрытие канала происходит при меньших значениях напряжения стока, так как начальное сечение задает источник $E_З$. Поэтому граничная точка перегиба характеристик $U_{СИ.гр}$ смещается в область меньших стоковых напряжений.

Оба напряжения E_C и $E_З$ задают обратное смещение p-n- перехода, поэтому справедливо следующее соотношение

$$U_{СИ.гр} + U_З = U_{З.отс}.$$

В области стока к p-n-переходу приложена сумма напряжений стока и затвора, поэтому напряжение пробоя для затвора определяется этой совокупностью напряжений

$$(U_З + U_C)_{max} < U_{проб}.$$

6.2.2. Статический режим работы транзистора

Статическая схема включения транзистора с р-каналом показана на рис. 6.9. Для определения полярности источников питания в цепи затвора E_3 и стока E_C можно использовать токовый принцип. Этот

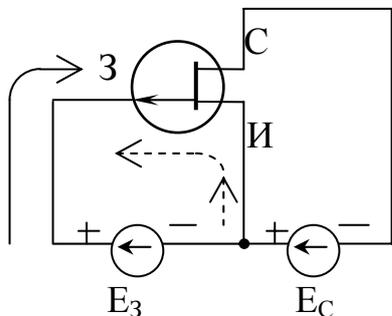


Рис. 6.9

формальный принцип опирается на полевой метод управления и униполярный характер тока транзистора. Для реализации полевого (а не токового) принципа управления источник в цепи затвора E_3 должен обеспечивать минимально возможную величину тока. Так как стрелка затвора указывает направление прямого тока, то ток, создаваемый источником E_3 , должен быть направлен навстречу указанной стрелке. Этот ток соответствует малой

величине обратного тока перехода.

Для определения полярности источника в цепи стока E_C следует вначале определить направление тока в выходном контуре по направлению стрелки затвора. Тем самым находится направление тока основных носителей заряда (униполярный транзистор!) в выходной цепи (прямой ток перехода – это ток ОНЗ). Ток, создаваемый источником E_C , должен совпадать с указанным направлением.

Физический или потенциальный метод выбора полярности источников питания основывается на принципах работы транзистора. Вначале определяется тип проводимости канала по направлению стрелки затвора (по аналогии с биполярным транзистором), в данном случае имеем р-канал. Основными носителями заряда в канале являются дырки. Сток должен собирать ОНЗ (дырки) из канала в соответствии со своим функциональным назначением. Поэтому потенциал стока должен быть противоположен типу проводимости канала (р-канал и отрицательный потенциал стока).

Потенциал затвора всегда противоположен потенциалу стока, так как сток собирает ОНЗ из канала, а затвор выталкивает ОНЗ из подзатворной области канала. Следовательно, потенциал затвора должен совпадать с типом проводимости канала (р-канал и положительный потенциал затвора).

Статические ВАХ.

Семейство *статических стоковых характеристик* приведено на рис. 6.10

$$I_C = f(U_{СИ}) \quad \text{при} \quad U_{ЗИ} = const,$$

а *стокозатворных характеристик* на рис. 6.11

$$I_C = f(U_{ЗИ}) \quad \text{при} \quad U_{СИ} = const.$$

Стокзатворные характеристики строятся, исходя из стоковых характеристик. Точки, соответствующие постоянному значению стокового напряжения $U_{СИ1}$, переносятся в новую координатную плоскость $I_C = f(U_{ЗИ})$.

Параболическая линия отделяет омическую область стоковых характеристик от области насыщения (см. рис. 6.10). Транзистор проявляет активное свойство на пологих участках характеристик, соответствующих области насыщения. *Выходное динамическое сопротивление* определяется из характеристического треугольника

$$R_C \cong \frac{\Delta U_C}{\Delta I_C} \quad \text{при} \quad U_{ЗИ} = const.$$

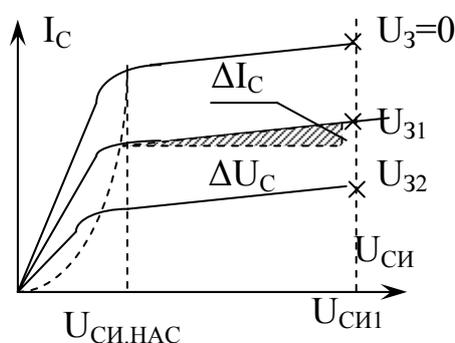


Рис. 6.10

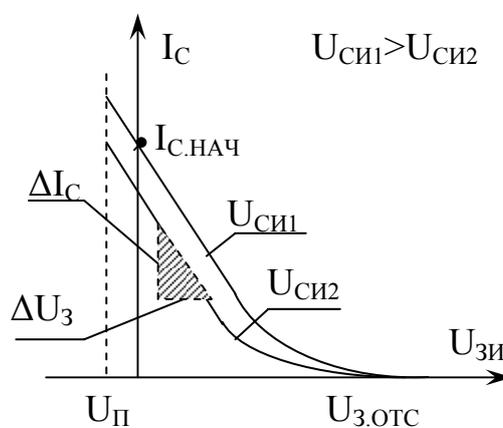


Рис. 6.11

Большое значение этого сопротивления позволяет рассматривать выходную цепь транзистора как эквивалентный генератор тока.

Стокзатворная характеристика определяет второй динамический параметр транзистора – *крутизну характеристики* (см. рис. 6.11)

$$S \cong \frac{\Delta I_C}{\Delta U_3} \quad \text{при} \quad U_{СИ} = const.$$

Крутизна дает количественную оценку эффективности управления транзистором и является основным усилительным параметром прибора.

Граничные координаты характеристик соответствуют статическим параметрам транзистора

$$I_{C.нач} = I_{DSS}, \quad U_{З.отс} = U_{GS(off)}, \quad U_{СИ.нас}.$$

Стокзатворные характеристики продолжены в область отрицательных напряжений затвора до порогового значения

$$U_{ЗИ} = U_{П} \approx 0,5 \text{ В.}$$

Это связано с пороговым эффектом отпираания кремниевого р-п-перехода. Поэтому при изменении полярности напряжения на затворе полевой принцип управления сохраняется до указанного порогового значения.

6.2.3. Динамический режим работы транзистора

Схема включения транзистора с общим истоком при питании от одного источника показана на рис. 6.12. Резистор нагрузки включен в цепь стока. На этом резисторе выделяется переменное выходное напряжение. Полярность источника питания E_C выбрана с учетом типа проводимости транзистора (р-канал).

Смещение на затворе формируется в результате падения напряжения на резисторе в цепи истока. Падение напряжения на резисторе

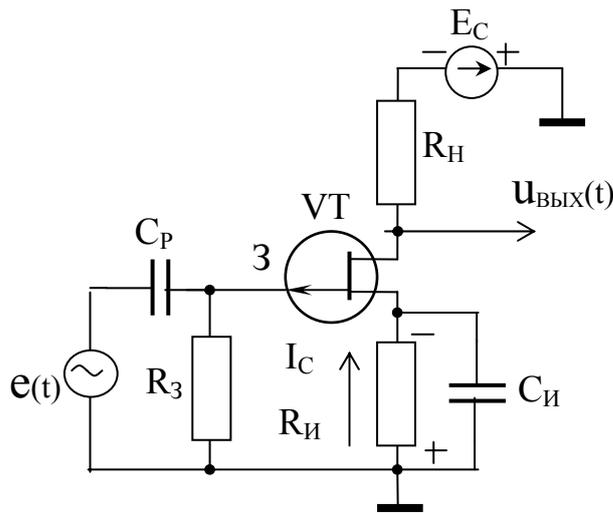


Рис. 6.12

утечки R_3 за счет протекания обратного тока перехода незначительно. Поэтому напряжение

$$U_{И} = I_{C0}R_{И} \cong U_{3И}$$

через резистор R_3 приложено к затвору транзистора и задает на нем начальное смещение нужной полярности. Для сохранения высокого входного сопротивления номинал резистора R_3 составляет несколько МОм.

При выборе схемы подачи смещения следует учитывать температурную нестабильность и разброс параметров транзистора по $I_{C.нач}$ и $U_{3.отс}$. Стабилизация положения рабочей точки достигается за счет действия отрицательной обратной связи по току через резистор обратной связи $R_{И}$. Для устранения ООС по переменной составляющей вводится шунтирующая емкость $C_{И}$ из условия

$$\frac{1}{\omega C_{И}} < 0,2R_{И}.$$

6.3. Полевые транзисторы с изолированным затвором

В структуре транзистора с изолированным затвором область затвора отделена (изолирована) от канала диэлектриком. Вертикальное сечение структуры затвор-канал представляет собой конденсатор. Очередность следования областей в сечении определяет сокращенное название транзистора: МОП или МДП

М – металл (область затвора),

Д(О) – диэлектрик или оксид (изолирующая область),

П – полупроводник (область канала).

Высокое входное сопротивление МОП-транзистора $R_{вх} = 10^{10} \dots 10^{14}$ Ом определяется малыми величинами тока утечки в цепи затвора. Международное название транзистора соответствует МОП-структуре: MOS.

6.3.1. МОП-транзистор со встроенным каналом

Структура транзистора с р-каналом показана на рис. 6.13, где введены следующие обозначения:

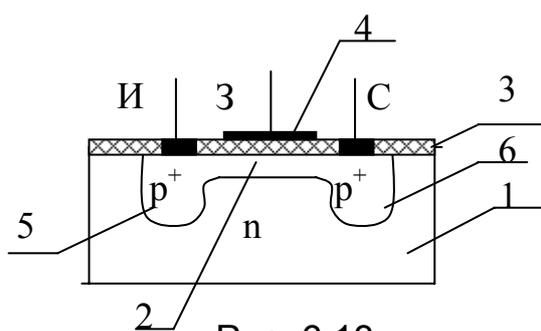


Рис. 6.13

1 – подложка (n-типа), 2 – канал (р-типа), 3 – изолирующая область (SiO_2), 4 – металлический затвор, 5 – область истока (p^+ -типа), 6 – область стока (p^+ -типа). Структура транзистора исток-канал-сток ($\text{p}^+ \text{-p-} \text{p}^+$) изолирована от низколегированной подложки n-типа с помощью р-n-перехода. Встроенный канал р-типа создается

технологически в процессе изготовления транзистора. Длина канала составляет $L = 0,1 \dots 5$ мкм, толщина $d \approx 0,1$ мкм, толщина подзатворного диэлектрика $d_{\partial} = 0,05 \dots 0,2$ мкм, пробивное напряжение этого слоя невелико и составляет десятки вольт.

Условное графическое обозначение транзисторов с р-каналом и n-каналом приведено на рис. 6.14. «Емкостной» элемент в обозначении транзистора определяет тип транзистора: с изолированным затвором. Тип проводимости канала задает стрелка, соответствующая области подложки. Так как границей раздела подложки и канала служит р-n-переход, то тип проводимости канала определяется в соответствии с диодным принципом. Стрелка, направленная внутрь структуры, соответствует подложке р-типа, а тогда канал имеет n-тип проводимости. Для р-канала ситуация противоположна. В типовых структурах подложка всегда соединена с истоком.

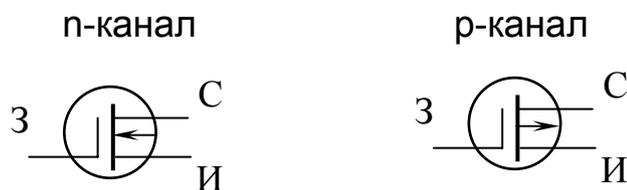


Рис. 6.14

Принцип действия транзистора в основном не отличается от работы полевого транзистора с управляющим р-n-переходом. При нулевом напряжении на затворе и включенном стоковом источнике основные носители заряда в канале дрейфуют в продольном поле от истока к стоку. Текущее падение напряжения вдоль канала приводит к его неэквипотенциальности. Вследствие этого в области канала вбли-

зи стока происходит сужение канала. С увеличением стокового напряжения эффект сужения канала возрастает, вследствие чего ток стока достигает насыщения.

Управляющее действие затвора связано с эффектом модуляции сопротивления канала. Сопротивление этой области зависит от ее геометрических параметров и концентрации носителей. В отличие от транзистора с управляющим р-п-переходом, в этой структуре возможно как увеличение, так и уменьшение концентрации зарядов. Этим вариантам соответствуют два режима работы транзистора. Режим обогащения сопровождается увеличением концентрации ОНЗ в подзатворной области канала, что приводит к увеличению тока стока. В режиме обеднения концентрация зарядов уменьшается, что вызывает уменьшение тока стока. Режим работы определяется соответствующей полярностью напряжения на затворе.

В режиме обогащения потенциал затвора должен быть противоположен типу проводимости канала. Тогда потенциалы стока и затвора действуют согласованно: затвор подтягивает ОНЗ в подзатворную область, а сток собирает ОНЗ из канала. Следовательно, в этом режиме потенциалы стока и затвора совпадают по знаку.

В режиме обеднения потенциал затвора совпадает с типом проводимости канала, что приводит к «выталкиванию» носителей заряда из подзатворной области. В этом режиме действие стока и затвора на заряды противоположно, поэтому и их потенциалы также противоположны.

Статический режим. Схема включения транзистора с р-каналом в статическом режиме показана на рис. 6.15. Подложка соединена с истоком. Принцип выбора полярности источников питания заключается в следующем. По направлению стрелки в подложке определяем тип проводимости канала: п-подложка, т.е. р-канал. В режиме обогащения потенциалы стока и затвора совпадают, причем, потенциал противоположен типу проводимости канала (р-канал и отрицательный потенциал). В режиме обеднения потенциалы стока и затвора противоположны. Полярность источника в цепи затвора указана на рис. 6.15 в скобках.

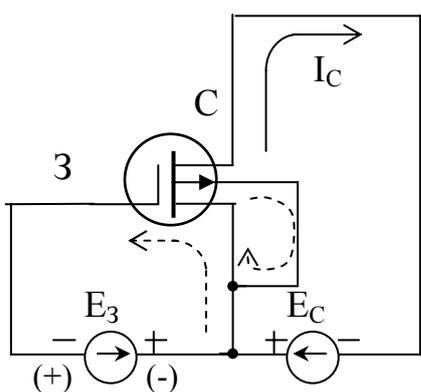


Рис. 6.15

Формальный принцип выбора полярности источников основан на токовом правиле. По стрелке в подложке указывается направление прямого тока изолирующего перехода. Ток в цепи истока и стока должен совпадать с этим направлением, так как в режиме обогащения сток и затвор действуют согласованно. В режиме обеднения эти токи противоположны.

Семейство стоковых и стокотворных статических характеристик для полевого транзистора с р-каналом приведены на рис. 6.16. На семействе характеристик $I_C = f(U_{ЗИ})$ пунктиром показана характеристика, соответствующая омическому режиму работы.

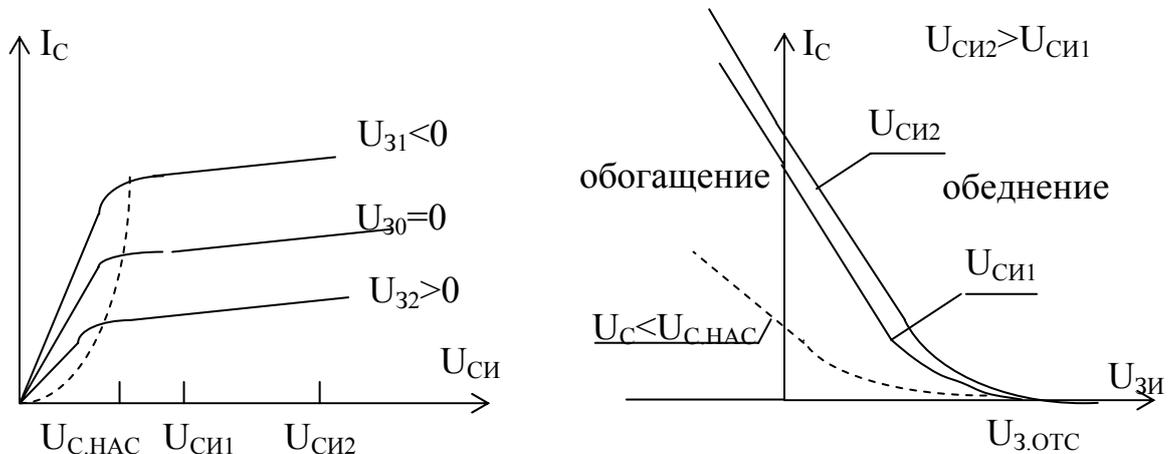


Рис. 6.16

Отличительные особенности транзистора.

1. Транзистор является *нормально-открытой* структурой, т.е. при $E_3 = 0$ канал находится в проводящем состоянии $I_C \neq 0$.
2. Транзистор работает при любой полярности управляющего напряжения на затворе.
3. Транзистор закрывается в режиме обеднения при управляющем напряжении $E_3 > U_{ЗИ.отс}$ (режим отсечки).

6.3.2. МОП-транзистор с индуцированным каналом

Структура транзистора показана на рис. 6.17. В исходном состоянии канал в транзисторе отсутствует.

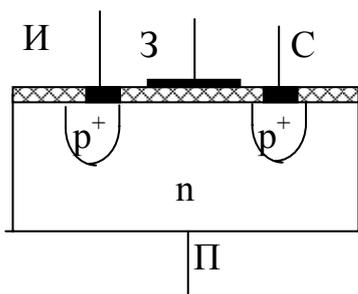


Рис. 6.17

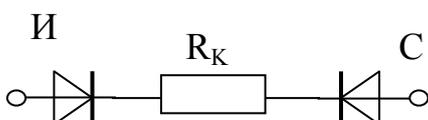


Рис. 6.18

Подзатворная область соответствует n-типу проводимости, поэтому сток изолирован от истока двумя р-п-переходами. Схема, моделирующая транзистор, приведена на рис. 6.18. При любой полярности напряжения $U_{СИ}$ ток в канале будет отсутствовать.

Этот транзистор относится к *нормально-закрытым* структурам. Отсутствие канала в исходном состоянии отражается в условном графическом обозначении прибора (рис. 6.19). Канал в транзисторе создается электронным

способом, т.е. индуцируется при подаче соответствующего напря-

жения на затвор. Следовательно, транзистор работает принципиально в режиме обогащения, т.е. потенциал затвора должен быть противоположен типу индуцируемого канала.

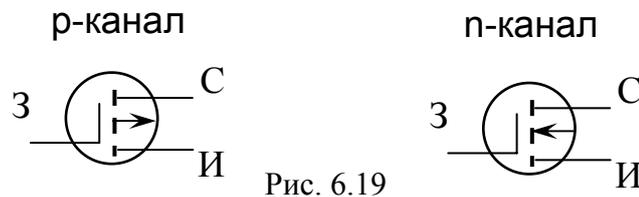


Рис. 6.19

Принцип формирования канала показан на рис. 6.20, а схема включения в статическом режиме для транзистора с р-каналом – на рис. 6.21.

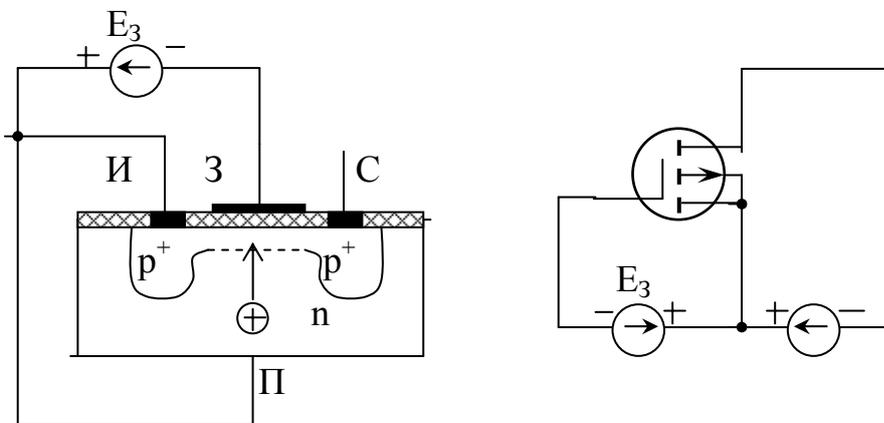


Рис. 6.20

Под действием поперечного поля, созданного источником E_3 , происходит дрейф дырок в подзатворную область. При некотором пороговом напряжении $E_3 > U_{пор}$ происходит инверсия типа проводимости в подзатворной области.

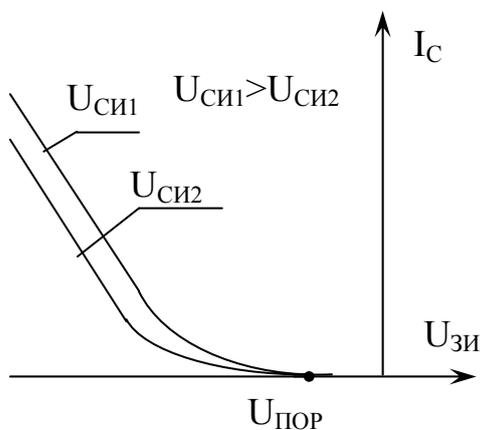


Рис. 6.22

Сформированный канал соединяет электрически истоковую и стоковую области. Подключение источника в цепь стока приводит к дрейфу дырок в продольном электрическом поле, что создает ток стока. Процессы, происходящие под действием управляющего напряжения на затворе, аналогичны выше-рассмотренным типа транзисторов.

Стокозатворные характеристики для транзистора с р-каналом показаны на рис. 6.22. Отсутствие тока при нулевом напряжении на затворе является характерной особенностью нормально-закрытого транзистора. Для обеспечения режима обогащения знаки потенциалов на стоке и затворе совпадают.

6.3.3. Частотные свойства полевых транзисторов

Инерционные свойства транзистора определяются временем перезаряда его емкостей. Составляющие этих емкостей показаны на

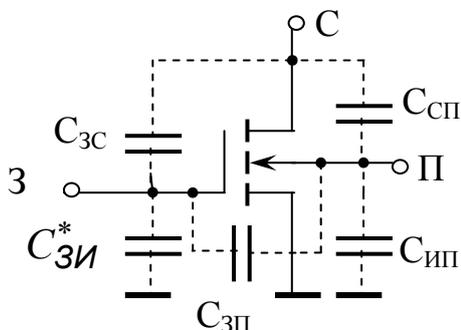


Рис. 6.23

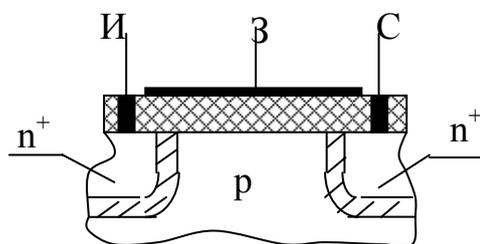


Рис. 6.24

рис. 6.23. Емкости $C_{зс}$ и $C_{зи}^*$ создаются взаимным перекрытием металлического затвора и полупроводниковых областей истока и стока (рис. 6.24). Эти емкости минимизированы в транзисторных структурах с самосовмещенными затворами. В этом случае затвор выполняется из поликристаллического кремния. В транзисторах со встроенным каналом ширина затвора меньше расстояния сток-исток, что также уменьшает величины этих емкостей. 2) Емкость $C_{зп}$ практически совпадает с емкостью затвор-канал $C_{зк}$ и уменьшается с уменьшением длины канала. При наличии канала к этой емкости добавляется емкость изолирующего перехода канал-подложка $C_{кп}$. 3) Барьерные емкости $C_{сп}$ и $C_{ип}$ являются емкостями изолирующих р-п-переходов между соответствующими областями. Эти емкости уменьшаются с понижением степени легирования подложки. Обратное смещение на подложке также уменьшает эти емкости.

Если подложка соединена с истоком, то емкостная структура транзистора упрощается (рис. 6.25),

где $C_{зи} = C_{зи}^* + C_{зп}$, $C_{си} = C_{сп}$.

Инерционность процесса управления током стока отражается в комплексном характере крутизны

$$\dot{S} = \frac{S_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_S}}$$

где ω_S - предельная

частота крутизны, причем,

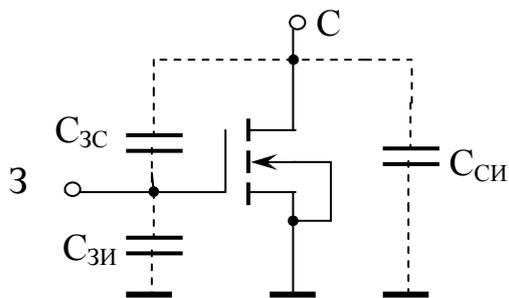


Рис. 6.25

$$\omega_S = \frac{1}{\tau_S} = \frac{1}{C_{3K} R_K} \cong \frac{S}{C_{3K}},$$

где

R_K – объемное сопротивление полностью открытого канала,

τ_S – постоянная времени перезаряда емкости затвор-канал.

Изменения тока стока запаздывают по отношению к изменению управляющего напряжения на затворе, т.е. переходная характеристика крутизны имеет следующий вид

$$S(t) = S_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_S}} \right).$$

Эта временная зависимость определяет частотную зависимость крутизны.

Указанные изменения напряжения и тока связаны между собой через ряд физических процессов. Первоначальное изменение напряжения $U_{3И}$ вызывает изменение поля в подзатворном диэлектрике, затем – в области канала, прилегающей к истоку. С течением времени изменения проводимости канала достигают области стока. При этом емкость затвора перезаряжается через сопротивление канала с постоянной времени τ_S . В итоге изменяется величина тока стока.

Существенно уменьшить длину канала (примерно на порядок) позволяет вертикальная геометрия структуры транзистора. Параллельное объединение таких структур обеспечивает также увеличение мощности транзистора. Существуют два варианта технологической реализации таких структур: МОП-транзистор с V-образным затвором (VМОП, VMOS), структура с двойной диффузией (ДМОП, DMOS).

6.3.4. МОП-транзистор в ключевом режиме

Ключевой режим работы транзистора используется в цифровых схемах, причем, в основном применяется МОП-транзистор с индуцированным каналом. Схема ключа на МОП-транзисторе с n-индуцированным каналом с резистивной нагрузкой приведена на рис. 6.26. Стокозатворная характеристика на рис. 6.27 иллюстрирует переключение транзистора.

Статический режим характеризуется двумя состояниями, в зависимости от напряжения на затворе:

1) при $E_3 < U_{П}$ ключ разомкнут, транзистор находится в режиме отсечки (точка А)

$$I_{C1} \approx 0, \quad U_{вых} = U_C \approx E_C,$$

2) при $E_3 > U_{\Pi}$ ключ замкнут, транзистор находится в режиме проводимости, т.е. на крутом участке ВАХ (точка В)

$$I_{C2} = \frac{E_C - U_{ост}}{R_H} \cong \frac{E_C}{R_H}, \quad U_{вых} = U_C = U_{ост}.$$

Здесь введены следующие обозначения:

U_{Π} - пороговое напряжение отпираания транзистора,

$U_{ост}$ - остаточное напряжение, т.е. падение напряжения на открытом транзисторе.

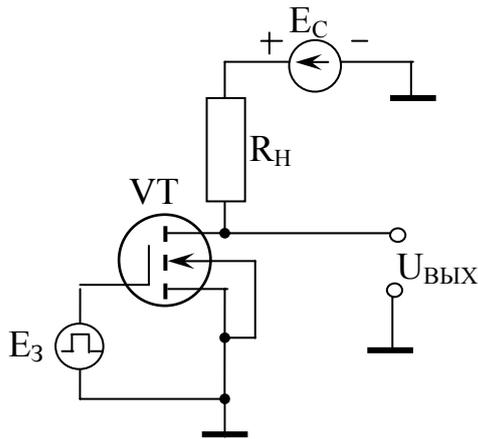


Рис. 6.26

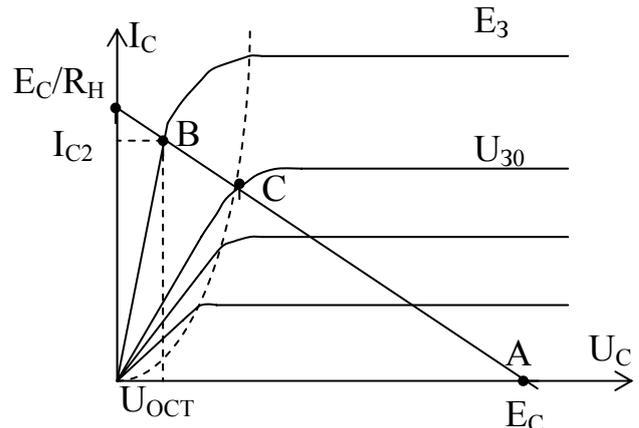


Рис. 6.27

Временные зависимости для безинерционного ключа показаны на рис. 6.28.

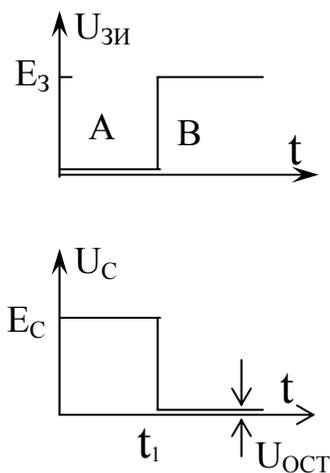


Рис. 6.28

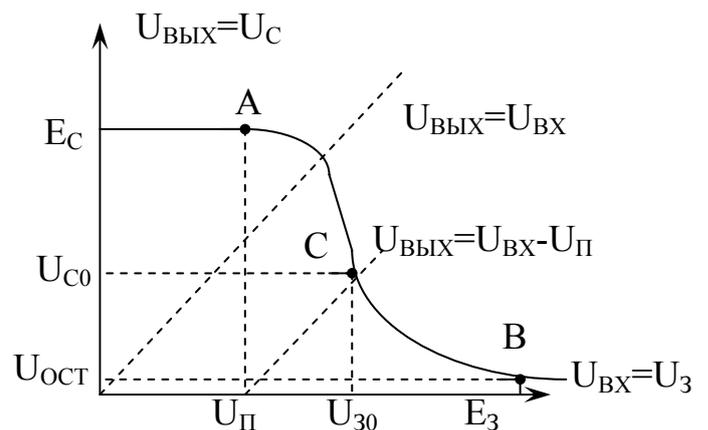


Рис. 6.29

Передающая характеристика $U_{вых} = f(U_{вх})$ (рис. 6.29) строится, исходя из семейства стоковых характеристик (см. рис. 6.27) путем перенесения координат точек пересечения линии нагрузки и данного семейства характеристик. Область характеристики выключенного со-

стояния ключа соответствует $0 < U_3 \leq U_{\Pi}, U_{\text{вых}} = E_C$, а замкнутого состояния $U_3 \geq E_3, U_{\text{вых}} \leq U_{\text{ост}}$.

Диапазон напряжений $U_{\Pi} < U_3 < U_{30}$ соответствует переходному состоянию ключа, когда транзистор кратковременно находится в режиме насыщения, т.е. в пологой области выходных характеристик. Точка *C* является границей области насыщения и омической области транзистора.

Остаточное напряжение замкнутого состояния ключа определяется практически внешними элементами: E_C, R_H и малым сопротивлением канала R_k в омическом режиме

$$U_{\text{ост}} = I_C R_k \approx E_C \frac{R_k}{R_H}$$

Это сопротивление уменьшается (увеличивается крутизна стоковой характеристики) при увеличении напряжения на затворе. Обычно для получения минимального сопротивления канала принимают $E_3 = E_C$. При сопротивлениях канала величиной нескольких ом остаточное напряжение составляет десятки милливольт.

Динамические процессы переключения транзистора определяются перезарядом межэлектродных емкостей.

1). *Переходной процесс включения (отпирания)* транзистора обусловлен разрядом выходной емкости C_H . Схема ключа, работающего на резистивно-емкостную нагрузку, приведена на рис. 6.30. Процесс переключения иллюстрируется на статической стоковой характеристике (рис. 6.31).

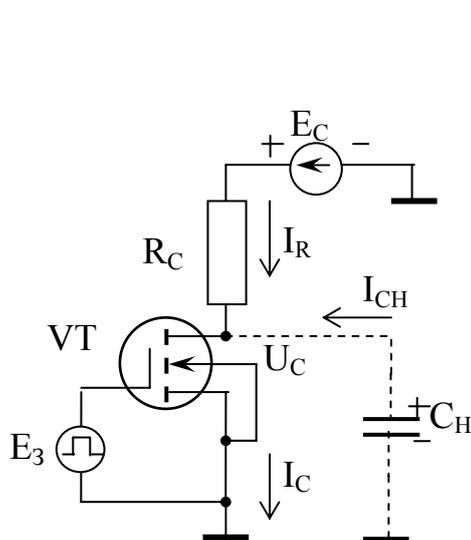


Рис. 6.30

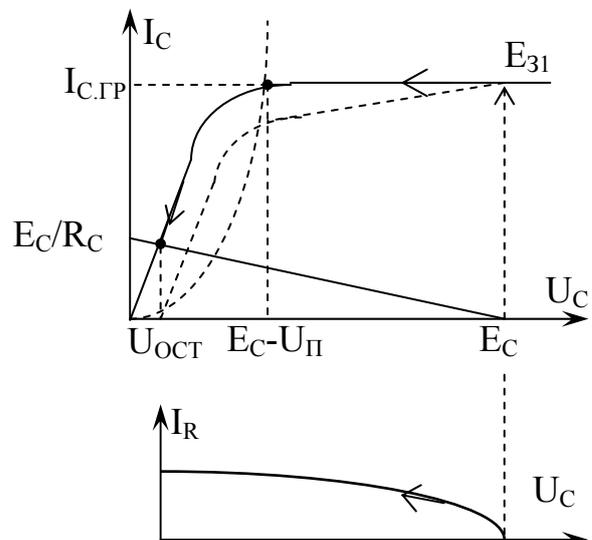


Рис. 6.31

Исходное состояние схемы (см. рис. 6.30):

- транзистор VT закрыт, так как управляющее напряжение на затворе $U_3 < U_n$;
- ток в канале транзистора и в резисторе нагрузки равны нулю $I_C = 0, I_R = 0$;
- напряжение на стоке $U_C = E_C$, так как отсутствует падение напряжения на резисторе нагрузки R_C ;
- выходная емкость C_H заряжена до напряжения $U_C = E_C$.

Временные диаграммы включения транзистора показаны на рис. 6.32. В момент времени t_1 на затвор транзистора подается отпирающий импульс $U_3 > U_n$. Ток в

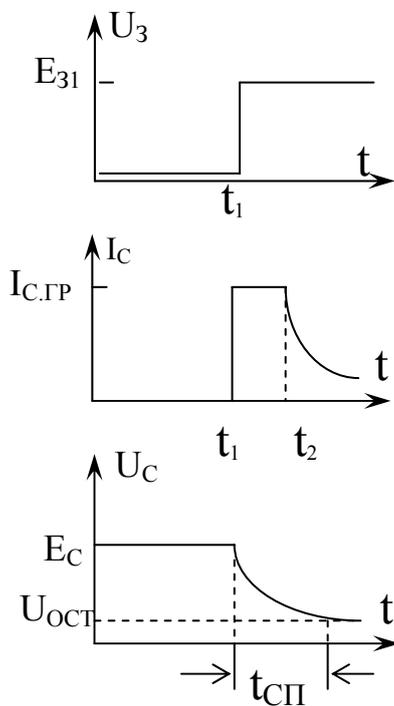


Рис. 6.32

транзисторе практически скачком возрастает до граничного значения $I_{C.гр}$, который определяется соответствующей характеристикой на семействе стоковых ВАХ (см. рис. 6.31). Напряжение на емкости не может измениться скачком, поэтому при $t > t_1$ начинается разряд емкости. Вследствие этого напряжение на стоке U_C уменьшается по закону экспоненты

$$U_C(t) = E_C e^{-\frac{t}{\tau_1}}.$$

Ток стока транзистора I_C изменяется в соответствии с вольтамперной характеристикой (см. рис. 6.31) и состоит из

двух этапов. В течение первого этапа $t_1 < t < t_2$ ток определяется пологим участком ВАХ $(E_C - U_n) < U_C < E_C$ с практически неизменным током. На втором этапе $t > t_2$ изменение тока обусловлено крутым участком ВАХ $U_{ост} < U_C < (E_C - U_n)$.

Ток перезаряда емкости определяется разностным током (см. рис. 6.30)

$$I_{CH} = I_C - I_R.$$

Ток в резисторе нагрузки I_R меняется в соответствии с изменением напряжения $u_c(t)$

$$I_R = \frac{E_C - u_C(t)}{R_C}.$$

Так как в момент коммутации напряжение стока $u_C(t_1) = E_C$, то этот ток равен нулю $I_R(t_1) = 0$. По мере разряда емкости напряжение $u_C(t)$ уменьшается до остаточного значения $U_{ост}$, а ток нагрузки возрастает до номинальной величины (см. рис. 6.31)

$$I_{R.max} = \frac{E - U_{ост}}{R_C} \approx \frac{E}{R_C}.$$

Ток перезаряда показан на рис. 6.31 пунктиром.

Оценочное значение времени включения можно найти из таких соображений.

Заряд, накопленный в емкости,

$$Q = C_H E_C.$$

Полагая, что ток разряда определяется в основном пологим участком ВАХ, получаем

$$t_{вкл} \approx \frac{Q}{I_{C.зр}} = \frac{C_H E_C}{I_{C.зр}}.$$

При практических расчетах с учетом крутого участка характеристики вводится поправочный коэффициент

$$t_{вкл} = t_{сп} = 1,5 \frac{C_H E_C}{I_{C.зр}}.$$

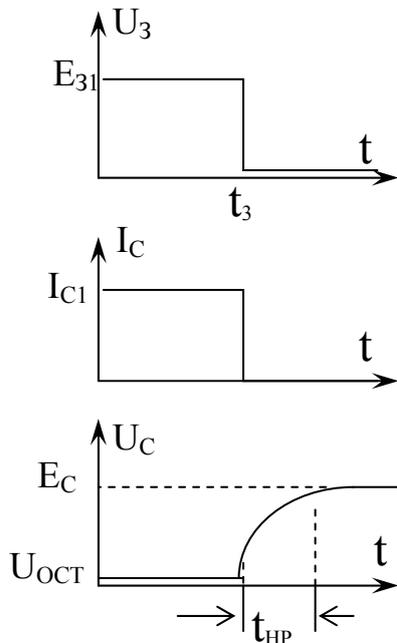


Рис. 6.33

Переходной процесс выключения (запирания) транзистора иллюстрируют временные диаграммы, приведенные на рис. 6.33. Длительность переходного процесса в основном определяется временем заряда емкости C_H . В исходном состоянии $t < t_3$ транзистор открыт, на нем падает небольшое остаточное напряжение $u_C = U_{ост}$ и протекает ток

$$I_{C1} \approx \frac{E_C}{R_C}.$$

Проводящее состояние транзистора поддер-

живается отпирающим напряжением на затворе U_{31} .

В момент коммутации $t = t_3$ на затвор транзистора подается напряжение $U_{32} < U_{п}$, ток стока практически скачком уменьшается до нулевого значения, т.е. транзистор закрывается. Далее происходит заряд емкости C_H через резистор нагрузки R_C (см. рис. 6.30) с постоянной времени заряда $\tau_2 = C_H R_C$. По мере заряде емкости напряжение на стоке возрастает по закону экспоненты

$$u_C(t) = (E_C - U_{ост}) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) + U_{ост}.$$

Время выключения (нарастания) соответствует интервалу времени изменения выходного напряжения между уровнями $0,1\Delta U$ и $0,9\Delta U$, где $\Delta U = E_C - U_{ост}$ - величина скачка напряжения. Указанные уровни определяют числовой коэффициент при вычислении времени выключения

$$t_{вык} = t_{нр} = 2,2C_H R_C.$$

Сравнивая времена включения и выключения, получаем

$$\frac{t_{вкл}}{t_{вык}} = \frac{1,5 \frac{E_C C_H}{I_{C.эр}}}{2,2C_H R_C} \approx \frac{E_C}{I_{C.эр} R_C} \ll 1.$$

Полный импульс выходного напряжения при работе транзистора в ключевом режиме показан на рис. 6.34. Время выключения примерно на порядок больше времени включения. Для уменьшения времени переходного процесса необходимо уменьшать выходную емкость транзистора. Уменьшение резистора нагрузки нецелесообразно, так как это приводит к увеличению остаточного напряжения.

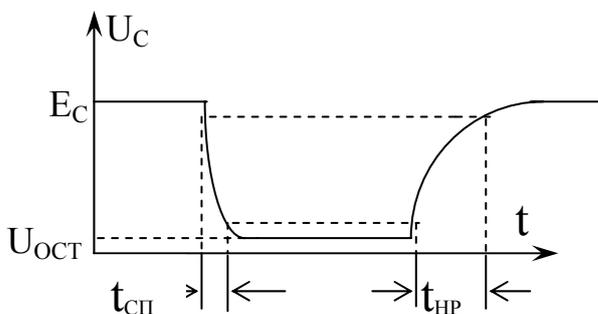


Рис. 6.34

При анализе динамических свойств транзистора необходимо учитывать также комплексный характер крутизны. Этот параметр связывает изменения управляющего напряжения на затворе с изменением тока стока. В связи с этим скачкообразное изменение напряжения на затворе не приводит к мгновенному изменению то-

ка стока. Ток изменяется по закону экспоненты с постоянной време-

ни τ_S . При переключении транзистора наблюдается дополнительная задержка между фронтами напряжений на затворе и стоке.

Комплементарные МОП-транзисторы – КМОП (CMOS) представляют собой совокупность из двух транзисторов с разными типами проводимости (рис. 6.35):

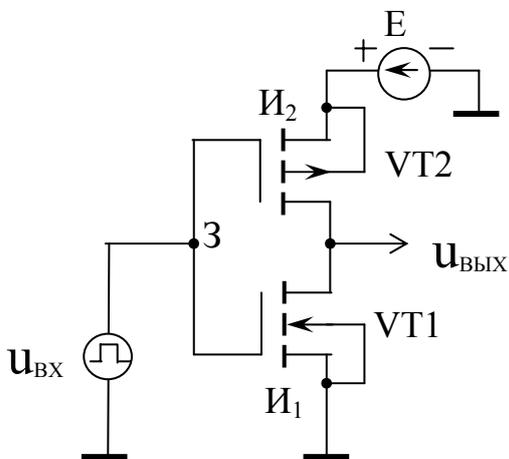


Рис. 6.35

представляют собой совокупность из двух транзисторов с разными типами проводимости (рис. 6.35): VT_1 с n-каналом, VT_2 с p-каналом. В зависимости от уровня управляющего сигнала $U_{вх}$ транзисторы поочередно находятся в открытом или закрытом состоянии.

При низком уровне входного сигнала $U_{вх} < U_{п}$ транзисторы находятся в следующих состояниях:

n-канал, транзистор VT_1 – за-

крыт, так как $U_{ЗИ1} \approx 0$;

p-канал, транзистор VT_2 – открыт, так как $U_{ЗИ2} = E$, поэтому $U_{вых} = E$.

При высоком уровне входного сигнала $U_{вх} = E$ состояния транзисторов:

VT_1 – открыт, так как $U_{ЗИ1} = E$;

VT_2 – закрыт, так как $U_{ЗИ2} \approx 0$,

тогда $U_{вых} \approx 0$.

В устойчивом статическом состоянии ток стока практически равен нулю. Потребление мощности схемой происходит только при ее переключении. Процесс перезаряда выходной емкости происходит поочередно через каждый транзистор, что определяет равную длительность фронтов импульса выходного напряжения:

$$t_{вкл} = t_{выкл} \approx 1,5 \frac{C_H E_C}{I_{C.зр}}$$