

Министерство образования и науки Российской Федерации  
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ПЕТРА ВЕЛИКОГО

---

Н.М. Гнучев

## ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Транзисторы, тиристоры, приборы с зарядовой связью

Учебное пособие

Санкт-Петербург  
2024

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	4
1. Биполярные транзисторы.....	5
1.1. Общие положения.....	5
1.2. Распределение концентраций неосновных носителей в базе транзистора.....	7
1.3. Физические процессы в биполярном транзисторе в активном режиме.....	9
1.4. Модуляция ширины базы биполярного транзистора (эффект Эрли). Обратная связь по напряжению.....	11
1.5. Схема с общей базой.....	13
1.5.1. Токи в схеме с общей базой.....	13
1.5.2. Статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общей базой.....	14
1.6. Схема с общим эмиттером.....	17
1.6.1. Токи в схеме с общим эмиттером.....	17
1.6.2. Статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером.....	18
1.7. Влияние температуры на характеристики биполярного транзистора.....	21
1.8. Статические и малосигнальные параметры биполярных транзисторов.....	23
1.9. Биполярный транзистор как усилитель малых переменных сигналов.....	24
1.10. Биполярный транзистор в схеме ключа.....	28
2. Полевые транзисторы.....	34
2.1. Общие положения .....	34
2.2. Полевой транзистор с управляющим переходом .....	34
2.2.1. Физические процессы в полевом транзисторе с управляющим переходом при постоянном напряжении сток-исток. Передаточные вольтамперные характеристики.....	36
2.2.2. Физические процессы в полевом транзисторе с управляющим переходом при постоянном напряжении затвор-исток. Выходные вольтамперные характеристики.....	39
2.3. Полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы).....	43
2.3.1. Особенности электронного строения приповерхностной области полупроводника.....	44
2.3.2. Эффект поля в полупроводниках.....	46

2.3.3. МДП-транзистор с индуцированным каналом.....	49
2.3.4. МДП-транзистор с встроенным каналом.....	55
2.3.5. Статические и малосигнальные параметры полевых транзисторов.....	58
2.3.6. Полевой транзистор как усилитель малого переменного сигнала.....	61
3. Транзисторы для устройств силовой электроники.....	64
3.1. Мощные МДП-транзисторы.....	64
3.2. Биполярные транзисторы с изолированным затвором.....	65
4. Фотоэлектрические приборы с зарядовой связью.....	69
4.1. Общие положения.....	69
4.2. Принцип действия фотоэлектрических приборов с зарядовой связью.....	71
5. Тиристоры.....	76
5.1. Общие положения.....	76
5.2. Диодный тиристор (динистор).....	76
5.2.1. Физические процессы, определяющие работу тиристора...	78
5.3. Триодный тиристор (тринистор).....	82
5.4. Симметричный тиристор (симистор).....	83
Библиографический список.....	85

## ВВЕДЕНИЕ

Излагаются первичные представления о физических процессах, определяющих принципы действия приборов дискретной и интегральной полупроводниковой электроники: биполярных и полевых транзисторов, тиристоров и фотоэлектрических приборов с зарядовой связью. Проводится анализ их свойств и вольтамперных характеристик, рассматриваются примеры их практического использования.

Для облегчения восприятия материала использование математического аппарата ограничено лишь теми вопросами, рассмотрение которых без использования математических выкладок невозможно.

Данное пособие предназначено в качестве основного материала к учебным дисциплинам «Электронные приборы» и «Физические основы электроники» направлений подготовки бакалавров «Техническая физика» и «Электроника и нанoeлектроника». Кроме того, пособие может использоваться как дополнительное для студентов других направлений подготовки, изучающих дисциплину «Электроника» и как материал для подготовки к лабораторным работам.

# 1. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

## 1.1. Общие положения

Биполярный транзистор – прибор, состоящий из трех полупроводниковых областей с чередующимся типом проводимости ( $n$ - $p$ - $n$  или  $p$ - $n$ - $p$ ) с двумя  $p$ - $n$ -переходами, пригодный для усиления, генерации и переключения электрических сигналов. Основа принципа его действия состоит в том, что ток прямо смещенного  $p$ - $n$ -перехода вызывает изменение тока другого перехода, смещенного в обратном направлении, т.е. это – прибор, управляемый током.

Как правило, одна из крайних областей содержит большую концентрацию примесей ( $\sim 10^{18}$  см<sup>-3</sup>); это – эмиттер биполярного транзистора. Средняя область называется базой, вторая крайняя область – коллектором. Таким образом, запись вида  $n^+$ - $p$ - $n$  означает, что в данном транзисторе область  $n^+$  является эмиттером,  $p$ -область – базой и  $n$ -область – коллектором. От каждой из областей имеются выводы во внешнюю цепь (рис.1.1).

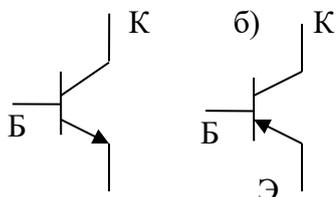


Рис. 1.1. Схемные изображения биполярных транзисторов: а) структура  $n$ - $p$ - $n$ , б) структура  $p$ - $n$ - $p$

Режим работы транзистора зависит от полярности напряжений, подаваемых на переходы:

- режим отсечки (оба перехода смещены в обратном направлении);
- режим насыщения (оба перехода смещены в прямом направлении);
- активный режим (на эмиттерном переходе – прямое напряжение, на коллекторном – обратное);
- инверсный режим, противоположный активному.

Вариант схемы включения биполярного транзистора определяется тем, какой его электрод выбирается в качестве общей точки, относительно которой подаются напряжения на остальные выводы. На

рис. 1.2 показаны три возможные схемы включения транзистора структуры  $n-p-n$  в активном режиме.

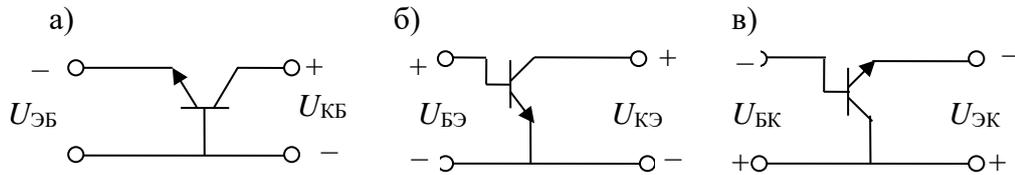


Рис. 1.2. Схемы включения  $n-p-n$ -транзистора в активном режиме: а) с общей базой, б) с общим эмиттером, в) с общим коллектором

В схеме с общей базой полярности напряжений, подаваемых на выводы транзистора относительно общей точки различны, в остальных схемах полярности напряжений одинаковы, что позволяет в двух последних случаях легко применить один источник питания.

Одним из наиболее распространенных вариантов конструкции биполярного транзистора является структура, изготовленная по эпитаксиально-планарной технологии (рис. 1.3).

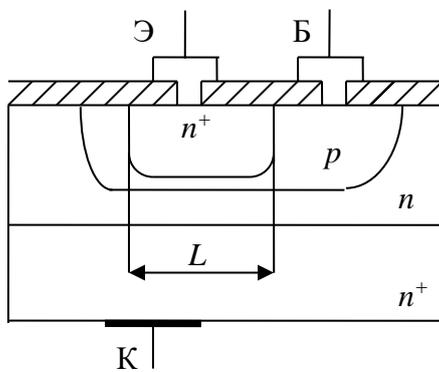


Рис. 1.3. Устройство биполярного  $n-p-n$  транзистора, изготовленного по эпитаксиально-планарной технологии. Обозначения выводов: Э – эмиттер, Б – база, К – коллектор

Видно, что базовая  $p$ -область имеет два различных по конфигурации участка. Участок шириной  $L$ , в пределах которого расстояние между границами эмиттерного и коллекторного переходов очень мало, называется активной базой. Толщина активной базы должна быть меньше диффузионной длины неосновных носителей, так как только при таком условии подавляющее число инжектированных из эмиттера неосновных носителей достигнет коллекторного перехода, и потери за счет рекомбинации сведутся к минимуму. Подавляющее большинство электронов, инжектируемых эмиттером, проходит на

коллектор по кратчайшему пути именно через активную область базы. Здесь возникает наибольший градиент концентрации инжектированных неосновных носителей и наименьшее время пролета между границами эмиттерного и коллекторного переходов.

Остальная часть базовой области – «пассивная база». Смысл этого термина в том, что эта часть не является непосредственным элементом транзисторной структуры. В нее проникает очень малая доля общего диффузионного потока электронов из эмиттера, и в ее пределах инжектированные электроны практически полностью рекомбинируют и не достигают коллекторного перехода.

С использованием такой технологии изготавливают, как правило, высоковольтные транзисторы, для которых допускаются напряжения на коллекторном переходе более 100 Вольт. Эта возможность обеспечивается формированием двухслойной  $n-n^+$  области коллектора. При этом решаются сразу две важные задачи:

- повышение напряжения лавинного пробоя, так как коллекторный переход составляется из полупроводников с относительно невысокой концентрацией примеси,
- уменьшение объемного сопротивления коллекторной области за счет слоя  $n^+$  с высокой концентрацией примеси.

В дальнейшем, если это особо не оговорено, будут рассматриваться физические процессы в биполярных транзисторах со структурой  $n-p-n$ .

## **1.2. Распределение концентраций неосновных носителей в базе транзистора**

Поскольку при работе транзистора на его переходы подаются напряжения, распределения концентрации инжектированных неосновных носителей в базе всегда отличаются от равновесных.

Для простоты рассмотрим характер распределения концентраций для диффузионного транзистора, так как в этом случае при инъекции избыточных неосновных носителей в базу их концентрация почти линейно изменяется в ее пределах. При этом характер изменений для дрейфового (см. рис. 1.5) и диффузионного транзисторов одинаков.

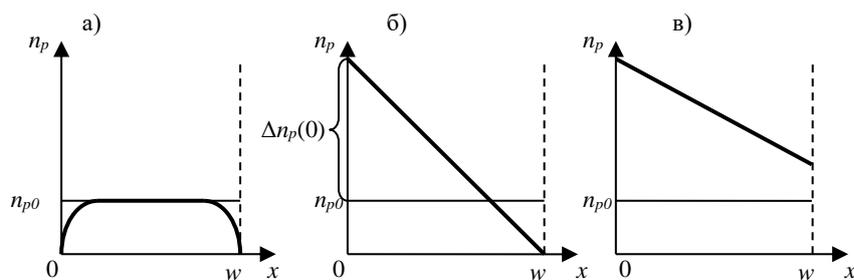


Рис. 1.4. Распределение концентраций неосновных носителей в  $p$ -базе биполярного транзистора в различных режимах: а) режим отсечки, б) активный режим, в) режим насыщения. Координаты “0” и “ $w$ ” соответствуют границам эмиттерного и коллекторного переходов в области базы

В режиме отсечки (рис. 1.4, а) концентрация неосновных носителей совпадает с равновесной только в средней части базовой области. На границе с обратно смещенными переходами эмиттер-база и база-коллектор она стремится к нулю из-за экстракции неосновных носителей в смежные области [1,2].

В активном режиме (рис. 1.4, б) концентрация неосновных носителей в базе у коллекторного перехода остается равной нулю. На границе с прямо смещенным эмиттерным переходом возникает избыточная концентрация неосновных носителей  $\Delta n_p(0)$  за счет инжекции электронов из эмиттера.

В режиме насыщения (рис. 1.4, в) возникает двойная инжекция в базу неосновных носителей: из эмиттера и из коллектора, поэтому их избыточные концентрации образуются у обеих границ базы. В зависимости от соотношения уровней инжекции избыточная концентрация неосновных носителей у коллекторного перехода может быть меньше или больше этой же величины у перехода эмиттер-база.

Наличие избыточной концентрации неосновных носителей в базе в активном режиме и в режиме насыщения обуславливает инерционность биполярного транзистора, ограничивающую его частотный диапазон и быстродействие, так как для удаления их из базы требуется конечное время.

### 1.3. Физические процессы в биполярном транзисторе в активном режиме

Прямое смещение эмиттерного перехода вызывает инжекцию неосновных носителей в смежные области. Так как концентрация электронов в  $n^+$ -области эмиттера всегда заметно (более, чем на порядок) превышает концентрацию основных носителей базы – дырок, то в первом приближении можно рассматривать только одностороннюю инжекцию электронов из эмиттера в базу. Таким образом, ток эмиттера  $I_e$  можно считать током инжекции электронов.

Концентрация электронов в базе у обратно смещенного коллекторного перехода равна нулю (см. рис. 1.4, б), поэтому в ней возникает градиент концентрации неосновных носителей. Инжектированные электроны движутся в базе к коллекторному переходу за счет диффузии (стрелка 1 на рис. 1.5); их концентрация постепенно уменьшается за счет рекомбинации.

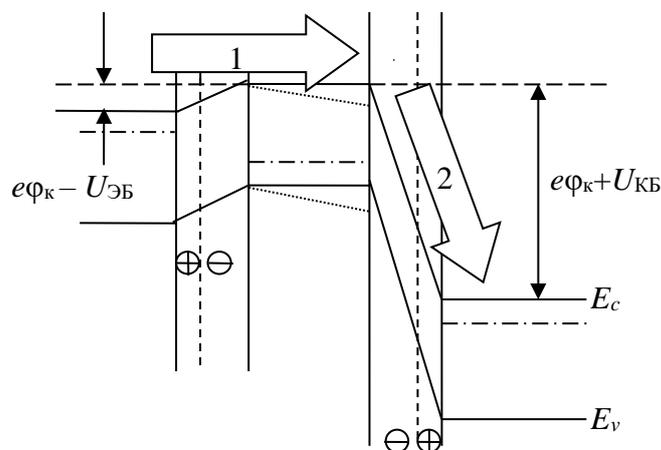


Рис. 1.5. Энергетическая диаграмма биполярного  $n-p-n$  транзистора в активном режиме. Стрелка 1 – инжекция электронов в базу из эмиттера, стрелка 2 – экстракция электронов, пришедших в базе к коллекторному переходу, в коллектор. Пунктирные наклонные линии границ зон в базе соответствуют наличию в ней встроенного электрического поля (дрейфовый транзистор)

Необходимым условием работы биполярного транзистора является создание условий для наименьших потерь инжектированных в

базу неосновных носителей на их пути от эмиттера к коллектору. Это достигается за счет малой ширины базы, меньшей чем диффузионная длина неосновных носителей. Кроме того, с целью сокращения времени пролета инжектированных неосновных носителей через базу её легируют неравномерно по объему. Для ускорения электронов концентрация акцепторов в  $p$ -базе должна уменьшаться при перемещении от границы эмиттерного перехода к коллекторному [1, 2]. Транзистор с такой базой называется дрейфовым.

В результате потери инжектированных неосновных носителей за счет рекомбинации в базе сводятся к минимуму, и до коллекторного перехода доходит подавляющая их часть.

За счет электрического поля обратно смещенного перехода база-коллектор прошедшие через базу электроны втягиваются в коллекторную область, т.е. происходит их экстракция (стрелка 2 на рис. 1.5), и возникает ток коллектора. Качество биполярного транзистора тем выше, чем ближе значение тока коллектора к току эмиттера. Малый ток базы возникает из-за потери части инжектированных неосновных носителей на рекомбинацию.

В любой схеме включения ток эмиттера разветвляется в два направления: в коллектор и базу. По законам Кирхгофа сумма токов в ветвях (токов базы и коллектора) должна равняться току, выходящему из «узла», т.е. току эмиттера:  $I_{\text{Э}} = I_{\text{К}} + I_{\text{Б}}$ . Физическую картину возникновения тока базы можно представить следующим образом:

В момент возникновения инжекции электронов из эмиттера нарушается условие электронейтральности в базе. За время диэлектрической релаксации ( $\sim 10^{-12}$  с) электронейтральность восстанавливается за счет оттока электронов в базовый вывод в количестве, равном числу пришедших из эмиттера (ток  $I_1$  на рис. 1.6). При экстракции неосновных носителей из базы в коллектор вновь возникает нарушение электронейтральности, которое за такой же ничтожно малый промежуток времени компенсируется притоком электронов в базу из внешней цепи (ток  $I_2$  на рис. 1.6).

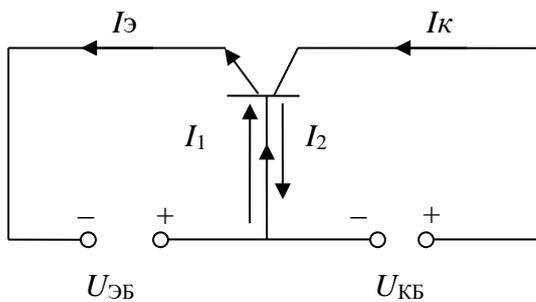


Рис. 1.6. Токи в биполярном транзисторе в активном режиме

Этот встречный компенсирующий ток оказывается меньше, чем ток  $I_1$  на переходе эмиттер-база, так как

малая часть инжектированных неосновных носителей все же исчезает в базе за счет рекомбинации. В результате в цепи базы течет малый постоянный разностный ток, обусловленный рекомбинацией проходящих через базу неосновных носителей:  $I_B = I_1 - I_2$ .

#### 1.4. Модуляция ширины базы биполярного транзистора (эффект Эрли). Обратная связь по напряжению

В любой схеме включения в активном режиме на переход база-коллектор подается обратное напряжение. При снятии статических вольтамперных характеристик величина обратного смещения на коллекторном переходе изменяется. Так как ширина  $p-n$ -перехода увеличивается с ростом обратного напряжения и уменьшается при его снижении, в биполярном транзисторе возникает обратная связь, т.е., иначе говоря, входной ток оказывается зависящим от выходного напряжения.

Модуляцией ширины базы биполярного транзистора будем называть изменение расстояния между границами эмиттерного и коллекторного переходов при увеличении или уменьшении напряжения между базой и коллектором. Это явление часто называют «эффект Эрли».

Увеличение ширины коллекторного перехода с ростом обратного напряжения приводит к тому, что его граница сдвигается внутрь базовой области. Расстояние между границами эмиттерного и коллекторного переходов в базе уменьшается, что приводит к увеличению градиента концентрации инжектированных неосновных носителей (рис. 1.7, а).

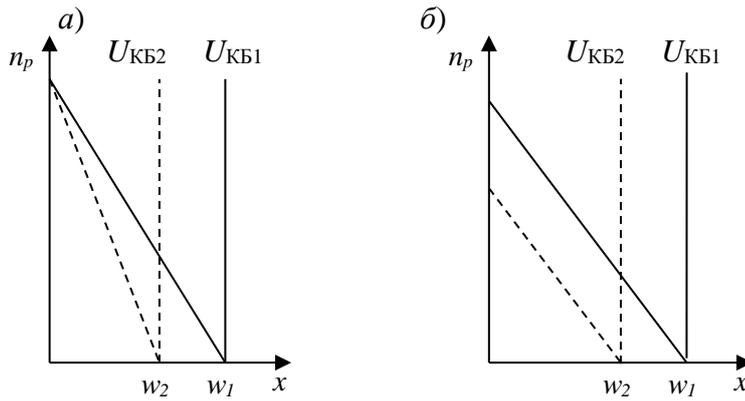


Рис. 1.7 Изменение распределения концентрации неосновных носителей в базе транзистора при уменьшении ее ширины: а) при возрастании тока эмиттера ( $U_{ЭБ} = const$ ), б) при постоянстве тока эмиттера.  $U_{КБ2} > U_{КБ1}$ ,  $w_{1,2}$  – границы коллекторного перехода в области базы

В результате ток эмиттера – диффузионный ток основных носителей – возрастает при неизменном входном напряжении.

Для сохранения градиента концентрации неосновных носителей в базе на прежнем уровне и постоянства входного тока, необходимо уменьшить напряжение между базой и эмиттером (рис. 1.7, б).

Еще одним следствием модуляции ширины базы при увеличении коллекторного напряжения является небольшое возрастание тока коллектора и уменьшение тока базы из-за сокращения потерь инжектированных неосновных носителей на рекомбинацию.

Модуляция ширины базы и связанные с ней изменения токов и напряжений в биполярном транзисторе определяют все особенности статических вольтамперных характеристик при увеличении или уменьшении коллекторного напряжения.

При больших токах коллектора в биполярных транзисторах наблюдается противоположный эффект - увеличение ширины базы с ростом тока коллектора. Это явление носит название «эффект Кирка».

Рассмотренные выше явления, строго говоря, имеют место в случае, когда токи эмиттера и коллектора достаточно малы. В этом случае граничный двойной электрический слой коллекторного перехода можно считать состоящим только из ионов доноров и акцепторов. При относительно больших токах через коллекторный переход изменяется

распределение зарядов в приконтактных областях. В этом случае необходимо учитывать, что к ионам примесей добавляется заряд проходящих в коллектор подвижных носителей. В транзисторе структуры *n-p-n* отрицательный заряд проходящих в коллектор электронов добавляется к отрицательному заряду ионов акцепторов со стороны базы и вычитается из положительного заряда ионов доноров со стороны коллектора. Тогда плотность заряда в переходе со стороны коллектора становится равной  $\rho_k = e(N_D - n_{эл})$ , а со стороны базы  $\rho_b = e(N_A + n_{эл})$ , где  $n_{эл}$  – концентрация электронов, проходящих через переход из базы в коллектор.

В двойном электрическом слое перехода величины зарядов по обе стороны от границы одинаковы ( $S$  – площадь перехода):

$$\begin{aligned} \text{малые токи } I_k: eN_D S \cdot l_{n1} = eN_A S \cdot l_{p1}, \text{ или } N_D \cdot l_{n1} = N_A \cdot l_{p1} \\ \text{большие токи } I_k: (N_D - n_{эл}) \cdot l_{n2} = (N_A + n_{эл}) \cdot l_{p2} \end{aligned} \quad (1.1)$$

При увеличении тока и, соответственно, концентрации проходящих электронов  $n_{эл}$ , плотность объемного заряда в переходе со стороны *n*-коллектора уменьшается, а со стороны *p*-базы – увеличивается. В силу условия (1.1) ширина перехода со стороны коллектора возрастает ( $l_{n2} > l_{n1}$ ), а со стороны базы – сокращается ( $l_{p2} < l_{p1}$ ). Весь пространственный заряд перехода сдвигается в сторону коллектора, и расстояние между эмиттерным и коллекторным переходами в базе растет.

## 1.5. Схема с общей базой.

### 1.5.1. Токи в схеме с общей базой

В данной схеме включения входным (управляющим) током является ток эмиттера  $I_{Э}$ , выходным (управляемым) – ток коллектора  $I_k$ . Ток базы – это ток общего электрода.

Ток коллектора  $I_k$  имеет две составляющие:  $\alpha I_{Э}$  – часть тока эмиттера, и ток обратно смещенного коллекторного перехода  $I_{кБ_0}$ :

$$I_k = \alpha I_{Э} + I_{кБ_0}, \quad (1.2)$$

где  $\alpha$  – коэффициент передачи тока в схеме с общей базой:

$$\alpha = \frac{I_K - I_{KB0}}{I_E} \approx \frac{I_K}{I_E} \quad \text{— с учетом того, что } I_{KB0} \ll I_K \quad (1.3)$$

Видно, что коэффициент  $\alpha < 1$ , и чем ближе его значение к единице, тем меньше потери инжектированных неосновных носителей в базе на рекомбинацию и, соответственно, тем выше качество транзистора. Из этого также следует, что в данной схеме включения не происходит усиление по току. Усиление по мощности обеспечивается за счет усиления по напряжению, так как напряжение на выходе  $U_{KB}$  значительно превышает входное напряжение  $U_{ЭБ}$ .

### 1.5.2. Статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общей базой

Семейство входных характеристик — это зависимости тока эмиттера от напряжения эмиттер-база при различных значениях напряжения на коллекторе. Очевидно, что характер этих зависимостей подобен прямым ветвям вольтамперных характеристик  $p$ - $n$ -перехода, так как эмиттерный переход в активном режиме смещен в прямом направлении.

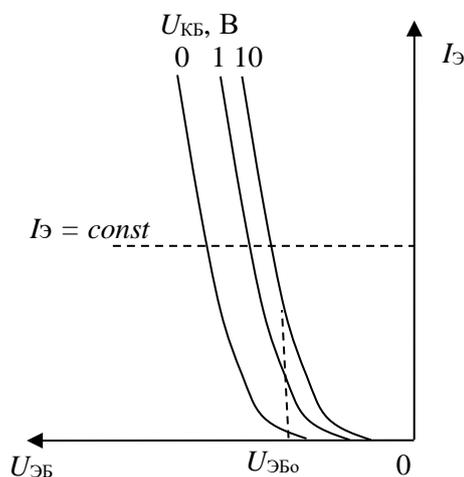


Рис. 1.8. Семейство входных статических характеристик биполярного транзистора в схеме с общей базой в активном режиме. Величины  $U_{KB}$  соответствуют транзистору малой мощности

Входные характеристики меняют положение при изменении выходного напряжения коллектор-база: входной ток эмиттера в активном режиме при фиксированном значении  $U_{ЭБ0}$  растет при увеличении коллекторного напряжения. Это — проявление обратной связи по напряжению: градиент концентрации инжектированных неосновных носителей увеличивается (рис 1.7, а), следовательно,

диффузионный поток электронов от границы эмиттерного перехода вглубь базы (ток эмиттера) также возрастает.

Для сохранения постоянства тока эмиттера при увеличении напряжения  $U_{КБ}$  требуется уменьшать входное напряжение, тем самым обеспечивая постоянство градиента концентрации неосновных носителей в базе (рис. 1.7, б).

При исследовании начального участка входных характеристик при напряжениях  $U_{ЭБ}$  вблизи нуля выясняется, что при  $U_{КБ} > 0$  и  $U_{ЭБ} = 0$  существует очень малый начальный ток эмиттера (рис. 1.9, а). Причиной его существования является то, что база транзистора имеет конечное омическое сопротивление  $r_B$  ( $\sim 100$  Ом).

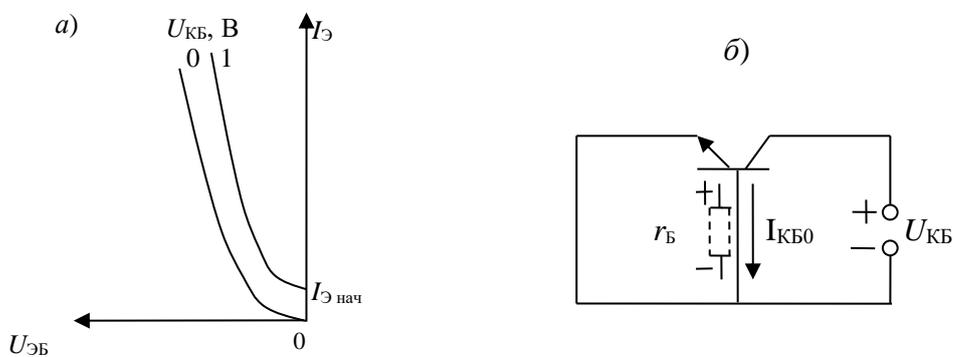


Рис. 1.9. а) начальный участок входных характеристик в схеме с общей базой; б) схема, поясняющая появление начального тока эмиттера  $I_{Э\text{ нач}}$

В отсутствие инжекции на эмиттерном переходе ( $U_{ЭБ} = 0$ ) при протекании обратного тока коллектора через базу на ее сопротивлении  $r_B$  возникает падение напряжения (рис. 1.9, б). Видно, что это напряжение прикладывается к эмиттерному переходу и смещает его в прямом направлении. Возникающий при этом начальный ток эмиттера  $I_{Э\text{ нач}}$  очень мал, падение напряжения на  $r_B$  составляет не более 0,01 В.

Форма выходных характеристик биполярного транзистора определяется тем, что коллекторный переход в активном режиме включен в обратном направлении: ток коллектора почти не зависит от напряжения коллектор-база (рис. 1.10)

При отсутствии входного тока в цепи коллектора протекает очень малый ток  $I_{КБ0}$  – ток обратно смещенного коллекторного  $p$ - $n$ -перехода (масштаб на рис. 1.10 для характеристики при  $I_{Э} = 0$  сильно увеличен).

С увеличением тока эмиттера выходные характеристики в области активного режима поднимаются вверх: ток коллектора возрастает при повышении уровня инжекции на эмиттерном переходе.

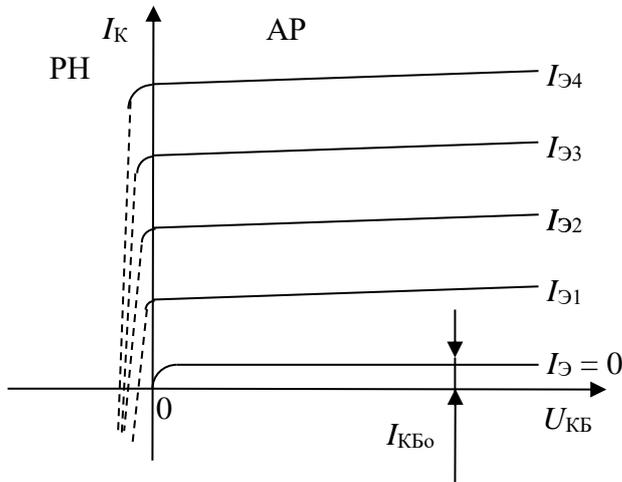


Рис. 1.10. Семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора в схеме с общей базой. Показаны смещения кривых при увеличении входного тока  $I_{Э}$  в активном режиме (АР) и в режиме насыщения (РН)

Основные особенности выходных характеристик в активном режиме – наличие тока коллектора при  $U_{КБ} = 0$  и малый положительный наклон пологих участков кривых.

Ток коллектора, как известно, обусловлен экстракцией неосновных носителей базы в коллектор за счет электрического поля обратно смещенного коллекторного перехода. При  $U_{КБ} = 0$  на переходе остается только контактная разность потенциалов, и величина контактного поля оказывается достаточной для экстракции в коллекторную область всех неосновных носителей, пришедших в базе к переходу база-коллектор.

Слабое возрастание тока коллектора с увеличением  $U_{КБ}$  связано с модуляцией ширины базы. Потери инжектированных неосновных носителей в базе на рекомбинацию уменьшаются за счет сокращения расстояния между границами переходов, и ток коллектора становится больше. Это явление объясняет также увеличение коэффициента передачи тока  $\alpha$  с ростом коллекторного напряжения.

При смене полярности коллекторного напряжения  $p-n$ -переход база-коллектор смещается в прямом направлении, и транзистор

оказывается в режиме насыщения. Ток коллектора резко падает, так как возникает ток инжекции из коллектора в базу, направленный встречно к току коллектора в активном режиме. При достижении равенства этих противоположных токов общий ток коллектора оказывается равным нулю (рис.1.10).

## 1.6. Схема с общим эмиттером.

### 1.6.1. Токи в схеме с общим эмиттером

Управляющим током в таком включении транзистора является ток базы. Для нахождения коэффициента передачи тока используем очевидное соотношение (1.2) с учетом того, что ток эмиттера есть сумма токов базы и коллектора:

$$I_K = \alpha I_K + \alpha I_B + I_{KB_0}$$

Отсюда следует, что 
$$I_K = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{KB_0},$$

и коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером  $\beta$  выражается формулой:

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}. \quad (1.4)$$

Так как величина  $\alpha$  близка к единице ( $\sim 0,99$ ), то величина  $\beta \sim 100$ . Следовательно, ток коллектора равен:

$$I_K = \beta I_B + (\beta+1)I_{KB_0} \approx \beta I_B \quad (1.5)$$

Выразив коэффициент  $\alpha$  через токи в транзисторе (1.3) получим:

$$\beta = \frac{I_K - I_{KB_0}}{I_B + I_{KB_0}} \approx \frac{I_K}{I_B} \quad (1.6)$$

Видно, что схема с общим эмиттером обеспечивает значительное усиление по току – в отличие от схемы с общей базой. Из соотношения величин входного ( $U_{БЭ}$ ) и выходного ( $U_{КЭ}$ ) напряжений видно также, что усиление по напряжению практически такое же, как в схеме с общей базой. Таким образом, схема с общим эмиттером обеспечивает наибольшее усиление по мощности.

### 1.6.2. Статические характеристики биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером

Входные характеристики в этой схеме включения подобны тем же характеристикам в схеме с общей базой, так как ток базы – это часть тока эмиттера. Однако, зависимость их положения от коллекторного напряжения носит противоположный характер (рис. 1.11). Кроме того, активному режиму соответствуют только те характеристики, для которых  $U_{кэ} > 0$  и превышает некоторое критическое значение.

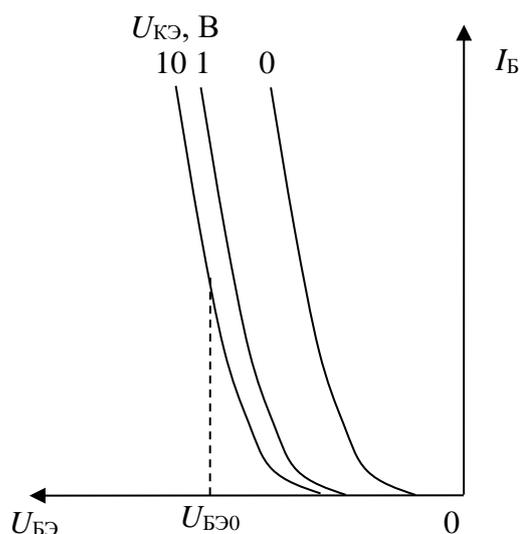


Рис. 1.11. Семейство входных статических характеристик биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером. Кривая при  $U_{кэ} = 0$  соответствует режиму насыщения, остальные – активному режиму

Для нахождения граничного напряжения  $U_{кэ гр}$ , при превышении которого транзистор переходит из режима насыщения в активный

режим, рассмотрим два варианта схемы с общим эмиттером: а) с  $U_{кэ} = 0$ , б) – с возможностью изменения  $U_{кэ}$  от нуля в положительную сторону (рис. 1.12).

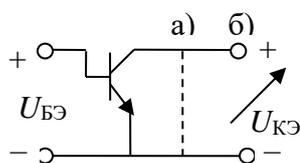


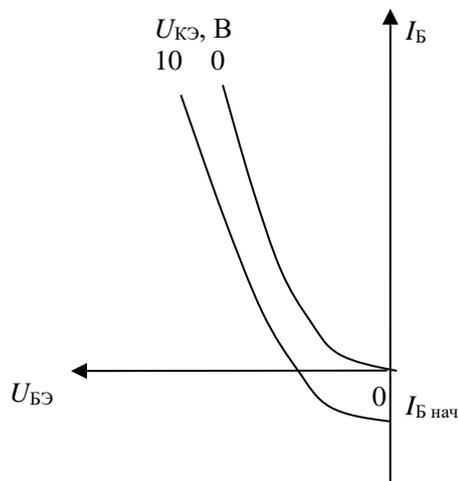
Рис. 1.12. Схема с общим эмиттером: а) – выводы коллектора и эмиттера соединены ( $U_{кэ} = 0$ , штриховая линия); б) – в цепь коллектора включен источник напряжения с возможностью регулировки величины  $U_{кэ}$

В случае а) потенциалы коллектора и эмиттера одинаковы, и напряжение  $U_{БЭ}$ , прямое для эмиттерного перехода, оказывается полностью приложенным к переходу база-коллектор и также смещает его в прямом направлении. Таким образом, в случае  $U_{кэ} = 0$  транзистор находится в режиме насыщения. При размыкании выводов коллектора и эмиттера и увеличении напряжения источника питания  $U_{кэ}$  (рис. 1.12,

б) прямое смещение коллекторного перехода будет уменьшаться, и при  $U_{КЭ гр} = U_{БЭ}$  суммарное напряжение на коллекторном переходе окажется равным нулю. Дальнейшее увеличение  $U_{КЭ}$  переводит транзистор в активный режим.

Из рис. 1.11 следует, что ток базы при фиксированном значении  $U_{БЭ0}$  уменьшается при увеличении коллекторного напряжения. Основной причиной этого является уменьшение рекомбинационных потерь инжектированных неосновных носителей в базе из-за уменьшения ее ширины. Кроме того, при переходе из режима насыщения ( $U_{КЭ} = 0$  В) в активный режим ( $U_{КЭ} = 1$  В) ток базы уменьшается гораздо больше, чем при изменении  $U_{КЭ}$  от 1 до 10 В, когда транзистор остается в активном режиме. Это связано с тем, что в режиме насыщения в ток базы вносится дополнительный вклад – ток рекомбинации электронов, инжектированных в базу из коллектора. При переходе в активный режим эта составляющая тока базы исчезает, и при дальнейшем увеличении  $U_{КЭ}$  ток базы уменьшается только за счет эффекта Эрли.

Так же, как и в схеме с общей базой, при нулевом входном напряжении и наличии напряжения на коллекторе  $U_{КЭ}$  существует очень



малый начальный входной ток  $I_{Б нач}$ , но противоположной полярности (рис. 1.13.).

Рис. 1.13. Начальный участок входных характеристик в схеме с общим эмиттером

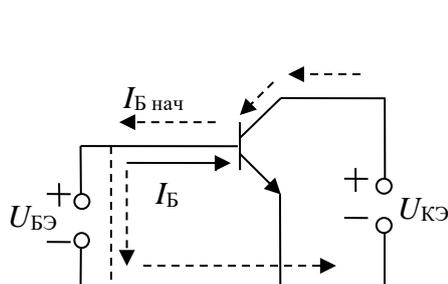


Рис. 1.14. Схема, поясняющая появление начального обратного тока базы  $I_{Б нач}$ . Штриховые линии соответствуют случаю  $U_{БЭ} = 0$

При коротком замыкании цепи база-эмиттер ( $U_{БЭ} = 0$ , рис. 1.14) в цепи базы протекает ток обратно смещенного коллекторного перехода  $I_{Б\text{ нач}} = I_{КБ0}$ . Его направление противоположно тому, которое соответствует рабочим значениям напряжения  $U_{БЭ}$ . При увеличении  $U_{БЭ}$  начинает расти ток базы обычного направления  $I_{Б}$ , и при некотором значении  $U_{БЭ}$  суммарный ток в цепи базы становится равным нулю.

Выходные характеристики в схеме с общим эмиттером (рис. 1.15) отличаются от тех же характеристик в схеме с общей базой. Во-первых, при уменьшении  $U_{КЭ}$  до нуля ток коллектора также снижается до значений, близких к нулевым. Во-вторых, пологий участок кривых имеет гораздо больший положительный наклон, чем в схеме с общей базой.

В отсутствие инжекции ( $I_{Б} = 0$ ) в цепи коллектора протекает начальный ток  $I_{КЭ0} = (\beta + 1)I_{КБ0}$ , его величина значительно больше, чем в схеме с общей базой. Участок резкого роста тока коллектора при малых напряжениях ( $U_{КЭ} < U_{БЭ}$ ) соответствует режиму насыщения (см. пояснения к рис. 1.12). Строго говоря, наклон кривых на этом участке не одинаков: он тем больше, чем больше ток базы. Однако в масштабе, использованном на рис. 1.15, изменения наклона практически не заметны.

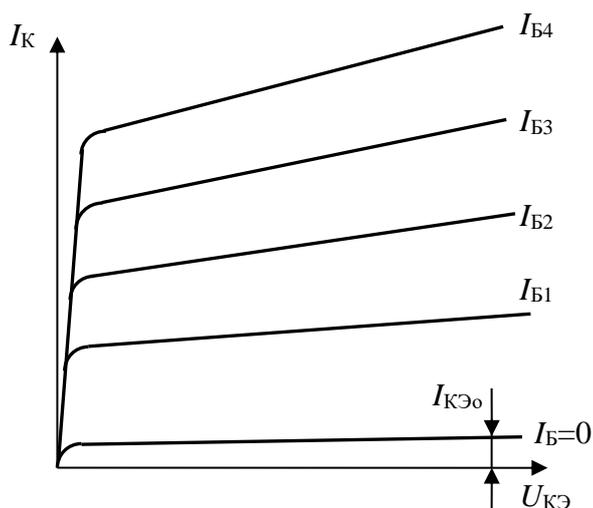


Рис. 1.15. Семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером при различных токах базы:

$$I_{Б1} < I_{Б2} < I_{Б3} < I_{Б4}$$

В условиях, когда коэффициент передачи тока  $\beta$  слабо зависит от тока эмиттера  $I_{\text{Э}}$ , и, следовательно, тока базы, расстояния между участками характеристик в активном режиме при равных приращениях тока базы практически одинаковы. Этот случай соответствует рабочему диапазону токов и напряжений на транзисторе.

Более подробный анализ показывает, что при увеличении  $I_{\text{Э}}$  в области малых токов  $\beta$  растет из-за снижения влияния рекомбинационной составляющей тока прямо смещенного перехода эмиттер-база. При приближении тока коллектора к предельно-допустимому значению величина  $\beta$  уменьшается. Основная причина – рост потерь инжектированных неосновных носителей на рекомбинацию в базе из-за увеличения ее ширины за счет эффекта Кирка. Соответственно, расстояния между участками характеристик в активном режиме при равных приращениях малых токов базы увеличиваются, а для больших значений токов базы – уменьшаются.

Большой, чем в схеме с общей базой, наклон выходных характеристик в активном режиме связан с эффектом Эрли, но в данном случае его влияние оказывается гораздо более сильным. Уменьшение рекомбинационных потерь инжектированных неосновных носителей должно приводить к снижению тока базы, однако при снятии выходных характеристик он поддерживается постоянным. Следствием этого является возрастание тока эмиттера, т.е. уровня инжекции на эмиттерном переходе, и, соответственно, заметное увеличение тока коллектора с ростом коллекторного напряжения. Иначе говоря, каждая выходная характеристика регистрируется при постоянном токе базы и возрастающем токе эмиттера. По этой причине коэффициент передачи тока  $\beta$  заметно возрастает с ростом напряжения коллектор-эмиттер в рабочем интервале (примерно на 20%).

### **1.7. Влияние температуры на характеристики биполярного транзистора**

Транзисторы, используемые в схемах различного назначения, нагреваются из-за токов, протекающих через приборы, а также от внешних источников тепла. Повышение температуры приводит к возрастанию токов, протекающих через транзистор. Главной причиной

этого является экспоненциальный рост обратного тока коллекторного перехода, который определяет значение начальных токов коллектора  $I_{КБ0}$  и  $I_{КЭ0}$  в схемах с общей базой и общим эмиттером.

Пусть температура увеличивается от значения  $T_1$  до значения  $T_2$ , при этом начальный ток коллектора в схеме с общей базой возрастает в  $k$  раз:  $I_{КБ0}(T_2) = k I_{КБ0}(T_1)$ ;  $k > 1$  – любое число. Будем считать, что коэффициенты передачи тока в первом приближении не зависят от температуры. Тогда для схемы с общей базой:

$I_K(T_1) = \alpha I_{Э} + I_{КБ0}(T_1)$ ,  $I_K(T_2) = \alpha I_{Э} + k \cdot I_{КБ0}(T_1)$ , и прирост тока коллектора за счет повышения температуры:

$$\Delta I_K(\text{ОБ}) = (k - 1) I_{КБ0}(T_1). \quad (1.7)$$

Для схемы с общим эмиттером:

$$I_K(T_1) = \beta I_B + (\beta + 1) I_{КБ0}(T_1), \quad I_K(T_2) = \beta I_B + (\beta + 1)k \cdot I_{КБ0}(T_2);$$

$$\Delta I_K(\text{ОЭ}) = (k - 1)(\beta + 1) I_{КБ0}(T_1) \quad (1.8)$$

С учетом того, что  $\beta \sim 100$ , из (1.7) следует, что схема с общим эмиттером обладает плохой термостабильностью в отличие от схемы с общей базой.

На рис. 1.16 показаны изменения выходных характеристик с температурой. В схеме с общим эмиттером изменения настолько велики, что требуются специальные меры для температурной стабилизации режима работы транзистора при его применении в различных электронных устройствах.

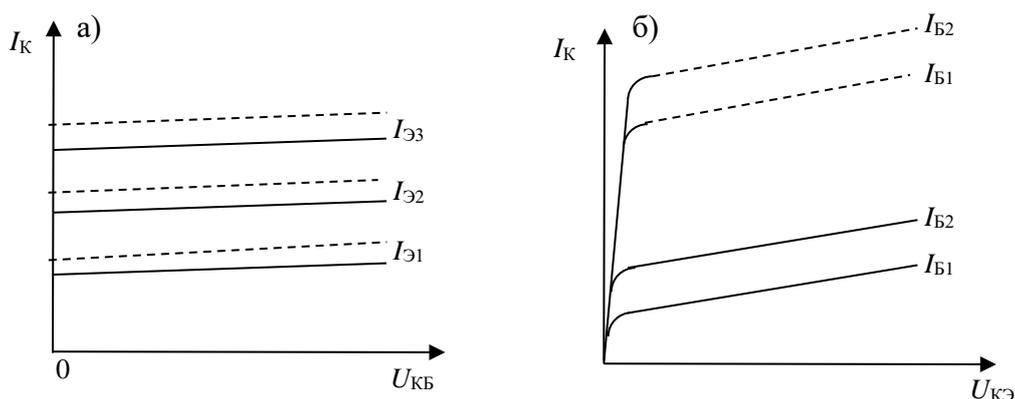


Рис. 1.16 Влияние температуры на выходные характеристики биполярного транзистора: а) – в схеме с общей базой, б) – в схеме с общим эмиттером. Штриховые линии соответствуют более высокой температуре при тех же значениях входных токов. Изменения температуры в обоих случаях одинаковы.

## 1.8. Статические и малосигнальные параметры биполярных транзисторов

Статические параметры определяют рабочий диапазон транзистора по постоянному току: предельно допустимые значения токов и напряжений в цепях эмиттера, базы и коллектора, предельно допустимая мощность, рассеиваемая в цепи коллектора. Кроме того, к числу этих параметров относят статические коэффициенты передачи токов в схемах с общей базой ( $\alpha$ ) и общим эмиттером ( $\beta$ ).

Параметры малого сигнала ( $h$ -параметры). Биполярные транзисторы – это приборы, управляемые током, в которых существует обратная связь по напряжению. По этой причине из различных систем уравнений линейного четырехполюсника выбирают ту, в которой в качестве независимых переменных выступают входной ток  $I_1$  и выходное напряжение  $U_2$ .

Уравнения четырехполюсника в таком случае:

$$U_1 = h_{11}I_1 + h_{12}U_2; I_2 = h_{21}I_1 + h_{22}U_2 ,$$

где  $U, I$  – комплексные амплитуды переменных напряжений и токов.

Малые приращения (дифференциалы) входного напряжения и выходного тока линейного четырехполюсника в данном случае:

$$\begin{aligned} dU_1 &= h_{11}dI_1 + h_{12}dU_2; \\ dI_2 &= h_{21}dI_1 + h_{22}dU_2 \end{aligned} \quad (1.9)$$

Эти уравнения соответствуют системе  $h$ -параметров. В общем случае  $h$ -параметры – комплексные величины, но в случае относительно невысоких частот ( $< 10$  МГц), когда емкостные составляющие входного и выходного токов малы, они являются дифференциальными действительными величинами.

При коротком замыкании по переменному сигналу в выходной цепи  $dU_2 = 0$ , и из (1.9) определяются параметры  $h_{11}$  и  $h_{21}$ :

$$\begin{aligned} h_{11} &= \frac{dU_1}{dI_1} - \text{входное дифференциальное сопротивление,} \\ h_{21} &= \frac{dI_2}{dI_1} - \text{коэффициент передачи тока.} \end{aligned}$$

В режиме холостого хода во входной цепи по переменному сигналу  $dI_1 = 0$ , и  $h_{12}$  и  $h_{22}$  находятся из (1.9) следующим образом:

$h_{12} = \frac{dU_1}{dU_2}$  – коэффициент обратной связи по напряжению;

$h_{22} = \frac{dI_2}{dU_2}$  – выходная дифференциальная проводимость,

величина, обратная выходному дифференциальному сопротивлению.

Величины  $h$ -параметров зависят от схемы включения транзистора, а также от постоянных составляющих величин входных и выходных токов и напряжений. Значения  $h$ -параметров можно приближенно определить как отношения малых приращений напряжений и токов, используя входные и выходные вольтамперные характеристики транзистора.

Различие в величинах  $h$ -параметров схемах с общей базой и общим эмиттером показано в таблице 1.

Таблица 1

Параметр	Схема ОБ	Схема ОЭ
$h_{11}$	Единицы– десятки Ом	Сотни–тысячи Ом
$h_{12}$	$10^{-3} - 10^{-4}$	$10^{-3} - 10^{-4}$
$h_{21}$	$\leq 1$	Десятки-сотни
$r_{22} = 1/h_{22}$	Сотни кОм – единицы МОм	Десятки кОм

### 1.9. Биполярный транзистор как усилитель малых переменных сигналов

Усилительные свойства биполярного транзистора, как известно, зависят от схемы включения. Поскольку наибольшее усиление электрической мощности входного сигнала достигается в схеме с общим эмиттером, рассмотрим этот случай более подробно.

Простейшая схема усилительного каскада показана на рис. 1.17. Транзистор отделен от предыдущих и последующих элементов конденсаторами большой емкости  $C1$  и  $C2$  для развязки по постоянному току. Резистор  $R_B$  служит для создания постоянного тока базы:  $I_B \approx E_K/R_B$ , резистор  $R_K$  – нагрузочное сопротивление.

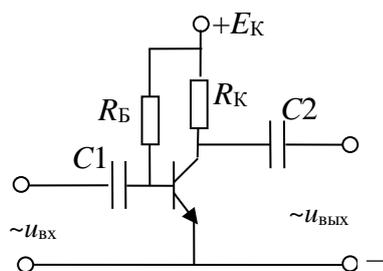


Рис. 1.17. Усилительный каскад с активной нагрузкой на биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером

Усиливаемый синусоидальный сигнал малой амплитуды подается в цепь базы через конденсатор  $C1$ . Усиленный сигнал через конденсатор  $C2$  подается на выход или на следующий каскад. Если входное сопротивление следующего каскада велико по сравнению с  $R_K$ , то сопротивление нагрузки данного усилителя  $R_{нагр} \approx R_K$ .

Рабочая точка усилительного каскада задается постоянным током базы, его величина определяется резистором  $R_B$  и соответствует середине участка быстрого роста тока базы на входной ВАХ ( $U_{БЭ0}$  на рис. 1.11). Это обеспечивает минимум нелинейных искажений при усилении малых переменных сигналов.

На рис.1. 18 показаны три статических выходных характеристики и нагрузочная прямая усилительного каскада. Рабочая точка  $C$  оказывается на середине пологого участка выходной ВАХ. Рабочую точку также можно выбирать в районе середины нагрузочной прямой.

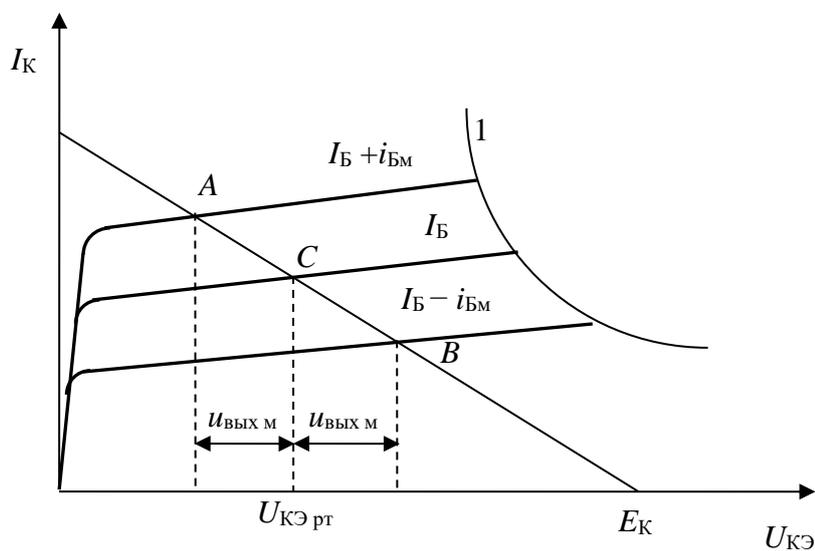


Рис. 1.18. Выбор рабочей точки усилителя на биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером. Кривая 1 – гипербола максимальной мощности постоянного тока:  $I_K = P_{макс}/U_{КЭ}$

Пусть на вход подается малый гармонический сигнал с частотой, соответствующей рабочему диапазону  $u_{\text{вх}} = u_{\text{вх м}} \sin \omega t$ ; ток базы будет изменяться также по синусоидальному закону  $i_{\text{б}} = i_{\text{б м}} \sin \omega t$ , так как малый участок входной характеристики можно приближенно считать линейным. При этом рабочая точка будет перемещаться вдоль нагрузочной прямой в пределах отрезка  $AB$ , напряжение  $U_{\text{кэ}}$  будет изменяться в пределах  $U_{\text{кэ рт}} \pm u_{\text{вых м}}$ , и после конденсатора  $C2$  на выходе появится усиленный переменный сигнал  $u_{\text{вых}} = u_{\text{вых м}} \sin \omega t$ .

В схеме на рис. 1.17 обязательно выполняется условие  $R_{\text{б}} \gg h_{11\text{э}}$ , поэтому  $i_{\text{б м}} = u_{\text{вх м}}/h_{11\text{э}}$ . Выходное напряжение:  $u_{\text{вых м}} = i_{\text{к м}} \cdot R_{\text{к}}$ , и так как  $i_{\text{к м}} = h_{21\text{э}} i_{\text{б м}}$ ,  $u_{\text{вых м}} = h_{21\text{э}} (u_{\text{вх м}}/h_{11\text{э}}) \cdot R_{\text{к}}$ , коэффициент усиления переменного сигнала по напряжению равен

$$K_U = \frac{u_{\text{вых м}}}{u_{\text{вх м}}} = \frac{h_{21\text{э}} \cdot R_{\text{к}}}{h_{11\text{э}}}. \quad (1.10)$$

Увеличение сопротивления нагрузки для повышения коэффициента усиления ограничено тем, что при больших  $R_{\text{к}}$  рабочая точка  $C$  (рис. 1.18) из-за уменьшения наклона нагрузочной прямой будет сдвигаться в сторону малых постоянных напряжений  $U_{\text{кэ}}$ . При этом транзистор может выйти из активного режима и оказаться в режиме насыщения. Для предотвращения такого случая можно одновременно увеличивать напряжение источника питания  $E_{\text{к}}$ , но эта возможность также ограничена максимально допустимой мощностью  $P_{\text{макс}}$ , рассеиваемой в цепи коллектора.

В схеме с общим коллектором управляющим током является ток базы, выходным током – ток эмиттера. Тогда:

$$I_{\text{э}} = I_{\text{к}} + I_{\text{б}} \approx \beta I_{\text{б}} + I_{\text{б}} = (\beta + 1)I_{\text{б}}, \quad (1.11)$$

т.е. усиление по току в схеме с общим коллектором чуть больше, чем в схеме с общим эмиттером (1.5). Напряжение на выходе ( $U_{\text{э к}}$ ) практически такое же, как и на входе ( $U_{\text{б к}}$ ), следовательно, в данной схеме отсутствует усиление по напряжению.

Практическая схема усилителя переменного сигнала на биполярном транзисторе с общим коллектором (рис. 1.19), на первый взгляд, отличается от «стандартной», когда входной сигнал подается в

цепь база-коллектор. На самом деле никакого противоречия нет. Общая точка схемы по переменному сигналу – действительно цепь коллектора, так как источник питания  $E_K$ , зашунтированный конденсатором большой емкости, не оказывает практически никакого сопротивления переменному току. Резистор  $R_B$  служит для смещения коллекторного перехода в обратном направлении. Одновременно потенциал  $p$ -базы оказывается положительным по отношению к выводу  $n$ -эмиттера, и, таким образом, транзистор работает в активном режиме.

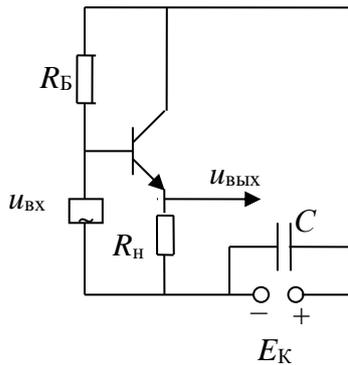


Рис. 1.19. Простейший усилитель переменного сигнала на основе схемы с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

Особенность такого каскада в том, что он является усилителем тока, а усиление по напряжению не наблюдается. Действительно, если на вход подается напряжение

$u_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХМ}} \sin \omega t$  и входной ток изменяется по тому же закону, то

$$K_i = \frac{i_{\text{ЭМ}}}{i_{\text{БМ}}} = \frac{i_{\text{КМ}} + i_{\text{БМ}}}{i_{\text{БМ}}} = K_{i\text{ОЭ}} + 1,$$

где  $K_{i\text{ОЭ}}$  – коэффициент усиления по переменному току в схеме с общим эмиттером. Выходное напряжение  $u_{\text{ВЫХ}}$  как падение напряжения на нагрузочном резисторе  $R_H$  полностью передается на вход в цепь базы, т.е. здесь имеется 100%-ная отрицательная обратная связь. Тогда коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = \frac{u_{\text{ВЫХМ}}}{u_{\text{ВХМ}}} = \frac{u_{\text{ВЫХМ}}}{u_{\text{БЭМ}} + u_{\text{ВЫХМ}}} < 1.$$

Выходное напряжение совпадает по фазе с входным, и их значения очень близки; по этой причине этот каскад называется «эмиттерный повторитель».

Из трех схем включения биполярного транзистора схема с общим коллектором обладает наибольшим входным сопротивлением. Входным током является ток базы, напряжение на входе равно сумме напряжения база-эмиттер и выходного напряжения, следовательно

$$R_{\text{вх(ОК)}} = \frac{u_{\text{БЭМ}} + u_{\text{ВЫХМ}}}{i_{\text{БМ}}} > R_{\text{вх(ОЭ)}} > R_{\text{вх(ОБ)}}$$

Величина входного сопротивления эмиттерного повторителя составляет десятки килоом. Выходное же сопротивление этого каскада невелико (~100 Ом). Это позволяет использовать эмиттерный повторитель как согласующий элемент между устройствами с высоким выходным и низким входным сопротивлением.

### 1.10. Биполярный транзистор в схеме ключа

Биполярный транзистор часто находит применение как переключатель импульсных сигналов. В режиме ключа транзистор в отсутствие входного импульсного сигнала находится в режиме отсечки; при поступлении сигнала на вход транзистор в течение всей длительности импульса должен быть в режиме насыщения. Иначе говоря, до поступления импульса на вход транзистор закрыт, т.е. находится в состоянии, когда ток через него пренебрежимо мал и падение напряжения на нем почти равно напряжению  $E_{\text{к}}$ , а с момента поступления импульса на вход до его окончания транзистор открыт: через него протекает большой ток при очень малом остаточном напряжении на коллекторе. В идеальном случае длительность и форма входного и выходного импульсов должна быть одинаковой.

Реальный транзистор вносит заметные искажения в выходной сигнал, главное из которых – увеличение длительности импульса на выходе по сравнению с входным. Физическая причина этого явления в том, что при переходе из режима насыщения в режим отсечки требуется конечное время для удаления («рассасывания») избыточных неосновных носителей из базы транзистора. При этом распределение концентрации неосновных носителей в базе должно измениться от вида в) на рис. 1.4 до распределения вида а) на том же рисунке.

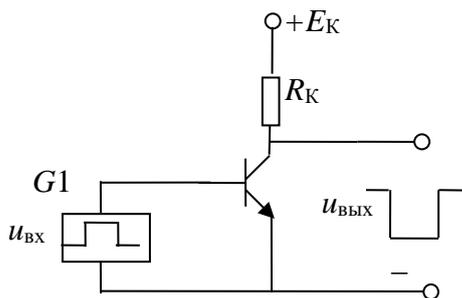


Рис. 1.20. Схема ключа на биполярном *n-p-n*-транзисторе.  $G1$  – генератор импульсов положительной полярности

В простейшей схеме ключа на биполярном транзисторе (рис. 1.20) начальное обратное смещение перехода эмиттер-база отсутствует, в цепь базы включен только источник импульсного сигнала. Тем не менее, транзистор находится в режиме отсечки, так как ток базы в отсутствие импульса на входе равен нулю. Амплитуда входного импульса должна быть достаточно большой для перевода транзистора в режим насыщения. Выходным сигналом  $u_{\text{ВЫХ}}$  является изменение падения напряжения на транзисторе  $U_{\text{КЭ}}$ .

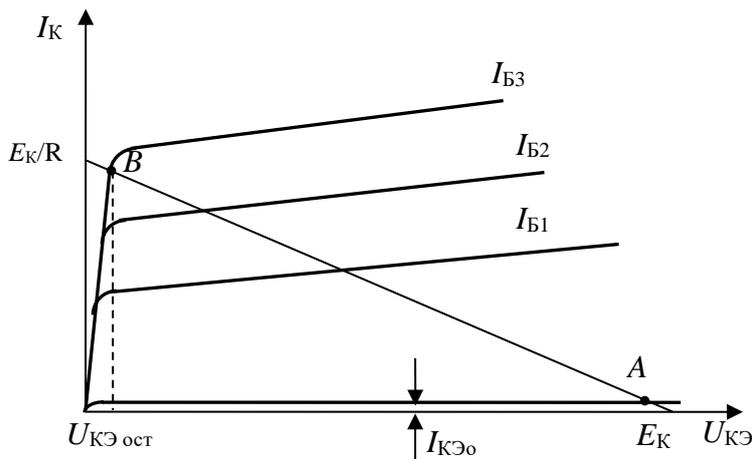


Рис. 1.21. Нагрузочная прямая и статические выходные характеристики. *A* – режим отсечки, *B* – режим насыщения

До поступления входного импульса падение напряжения на транзисторе равно напряжению источника питания  $E_K$ , ток через транзистор очень мал и равен величине  $I_{\text{КЭ}_0}$  (рис. 1.21). Видно, что для перевода транзистора из режима отсечки (*A*) в режим насыщения (*B*) амплитуда входного импульса должна быть настолько большой, чтобы падение напряжения на транзисторе в схеме ключа уменьшилось от  $\sim E_K$  до величины  $U_{\text{КЭ}_\text{ост}}$  (десятые доли Вольта), соответствующей режиму насыщения. После окончания входного импульса транзистор переходит в закрытое состояние.

На временных диаграммах рис. 1.22 отчетливо проявляется инерционность биполярного транзистора. Во-первых, ток в цепи коллектора появляется не мгновенно, а с небольшой задержкой, что связано с конечным временем пролета инжектированных электронов через область базы. Этому явлению соответствует параметр  $t_{\text{зд}}$  – время задержки.

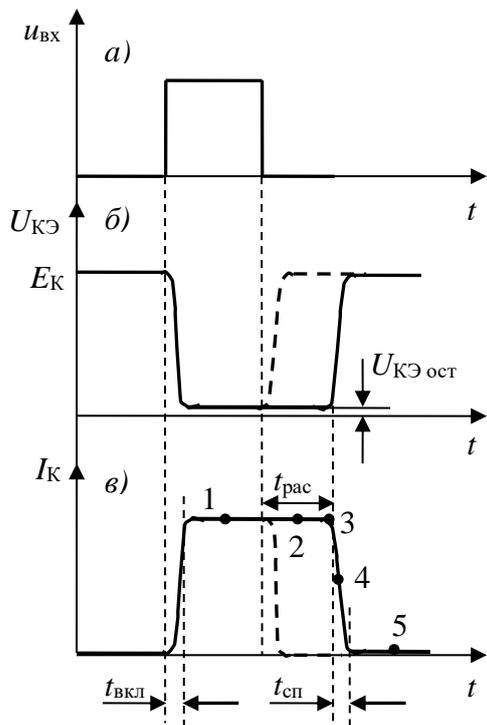


Рис. 1.22. Временные диаграммы напряжений и токов при работе  $p-p-n$  транзистора в режиме ключа. а) импульс входного напряжения, б) импульс выходного напряжения, в) импульс тока коллектора. Штриховая линия спада выходного импульса соответствует биполярному транзистору с диодом Шоттки. Номера точек 1-5 соответствуют обозначениям на рис. 1.23.

Инжектированные из эмиттера неосновные носители имеют разброс скоростей от нулевой до максимальной, поэтому для

достижения постоянного значения тока коллектора требуется конечное время. Из-за этого установление амплитуд импульсов  $I_{К}$  и  $U_{КЭ}$  происходит не мгновенно, а через промежуток времени нарастания  $t_{нр}$ . В течение этого времени транзистор находится в активном режиме: рабочая точка на нагрузочной прямой находится между крайними точками А и В (рис. 1.21). Общее время перехода транзистора из режима отсечки в режим насыщения – это время включения (рис. 1.22, в). Далее, до момента выключения входного импульса ток коллектора в режиме

насыщения транзистора остается неизменным; его величина определяется резистором  $R_{К}$ . Распределение концентрации неосновных носителей в базе при этом соответствует кривой 1 на рис. 1.23.

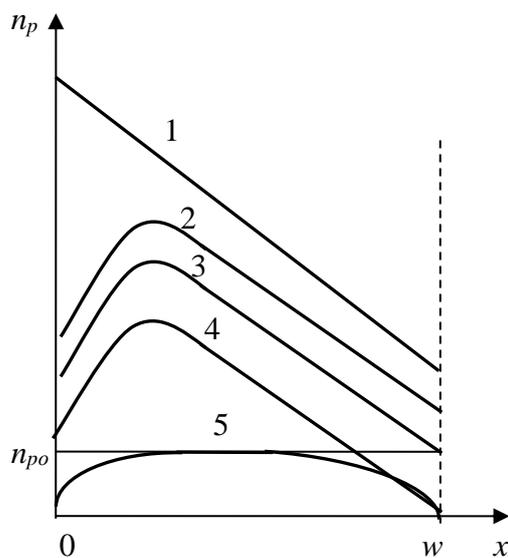


Рис. 1.23. Изменения в распределении концентрации неосновных носителей в базе транзистора в процессе переключения из режима насыщения (1) в режим отсечки (5)

переключения из режима насыщения (1) в режим отсечки (5)

После выключения входного импульса амплитуда выходного сигнала остается неизменной, т.е. несмотря на прекращение инжекции на эмиттерном переходе транзистор остается в режиме насыщения. Это обусловлено тем, что концентрация неосновных носителей у эмиттерного ( $x = 0$ ) и у коллекторного ( $x = w$ ) переходов не может мгновенно измениться до нулевых значений, соответствующих режиму отсечки. Следовательно, для удаления этих носителей из базы требуется конечное время  $t_{\text{рас}}$  – время рассасывания (см. рис.1.22, в). До тех пор, пока у коллекторного перехода в базе будут присутствовать избыточные неосновные носители, (кривые 1–3 на рис. 1.23 и соответствующие точки на рис. 1.22), режим насыщения будет сохраняться. Кривая 3 соответствует началу перехода транзистора в активный режим: здесь избыточная концентрация неосновных носителей сравнялась с равновесной. Далее, в течение времени спада  $t_{\text{сп}}$  активный режим (4) сменяется режимом отсечки (5), и транзистор закрывается. Таким образом, запаздывание выключения транзистора по отношению к входному сигналу определяется суммой времен рассасывания и спада, т.е. временем выключения:  $t_{\text{выкл}} = t_{\text{рас}} + t_{\text{сп}}$ .

Отсчет всех временных параметров ключевой схемы проводится следующим образом: выбираются нижняя ( $0,1I_{\text{КМ}}$ ) и верхняя ( $0,9I_{\text{КМ}}$ ) границы тока коллектора. При переходе через эти значения происходит смена параметра. Так, время задержки  $t_{\text{зд}}$  – это интервал, в течение которого тока коллектора достигает величины  $0,1I_{\text{КМ}}$ , время нарастания  $t_{\text{нр}}$  соответствует изменению тока коллектора от  $0,1I_{\text{КМ}}$  до  $0,9I_{\text{КМ}}$ , время рассасывания  $t_{\text{рас}}$  – уменьшению тока от  $I_{\text{КМ}}$  до  $0,9I_{\text{КМ}}$ , время спада  $t_{\text{сп}}$  – уменьшению тока от  $0,9I_{\text{КМ}}$  до  $0,1I_{\text{КМ}}$ .

Очевидно, что главной задачей при использовании биполярного транзистора в ключевой схеме является уменьшение времени включения и времени рассасывания. Для сокращения времени включения используются дрейфовые транзисторы, в которых инжектированные неосновные носители ускоряются в базе встроенным электрическим полем. Уменьшение времени рассасывания можно вызвать увеличением скорости рекомбинации неосновных носителей в базе, вводя дополнительные центры рекомбинации (атомы золота).

Маломощные биполярные транзисторы, в которых использованы эти способы увеличения быстродействия, имеют следующие усредненные параметры:  $t_{зд} = 1$  нс,  $t_{нр} = 3$  нс,  $t_{рас} = 40$  нс,  $t_{сг} = 12$  нс.

Еще большее быстродействие имеют кремниевые транзисторы, в которых параллельно коллекторному переходу подключен диод Шоттки (рис. 1.24). Полярность его подключения такова, что он закрыт при обратном смещении перехода база-коллектор и открывается, когда транзистор оказывается в режиме насыщения.

Биполярные транзисторы с диодом Шоттки – важнейшие элементы интегральных цифровых схем. В структуре транзистора, показанной на рис. 24, б, контакты к полупроводниковым областям (К, Э, Б) выполнены из алюминия. Известно [1, 2], что контакты алюминия с  $n^+$ - и  $p$ -областями – омические; а контакт  $n$ -областью – выпрямляющий. Вывод базы (Б) такого транзистора одновременно имеет омический контакт с  $p$ -областью базы и выпрямляющий контакт с  $n$ -областью коллектора. Таким образом, вывод базы оказывается связанным с коллектором через диод Шоттки (рис. 1.24, а).

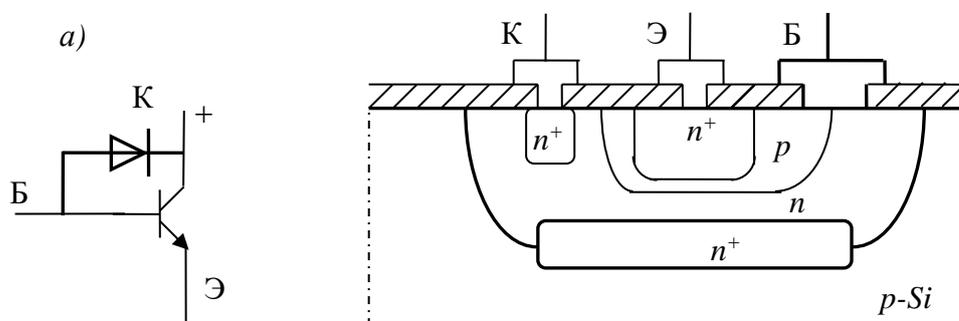


Рис. 1.24. Биполярный  $n$ - $p$ - $n$ -транзистор с диодом Шоттки.

а) графический символ, б) один из вариантов его структуры как элемента интегральной схемы

Как известно, прямое напряжение, отпирающее диод Шоттки, составляет  $\sim 0,25$  В, что почти в три раза меньше того же напряжения для кремниевых  $p$ - $n$ -переходов. Поэтому, как только напряжение на выходе уменьшается до  $U_{КЭ\text{ ост}}$ , сначала открывается диод Шоттки, и практически весь выходной ток течет по цепи, параллельной коллекторному переходу. Затем открывается коллекторный переход, но

ток через него очень мал. Концентрация избыточных неосновных носителей в базе у коллекторного перехода при этом остается близкой к нулю, и после выключения входного импульса распределение концентраций, соответствующее точке 2, оказывается подобным кривой 4 на рис. 1.23. Это означает, что время рассасывания заметно снижается, так как величина заряда, который нужно удалить из базы, гораздо меньше, чем в отсутствие диода Шоттки.

Вторым, не менее важным фактором, является то, что при прямом смещении диода Шоттки не происходит накопление избыточных носителей, так как его прямой ток – это ток электронов из *n*-полупроводника в металл [1,2].

Благодаря этому диод переключается в обратное смещение практически безынерционно, и никакого вклада во время выключения транзистора не вносит. В результате разница длительностей выходного и входного импульсов значительно уменьшается рис. 1.22, в). В современных кремниевых транзисторах с диодами Шоттки время рассасывания может составлять менее 10 наносекунд.

## 2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

### 2.1. Общие положения

Полевые транзисторы — это усилительные и переключательные полупроводниковые приборы, ток в которых управляется электрическим полем и обусловлен дрейфовым движением основных носителей. В зависимости от способа управления различают полевые транзисторы с управляющим  $p$ - $n$ -переходом и с управляющим переходом металл-полупроводник (барьером Шоттки), а также полевые транзисторы с изолированным затвором или МДП- транзисторы. В таком названии отражена структура транзистора: металл-диэлектрик-полупроводник).

Полевые транзисторы имеют как минимум три вывода во внешнюю цепь: исток, затвор и сток. В некоторых вариантах имеется и четвертый вывод — подложка. Кроме того, в каждом транзисторе имеется проводящий канал. Смысл этих терминов следующий:

Канал — область полупроводникового кристалла  $p$ - или  $n$ -типа, через которую проходит ток основных носителей.

Исток — полупроводниковая область, из которой основные носители вводятся в канал.

Сток — полупроводниковая область, через которую основные носители выводятся из канала.

Затвор — электрод, на который подается напряжение, управляющее величиной тока, проходящего через канал, или, иначе говоря, управляющее электрическим сопротивлением канала. Материалом затвора может служить как полупроводник с высокой концентрацией примесей, так и металл.

Подложка — кристалл полупроводника  $p$ - или  $n$ -типа, на котором сформирован полевой транзистор.

### 2.2. Полевой транзистор с управляющим переходом

В транзисторах такого типа ток основных носителей через канал управляется  $p$ - $n$ -переходом или выпрямляющим переходом металл-полупроводник, смещенным в обратном направлении. Изменение напряжения на затворе сдвигает границу области обеднения

управляющего перехода, что вызывает изменение поперечного сечения проводящего канала и, следовательно, его сопротивления. Это означает, что полевой транзистор с управляющим переходом можно рассматривать как переменный резистор, управляемый напряжением.

Один из вариантов устройства полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом и каналом  $n$ -типа показан на рис. 2.1.

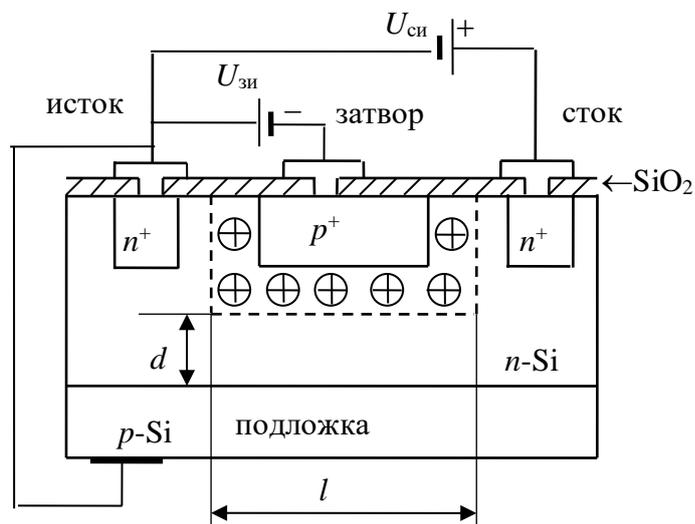


Рис. 2.1. Упрощенное устройство планарного полевого транзистора с управляющим  $p-n$ -переходом и каналом  $n$ -типа. Показано подключение к источникам питания в схеме с общим истоком.  $l$  – длина проводящего канала  $n$ -типа,  $d$  – его ширина.

На кристалле-подложке кремния  $p$ -типа выращивается слой  $n$ -кремния, в котором формируются две  $n^+$ -области для контактов с истоком и стоком, а также  $p^+$ -область затвора. Готовая структура покрывается защитным слоем диоксида кремния, в котором предусматриваются «окна» для выводов во внешнюю цепь. В реальных конструкциях транзистора  $p^+$ ,  $n^+$ -области и граница управляющего перехода не имеют острых углов.

Полярности напряжений затвор-исток ( $U_{зи}$ ) и сток-исток ( $U_{си}$ ) определяются типом проводимости канала. Напряжение  $U_{зи}$  смещает управляющий переход между затвором и каналом в обратном направлении; напряжение  $U_{си}$  обеспечивает дрейф основных носителей канала от истока к стоку. Очевидно, что в случае канала  $n$ -типа (рис. 2.1)

потенциал затвора относительно истока должен быть отрицательным, а потенциал стока – положительным. Для транзистора с каналом  $p$ -типа полярности напряжений будут противоположными.

$P^+ - n$ -переход между затвором и каналом – односторонний, поэтому его ширина, как известно, определяется главным образом размерами области обеднения в  $n$ -полупроводнике, где сосредоточены некомпенсированные положительные заряды ионов доноров. Ширина канала  $d$  – расстояние по вертикали от границы области обеднения до нижней кромки канала, т. е. до границы с  $p$ -подложкой.

Графические символы полевых транзисторов с управляющим переходом показаны на рис. 2.2. В случае если транзисторы являются элементами интегральных схем (бескорпусный вариант), то, как и для любых других типов транзисторов (полевые, биполярные), кружок на изображении отсутствует. Транзисторы такого типа имеют три внешних вывода, так как подложка обычно соединяется с истоком (см. рис.2.1).

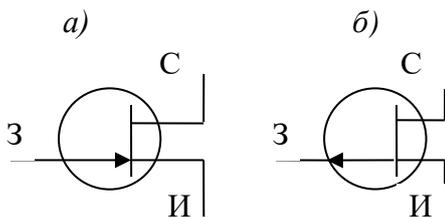


Рис. 2.2. Схемные изображения полевых транзисторов с управляющим переходом; а – с каналом  $n$ -типа, б – с каналом  $p$ -типа. И – вывод истока, З – вывод затвора, С – вывод стока

В дальнейшем, если это особо не оговорено, речь пойдет о полевом транзисторе с каналом  $n$ -типа.

Принцип действия таких транзисторов и вид их вольтамперных характеристик становятся понятными, если последовательно рассмотреть два случая.

### ***2.2.1. Физические процессы в полевом транзисторе с управляющим переходом при постоянном напряжении сток-исток. Передаточные вольтамперные характеристики***

Поддерживая постоянным малое напряжение между стоком и истоком  $U_{си}$ , достаточное для поддержания дрейфа основных носителей

через канал, будем увеличивать напряжение на затворе  $U_{зи}$ . При этом падение напряжения вдоль канала при протекании тока можно не учитывать. Так как подложка соединена с истоком, то напряжение  $U_{зи}$  оказывается приложенным между затвором и каналом, и его увеличение будет смещать управляющий переход в обратном направлении.

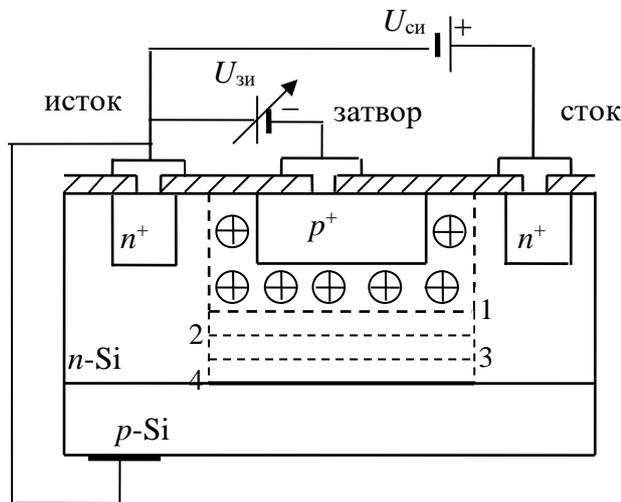


Рис. 2.3. Изменение положения верхней границы канала при расширении управляющего перехода. 1 –  $U_{зи} = 0$ . 2, 3 – положения границы, соответствующие возрастающим значениям напряжения на затворе. Граница 4 соответствует напряжению отсечки  $|U_{зи}| = U_{отс}$

При  $U_{зи} = 0$  ширина канала – наибольшая. Увеличение обратного смещения управляющего  $p^+-n$ -перехода вызывает смещение вниз границы области обеднения, и поперечное сечение канала уменьшается (линии 2 и 3 на рис. 2.3). Ток стока при этом также уменьшается, так как при постоянном напряжении  $U_{си}$  растет сопротивление канала.

Дальнейшее увеличение напряжения на затворе приводит к полному перекрытию канала (линия 4 на рис. 2.3). Абсолютная величина напряжения на затворе, при котором ток стока становится равным нулю, называется напряжением отсечки  $U_{отс}$  полевого транзистора с управляющим переходом.

Напряжение между истоком и стоком  $U_{си}$  в этом случае выбирается небольшим для того, чтобы неодинаковость потенциалов различных точек канала при протекании тока не искажала простую картину влияния напряжения на затворе на величину тока. Это

позволяет считать, что область обеднения управляющего перехода смещается вниз параллельно нижней границе канала.

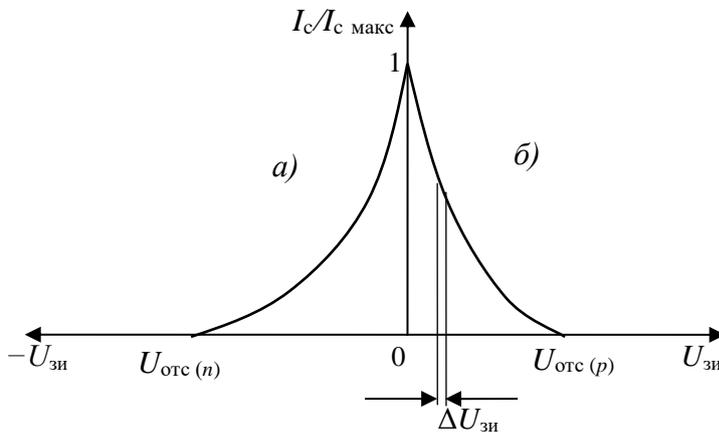


Рис. 2.4. Передаточные характеристики двух полевых транзисторов с управляющим переходом: а) с каналом  $n$ -типа, б) с каналом  $p$ -типа

Зависимость тока стока от напряжения затвористок

при постоянном значении  $U_{си}$  называется передаточной характеристикой полевого транзистора. Эта характеристика для полевого транзистора с управляющим переходом показана на рис. 2.4. В соответствии с рассмотренным выше физическим механизмом управления ток стока наибольший при  $U_{зи} = 0$ , и монотонно уменьшается вплоть до нуля при увеличении модуля управляющего напряжения на затворе до значения  $|U_{зи}| = U_{отс}$ .

Величина  $U_{отс}$  зависит от концентрации примесей в материале канала и от его начальной ширины («просвета», т.е. расстояния между линиями 1 и 4 на рис. 2.3).

Известно [1,2], что при увеличении концентрации примеси либо в одной области, либо в обеих смежных областях  $p$ - $n$ -перехода его ширина уменьшается. Соответственно, чем больше концентрации примесей в материале канала, тем меньше будет проникать в него управляющий переход, и для перекрытия канала потребуется более высокое напряжение отсечки. Точно такая же зависимость напряжения отсечки наблюдается и от начальной ширины канала: с увеличением его поперечного сечения также растет  $U_{отс}$  из-за необходимости прикладывать для перекрытия канала более высокое обратное напряжение на управляющий переход.

### 2.2.2. Физические процессы в полевом транзисторе с управляющим переходом при постоянном напряжении затвор-исток. Выходные вольтамперные характеристики

Поддерживая постоянным напряжение между затвором и истоком  $U_{зи}$ , будем увеличивать величину напряжения сток-исток. При протекании тока через канал его потенциал повышается по мере приближения к стоку. Это влечет за собой увеличение обратного смещения управляющего перехода и, соответственно, уменьшение поперечного сечения канала в направлении стока.

Величина напряжения, смещающего управляющий переход в обратном направлении, у истока равна  $|U_{зи}|$ , а у стока  $|U_{зи}| + U_{си}$ . Это приводит к тому, что ширина канала будет наибольшей у истока и наименьшей у стокового конца канала (рис. 2.5, линия 2).

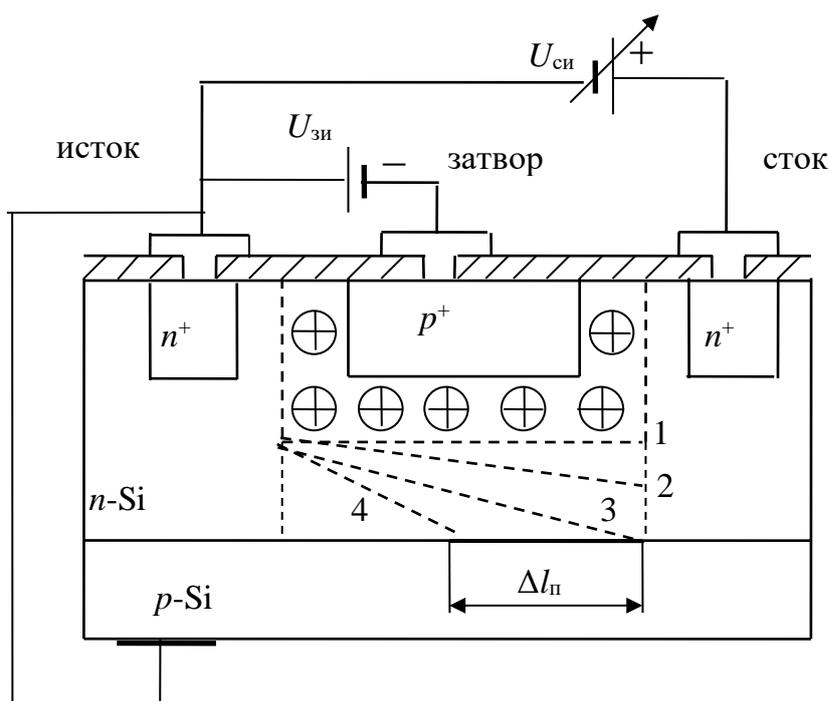


Рис. 2.5. Изменение ширины канала при увеличении напряжения сток-исток ( $U_{зи} = \text{const}$ ). Линии 1–4 показывают последовательность изменения положения верхней границы проводящего канала

При дальнейшем увеличении напряжения  $U_{си}$  разность потенциалов, смещающая управляющий переход в обратном

направлении, у стокового конца станет равной напряжению отсечки полевого транзистора:

$$|U_{зи}| + U_{си} = U_{отс}. \quad (2.1),$$

и нижняя граница управляющего перехода коснется дна канала только в одной точке, у стокового конца (линия 3 на рис. 2.5). Соответствующее напряжение сток-исток называется напряжением насыщения:

$$U_{си \text{ нас}} = U_{отс} - |U_{зи}| \quad (2.2)$$

В отличие от случая, когда напряжение сток-исток поддерживается постоянным, совпадение границы управляющего перехода и дна канала не приводит к прекращению тока стока. Если бы это произошло, потенциалы различных точек канала стали бы одинаковыми, и исчезла бы причина, вызывающая увеличение обратного смещения перехода в направлении от истока к стоку. Если ток стока при напряжении насыщения  $U_{си \text{ нас}}$  уменьшится, то потенциал канала в точке перекрытия станет менее положительным, перекрытие в точке исчезнет, и ток стока увеличится до прежнего значения.

При дальнейшем увеличении  $U_{си}$  канал «перекрывается» на длине  $\Delta l_{п}$  тем большей, чем выше напряжение сток-исток. В результате автоматически поддерживается очень малое сечение проводящего канала, и величина тока стока ограничивается.

Ограничение тока стока происходит по двум причинам. Во-первых, при увеличении напряжения сток-исток происходит удлинение «перекрытой» части канала, и, следовательно, увеличение ее сопротивления. Соответственно, из закона Ома для участка цепи следует, что ток стока либо останется постоянным (при пропорциональном изменении сопротивления канала  $R$  с напряжением), либо будет слабо возрастать.

Если учесть, что ширина обратно смещенного резкого перехода пропорциональна  $\sqrt{U_{обр}}$  [1,2], т. е. в нашем случае  $\sqrt{|U_{зи}| + U_{си}}$ , а также то, что изменение длины перекрытой части канала  $\Delta l_{п}$  пропорционально изменению ширины управляющего перехода, можно записать:

$$I_c = \frac{U_{си}}{R} \sim \frac{U_{си}}{\Delta l_{п}} \sim \frac{U_{си}}{\sqrt{|U_{зи}| + U_{си}}} \sim \sqrt{U_{си}} \quad (2.3)$$

Видно, что в этом случае ток стока будет слабо возрастать с напряжением  $U_{си}$ . Этот фактор является определяющим для относительно длинных каналов ( $\sim 50$  мкм).

Во-вторых, при достижении относительно высокой напряженности электрического поля в канале (более  $10^3$  В/см) начинает уменьшаться подвижность основных носителей. Причина этого явления в том, что при таких полях дрейфовая скорость подвижных носителей достигает величин того же порядка, что и средняя тепловая скорость. При дальнейшем возрастании напряженности поля увеличивается число столкновений носителей с атомами кристаллической решетки, что приводит к замедлению нарастания дрейфовой скорости и, соответственно, к уменьшению их подвижности [1]. Это явление наблюдается в полевых транзисторах с управляющим переходом металл-полупроводник с длиной канала 1–10 мкм и служит причиной наличия пологого возрастающего участка на выходной вольт-амперной характеристике при  $U_{си} > U_{си\text{ нас}}$ .

Форма статических выходных вольтамперных характеристик полевого транзистора с управляющим переходом (рис. 2.6) целиком определяется описанными выше процессами изменения конфигурации проводящего канала.

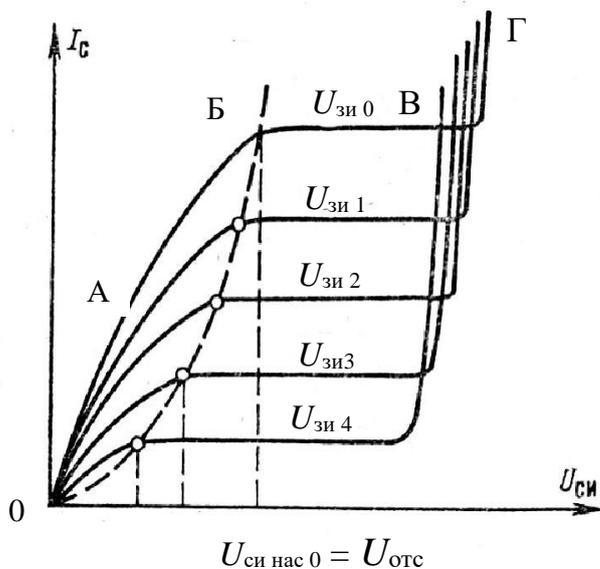


Рис. 2.6. Выходные характеристики полевого транзистора с управляющим переходом.  $U_{зи0} = 0$  В;  $|U_{зи1}| < |U_{зи2}| < |U_{зи3}| < |U_{зи4}|$

На начальном участке 0-A (при малых напряжениях  $U_{си}$ ) ток стока растет почти линейно, так как форма канала искажается очень слабо. На следующем участке A-B нарастание тока стока замедляется из-за уменьшения сечения канала и роста его сопротивления. Точки на характеристиках, в которых

происходит переход к пологим участкам кривых, соответствуют напряжениям сток-исток, равным напряжению насыщения, которое тем меньше, чем больше напряжение  $U_{зи}$  (2). В частности, в точке Б на характеристике при нулевом напряжении на затворе  $U_{си\text{ нас}} = U_{отс}$ . Геометрическое место точек выхода характеристик на пологий участок показано штриховой линией на рис. 2.6.

Пологий участок Б-В обусловлен увеличением сопротивления канала за счет удлинения «перекрытой» части  $\Delta l_{п}$  (формула 2.3). Он является рабочей областью характеристик. Положение точки Б (напряжение насыщения) определяется величиной напряжения отсечки и напряжением затвор-исток (см. формулу 2.2). Из этого следует, что для увеличения протяженности пологого участка напряжение насыщения, и, следовательно, напряжение отсечки должны быть малыми величинами. Это достигается тем, что концентрация примесей в канале выбирается невысокой ( $\sim 10^{16} \text{ см}^{-3}$ ).

При дальнейшем увеличении напряжения сток-исток возникает лавинный пробой управляющего перехода у стокового конца канала, и ток стока резко возрастает (участок В-Г, находящийся за областью предельно допустимых значений  $U_{си}$ ).

Принцип действия полевых транзисторов с управляющим  $p-n$ -переходом и переходом металл-полупроводник одинаковы. Как правило, транзисторы с управляющим барьером Шоттки изготавливаются на основе арсенида галлия. Известно, что подвижность носителей в GaAs почти на порядок больше, чем в кремнии, поэтому при одинаковых геометрических параметрах конструкции ток стока и, соответственно, крутизна передаточной характеристики транзистора с управляющим переходом металл-полупроводник значительно выше.

### 2.3. Полевые транзисторы с изолированным затвором (МДП-транзисторы)

В таких полевых транзисторах затвор электрически изолирован от канала тонким слоем диэлектрика (см. рис.2.7). Материалом для затвора служит либо металл (Al), либо поликристаллический кремний с очень высокой концентрацией примеси; сам транзистор, как правило, также изготавливают из кремния.

Существуют два варианта конструкции транзистора. В полевом транзисторе с индуцированным каналом (рис.2.7, а) проводящий канал отсутствует; он создается за счет влияния электрического поля, создаваемого затвором (см. ниже). В транзисторе со встроенным каналом (рис.2.7, б) канал существует изначально: либо за счет сформированной в процессе изготовления перемычки между областями истока и стока, либо за счет влияния поля заряда соответствующей полярности на изолирующем диэлектрике.

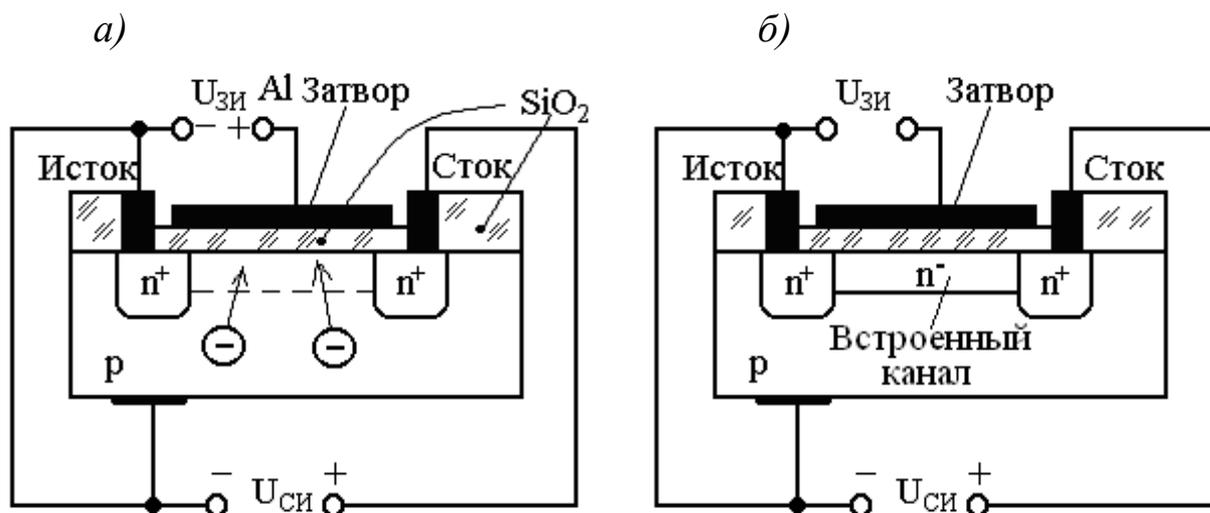


Рис. 2.7. Варианты конструкции полевого транзистора с изолированным затвором: а) с индуцированным каналом, б) со встроенным каналом.

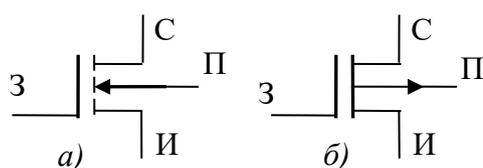


Рис. 2.8. Схемные изображения МДП-транзисторов: а) – с индуцированным *n*-каналом, б) – со встроенным *p*-каналом

Индуцированный канал (рис. 2.7, а) возникает за счет воздействия электрического поля затвора, направленного перпендикулярно границе между диэлектриком и полупроводником. Физический механизм образования такого канала определяется процессами, протекающими в очень тонких приповерхностных слоях полупроводника. Рассмотрим их более подробно.

### ***2.3.1. Особенности электронного строения приповерхностной области полупроводника***

Поверхность кристалла, т. е. граница между кристаллом и окружающей средой, является самым большим его «дефектом». На этой границе происходит обрыв связей между атомами в перпендикулярном направлении, и вследствие этого электронная структура приповерхностного слоя отличается от таковой для объема. На энергетической диаграмме вблизи поверхности кристалла в запрещенной зоне появляются дискретные поверхностные энергетические уровни. Электроны, занимающие эти уровни, не могут проникать вглубь кристалла и локализируются вблизи поверхности. Поверхностные уровни могут служить донорами, акцепторами или ловушками. Заполнение акцепторных уровней означает локализацию электронов, освобождение донорных уровней — локализацию дырок, и в результате поверхность заряжается отрицательно или положительно.

В соответствии с условием электронейтральности это должно сопровождаться образованием вблизи поверхности полупроводника объемного заряда, нейтрализующего поверхностный заряд. Это происходит, прежде всего, за счет отеснения вглубь кристалла зарядов того же знака (электронов, дырок). В результате приповерхностный слой полупроводника оказывается обедненным носителями заряда одного знака с поверхностным зарядом и обогащенным носителями заряда противоположного знака, и электрическое поле поверхностного заряда тем самым экранируется.

Если в металлах, имеющих очень высокую концентрацию электронов ( $\sim 10^{22}$  см<sup>-3</sup>), нейтрализация поверхностного заряда происходит уже на глубине, равной нескольким параметрам кристаллической решетки, то в полупроводниках область объемного

заряда простирается на глубину  $10^{-4}$  см и более. Обычно ее принимают равной дебаевской длине (радиусу) экранирования  $L_D$ . Она определяется как расстояние, на протяжении которого напряженность электрического поля в веществе с подвижными носителями заряда уменьшается в  $e$  раз ( $e \approx 2,72$ ). Расчеты показывают, что для собственного полупроводника

$$L_D = \left( \frac{\varepsilon \varepsilon_0 kT}{2e^2 n_i} \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (2.4)$$

где  $\varepsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника,  $\varepsilon_0$  — электрическая постоянная вакуума,  $e$  — заряд электрона. Для примесного полупроводника с концентрацией донорной или акцепторной примеси  $N$ :

$$L_D = \left( \frac{\varepsilon \varepsilon_0 kT}{e^2 N} \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (2.5)$$

Поскольку  $N \gg n_i$ , дебаевский радиус в примесных полупроводниках намного меньше, чем в собственных. Так, при  $T = 300$  К в собственном полупроводнике (кремнии)  $L_D \approx 14$  мкм, а в  $n$ -кремнии с концентрацией доноров  $10^{16}$  см $^{-3}$   $L_D \approx 0,04$  мкм.

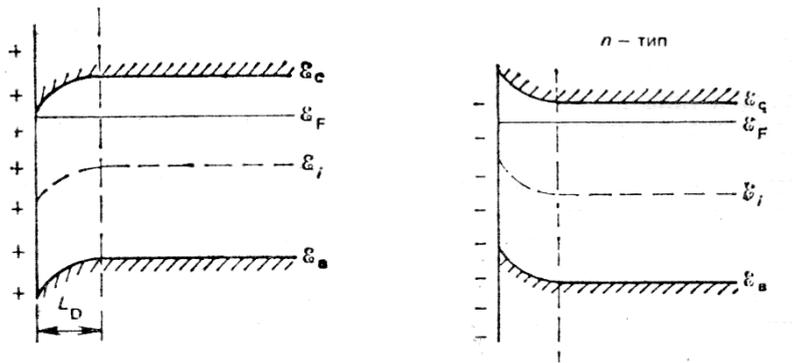


Рис. 2.9. Изгиб зон полупроводника  $n$ -типа при наличии положительного (а) и отрицательного (б) поверхностного заряда

Наличие на поверхности полупроводника электрического заряда обуславливает возникновение разности потенциалов между его поверхностью и объемом. Следствием этого является искривление энергетических зон.

Отрицательный поверхностный заряд вызывает изгиб зон вверх (рис. 2.9, б), так как потенциал поверхности оказывается отрицательным по отношению к объему. Иначе говоря, при перемещении электрона из объема к поверхности его энергия увеличивается. Соответственно, положительный заряд на поверхности вызывает изгиб энергетических зон вниз (рис. 2.9, а).

### 2.3.2. Эффект поля в полупроводниках

Аналогичная картина — обеднение или обогащение приповерхностного слоя полупроводника подвижными носителями заряда — наблюдается и под воздействием электрического поля, направленного перпендикулярно поверхности. Это явление называется эффектом поля. Состояние приповерхностного слоя определяется ориентацией и величиной вектора электрической напряженности.

Рассмотрим полупроводник  $p$ -типа, у которого отсутствует поверхностный заряд, т.е. на его энергетической диаграмме изначально нет изгиба зон у поверхности. Ясно (см. выше), что это предположение далеко от реальности. Тем не менее, примем его для того, чтобы явным образом наблюдалось влияние внешнего электрического поля. Вектор напряженности поля направлен перпендикулярно к поверхности, и поле проникает в полупроводник на глубину  $L_D$  (см. формулы (2.4, 2.5)).

Режим обеднения. Если напряженность поля невелика и ее вектор направлен к поверхности полупроводника  $p$ -типа, (рис. 2.10, а), то основные носители (дырки) оттесняются вглубь кристалла и их концентрация у поверхности заметно уменьшается (рис. 2.10, б). При этом неосновные носители (электроны) притягиваются из объема кристалла к поверхности, но из-за небольшой напряженности поля (рис. 2.10, в) их концентрация у поверхности остается пренебрежимо малой. В результате возникает слой толщиной  $L_{об}$ , обедненный основными носителями, в котором сосредоточены некомпенсированные отрицательные ионы акцепторов.

На рис. 2.10, г показана энергетическая диаграмма обедненного слоя. Энергетические зоны кристалла у поверхности в пределах слоя толщиной  $L_{об}$  изгибаются вниз, что соответствует увеличению энергии

дырок и уменьшению энергии электронов. Уровень Ферми расположен ниже середины запрещенной зоны и остается постоянным, так как система находится в равновесии (ток через полупроводник отсутствует). Следовательно, тип проводимости полупроводника по всей толщине одинаков.

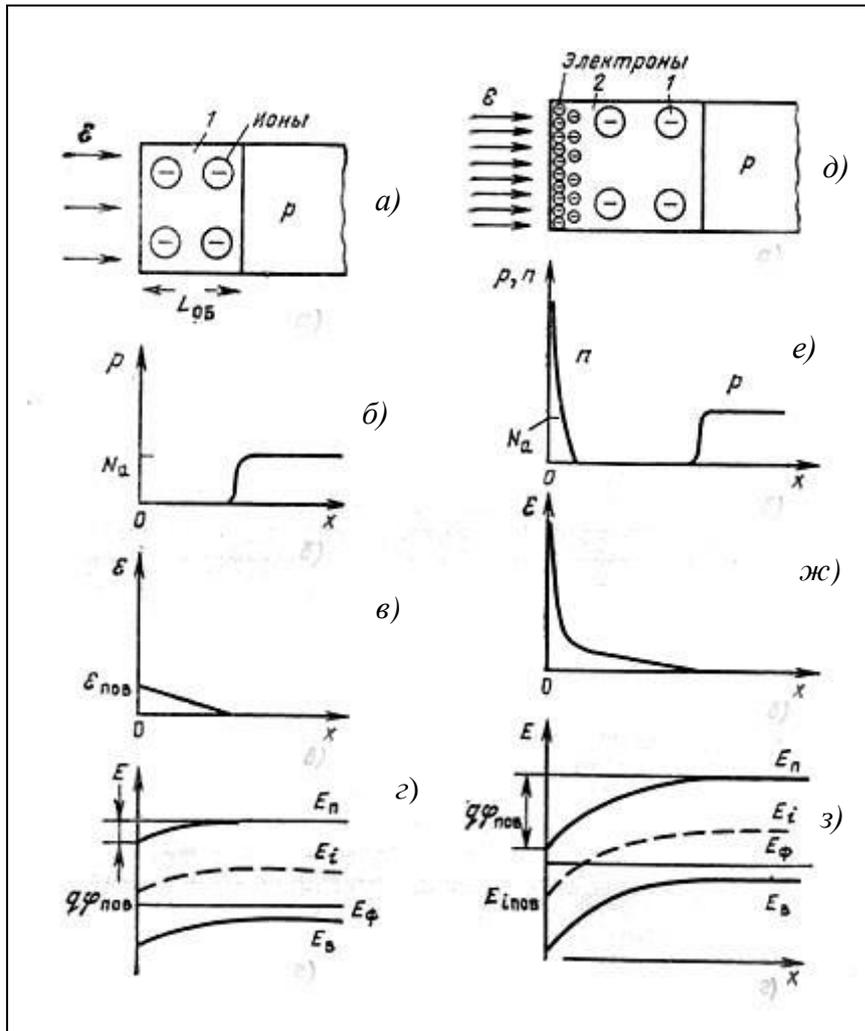


Рис. 2.10. Режим обеднения (а – г) и инверсии (д – з) у поверхности полупроводника  $p$ -типа при воздействии внешнего электрического поля, перпендикулярного к поверхности

На рис. 2.10, г показана энергетическая диаграмма обедненного слоя. Энергетические зоны кристалла у поверхности в пределах слоя толщиной  $L_{об}$  изгибаются вниз, что соответствует увеличению энергии дырок и уменьшению энергии электронов. Уровень Ферми расположен ниже середины запрещенной зоны и остается постоянным, так как система находится в равновесии (ток через полупроводник отсутствует). Следовательно, тип проводимости полупроводника по всей толщине одинаков.

Видно, что на границе расстояние между потолком валентной зоны и уровнем Ферми  $E_F - E_V$  увеличивается, а расстояние от уровня

Ферми до дна зоны проводимости  $E_C - E_F$  уменьшается на одинаковую величину  $e\varphi_{\text{пов}}$ . Соответственно, это приводит к уменьшению поверхностной концентрации дырок и к увеличению поверхностной концентрации электронов (см. формулы (2.7) и (2.8) в [1]):

$$p_{\text{пов}} = N_V e^{-\frac{E_F - E_V + e\varphi_{\text{пов}}}{kT}} = p_{p_0} e^{-\frac{e\varphi_{\text{пов}}}{kT}}. \text{ Аналогично } n_{\text{пов}} = n_{p_0} e^{\frac{e\varphi_{\text{пов}}}{kT}}.$$

Режим обеднения будет сохраняться, пока поверхностная концентрация электронов не превысит поверхностную концентрацию дырок:  $n_{\text{пов}} > p_{\text{пов}}$ . Равенству этих концентраций соответствует пороговое значение поверхностного потенциала (с учетом, что  $N_A = p_{p_0}; p_{p_0} \cdot n_{p_0} = n_i^2$ ):

$$\varphi_{\text{пор}} = \frac{kT}{2e} \ln \frac{p_{p_0}}{n_{p_0}} = \frac{kT}{2e} \ln \frac{N_A p_{p_0}}{n_i^2} = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_A}{n_i}.$$

Окончательно, 
$$\varphi_{\text{пор}} = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_A}{n_i}. \quad (2.6)$$

Режим инверсии. При дальнейшем увеличении напряженности поля поверхностный потенциал становится больше порогового, и в приповерхностном слое возникает режим инверсии типа проводимости (рис. 2.10,  $\delta - \varepsilon$ ). Поверхностная концентрация неосновных носителей (в нашем случае электронов) значительно превышает концентрацию основных носителей (рис. 2.10,  $e$ ). Толщина инверсного слоя очень мала и определяется величиной дебаевского радиуса экранирования  $L_D$ . Например, как указывалось выше, в  $n$ -кремнии с  $N_D = 10^{16} \text{ см}^{-3}$   $L_D \approx 0,04$  мкм.

На рис. 2.10,  $\varepsilon$ , показана энергетическая диаграмма полупроводника  $p$ -типа в режиме инверсии. Видно, что изгиб энергетических зон вниз значительно больше, чем в режиме обеднения, и у поверхности уровень Ферми находится выше середины запрещенной зоны. Такое положение соответствует энергетической диаграмме донорного полупроводника.

Режим обогащения. При ориентации вектора напряженности электрического поля в противоположную сторону основные носители (дырки) будут притягиваться к поверхности; их концентрация станет

выше, чем в объеме. Такое состояние приповерхностного слоя называется режимом обогащения. В обогащенном приповерхностном слое концентрация дырок значительно превышает концентрацию акцепторов.

Если ввести теперь в рассмотрение поверхностный заряд, то его знак и величина будут определять состояние приповерхностного слоя полупроводника в отсутствие внешнего электрического поля. Поверхностный заряд можно считать сосредоточенным на плоскости, поэтому вместе с индуцированным зарядом противоположного знака он создает однородное электрическое поле с напряженностью

$$|\vec{\epsilon}_{\text{пов}}| = \frac{Q_{\text{пов}}}{\epsilon_0 \epsilon}, \quad (2.7)$$

где  $Q_{\text{пов}}$  — поверхностный заряд, приходящийся на единицу площади поверхности,  $\epsilon_0$  — системная электрическая постоянная,  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость полупроводника. Это означает, что заряд  $Q_{\text{пов}}$  изменяет концентрацию носителей в приповерхностной области полупроводника точно так же, как внешнее электрическое поле

с напряженностью  $|\vec{\epsilon}| = \frac{Q_{\text{пов}}}{\epsilon_0}$ .

Таким образом, в полупроводнике, в зависимости от знака и величины поверхностного заряда, на глубине порядка дебаевского радиуса экранирования может образовываться либо обедненный, либо инверсный, либо обогащенный слой.

### 2.3.3. МДП-транзистор с индуцированным каналом

Устройство и подключение к источникам напряжений транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа показаны на рис.2.7, а. На затвор подается положительное напряжение затвор-исток  $U_{зи}$ . Так как  $p$ -подложка электрически соединена с выводом истока, то это напряжение создает электрическое поле, перпендикулярное границе между диэлектриком и полупроводником. При увеличении напряжения  $U_{зи}$  такой полярности поверхностный потенциал полупроводника  $p$ -типа

может превысить пороговое значение (2.6), и под затвором появляется инверсный слой с проводимостью  $n$ -типа, образующий проводящую перемычку (канал) между  $n^+$ -областями истока и стока. Важно, чтобы затвор полностью перекрывал промежуток между областями истока и стока (см. рис. 2.7, а), т.к. в противном случае цепь исток-сток останется разорванной.

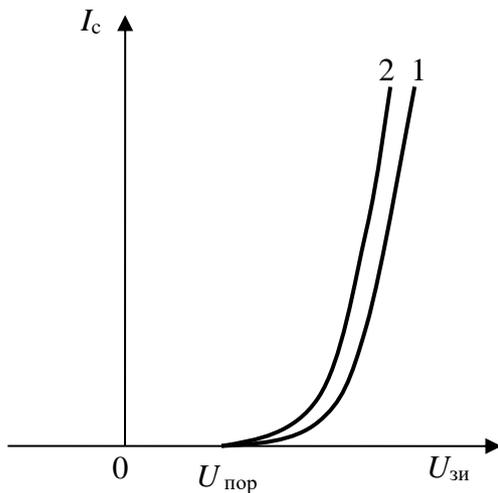


Рис.2.11. Передаточные характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом  $n$ -типа при двух значениях напряжения сток-исток в рабочей области:  $U_{си2} > U_{си1}$ . В случае  $p$ -канала кривые располагаются зеркально в области отрицательных значений  $U_{зи}$ .

Напряжение  $U_{зи}$ , при котором достигается пороговое значение поверхностного потенциала и начинается формирование индуцированного канала за счет инверсии типа проводимости, называется пороговым напряжением  $U_{пор}$ . Ток в цепи стока появится только при условии  $U_{зи} \geq U_{пор}$  (см. рис.2.11). При увеличении  $U_{зи} > U_{пор}$  концентрация основных носителей (электронов) в образовавшемся  $n$ -канале растет, и ток стока увеличивается. При напряжениях  $U_{зи}$ , меньших порогового значения, канал отсутствует, и ток стока можно считать равным нулю, т.к. в этом случае существует только очень малый ток обратного смещенного  $n^+ - p$  перехода у стока.

Форма выходных статических характеристик транзистора с индуцированным каналом (рис. 2.12) такая же, как и для полевого транзистора с управляющим переходом (на рисунке не указана область лавинного пробоя  $n^+ - p$  перехода у стока при больших значениях  $U_{си}$ ).

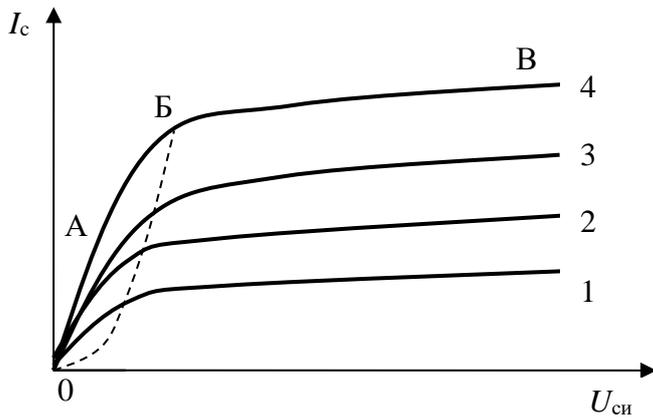


Рис. 2.12. Выходные статические характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом. Напряжение затвор-исток возрастает с увеличением номера кривой;  $U_{зи1} > U_{пор}$

На начальном линейном участке при малых напряжениях сток-исток сопротивление канала можно считать приблизительно постоянным. Замедление роста тока и выход на пологий участок связаны с процессами, происходящими в канале при увеличении  $U_{си}$ .

Так же, как и в транзисторе с управляющим переходом, при протекании тока потенциал проводящего  $n$ -канала относительно затвора повышается по мере приближения к стоку. Величины напряжений, формирующих канал: у истока:  $U_{зи} > U_{пор}$ ; у стока:  $U_{зи} - U_{си}$ . Это означает, что напряженность электрического поля, создающего инверсный слой, и соответственно концентрация электронов в канале уменьшаются по мере приближения к стоковому концу в тем большей степени, чем выше напряжение сток-исток. Увеличение сопротивления канала приводит к тому, что нарастание тока стока с ростом  $U_{си}$  замедляется (участок А-Б, рис. 2.12)

Дальнейшее возрастание  $U_{си}$  приведет к тому, что непосредственно у  $n^+$ -области стока поверхностный потенциал снизится до пороговой величины (2.6), и в этой точке индуцированный канал исчезнет (см. рис. 2.13, а). Иначе говоря, напряжение, формирующее индуцированный канал, снижается в этой точке до порогового значения. Соответствующее значение напряжения сток-исток называется напряжением насыщения  $U_{си\text{ нас}}$ :  $U_{зи} - U_{си\text{ нас}} = U_{пор}$ .

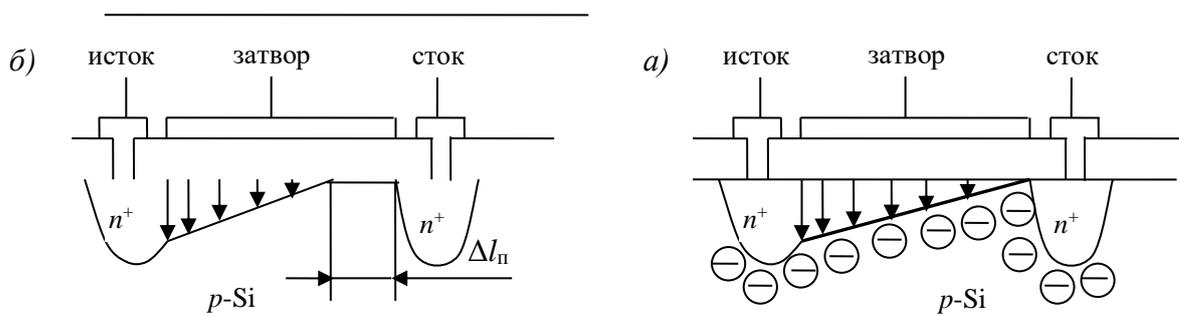


Рис. 2.13. Изменения, происходящие в индуцированном канале полевого транзистора при увеличении напряжения сток-исток и постоянном напряжении  $U_{зи}$ : Кружками обозначены ионы акцепторов. Стрелки указывают направление и величину вектора поперечного электрического поля, создающего инверсный слой. а)  $U_{си} = U_{си\text{ нас}}$  б)  $U_{си} > U_{си\text{ нас}}$ . Подложка, как и на рис. а), отделена от канала ионами акцепторов.

Напряжение насыщения соответствует точке перехода выходной характеристики от нарастания к пологому участку:

$$U_{си\text{ нас}} = U_{зи} - U_{пор}$$

Видно, что напряжение насыщения растет с увеличением напряжения на затворе (см. штриховую линию на рис. 2.12).

При дальнейшем росте напряжения сток-исток увеличивается длина «перекрытой» части канала  $\Delta l_{п}$ , (рис.2.13, б). В пределах этого отрезка напряжение  $U_{зи} - U_{си}(x)$ , формирующее канал, меньше порогового и инверсный слой не образуется. На том участке «перекрытия», где  $U_{зи} - U_{си}(x) > 0$ , устанавливается режим обеднения. При приближении к стоку в тех точках канала, где падение напряжения за счет протекания тока превышает напряжение  $U_{зи}$ , вектор электрического поля, перпендикулярного каналу  $\vec{\epsilon}_{\perp}$ , меняет направление на  $180^{\circ}$  из-за смены знака разности потенциалов  $U_{зи} - U_{си}(x)$ . (рис. 2.14). На этом участке возникает режим обогащения дырками. Тем не менее, несмотря на отсутствие индуцированного канала на длине  $\Delta l_{п}$ , ток стока не прекращается: при увеличении  $U_{си}$  на выходных характеристиках наблюдается участок насыщения.

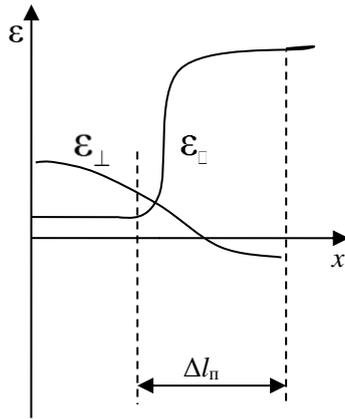
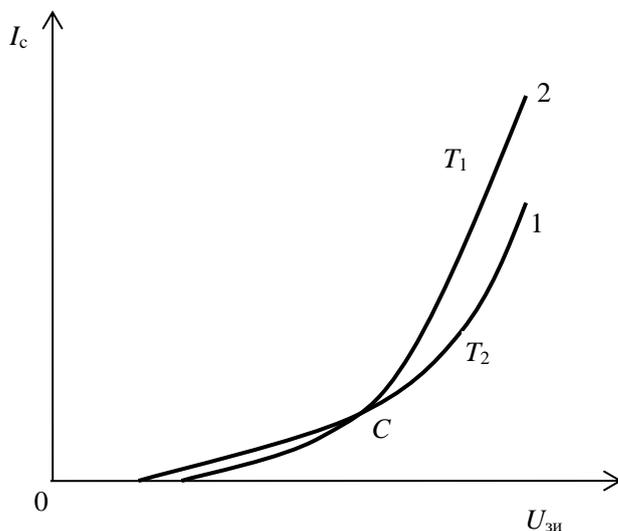


Рис. 2.14. Распределение продольной  $\epsilon_{||}$  и поперечной  $\epsilon_{\perp}$  составляющих электрического поля по длине канала при его частичном перекрытии

Ограничение и небольшой рост тока стока в области  $U_{си} > U_{си\text{ нас}}$  связаны с одновременным действием нескольких факторов. Во-первых, основное падение приложенного напряжения  $U_{си}$  ( $U_{си} - U_{си\text{ нас}}$ ) приходится на перекрытую часть канала, обладающего высоким сопротивлением, и поэтому продольное электрическое поле здесь столь велико (см. рис. 2.14), что электроны, находящиеся в канале у точки перекрытия, захватываются этим полем и перебрасываются в сток. Во-вторых, напряженность продольного электрического поля в перекрытой части канала может достигать критического значения, при превышении которого скорость дрейфа носителей в полупроводнике перестает увеличиваться или продолжает расти очень слабо с увеличением  $\epsilon_{||}$  (см. [1], раздел 3.5).

Повышение температуры слабо влияет на характеристики и параметры полевых транзисторов, т.к. это – приборы, «работающие» на основных носителях. Тем не менее, существующая зависимость передаточных характеристик ПТИЗ с индуцированным каналом от температуры позволяет установить режим работы транзистора, при котором возникает так называемая «термостабильная точка»  $C$  (рис.



2.15): параметры транзистора в этом режиме практически не зависят от температуры.

Рис. 2.15. Изменение передаточной характеристики МДП-транзистора с индуцированным каналом при повышении температуры;  $T_2 > T_1$

Такое явление обусловлено двумя причинами. С одной стороны, повышение температуры приводит к уменьшению подвижности носителей в канале, что вызывает уменьшение тока стока. С другой стороны, при этом концентрация неосновных носителей (строго говоря, электронно-дырочных пар) увеличивается за счет тепловой генерации, и уровень Ферми сдвигается к середине запрещенной зоны. В таком случае (см. рис. 2.10, з) инверсия типа проводимости и образование индуцированного канала наступит при меньшей напряженности внешнего поля, т.е. при меньшем напряжении затвор-исток. Более наглядное объяснение: при одинаковой напряженности электрического поля, перпендикулярного поверхности, концентрация неосновных носителей, привлеченных электрическим полем к поверхности, будет больше при более высокой температуре, и инверсия типа проводимости наступит при меньшем напряжении на затворе.

Если транзистор имеет отдельный вывод подложки, то появляется возможность «двойного управления» током стока. (рис. 2.16). С увеличением отрицательного по отношению к истоку (и каналу) напряжения на подложке происходит уменьшение поперечного сечения канала. Особенностью механизма управления током стока по подложке является то, что индуцированная  $n$ -область канала не содержит ионов доноров, и управляющий  $p$ - $n$ -переход подложка-канал отсутствует. Сужение канала происходит из-за увеличения плотности отрицательного объемного заряда ионов акцепторов на границе с каналом: электроны в канале отесняются вверх к границе с диэлектриком, и поперечное сечение канала уменьшается.

В транзисторе со встроенным каналом (см. рис. 2.7, б) между ним и подложкой существует  $p$ - $n$ -переход, который, расширяясь при обратном смещении, сдвигает вверх нижнюю границу канала и уменьшает его поперечное сечение. В этом случае принцип управления током стока, такой же, как и в транзисторе с управляющим переходом.

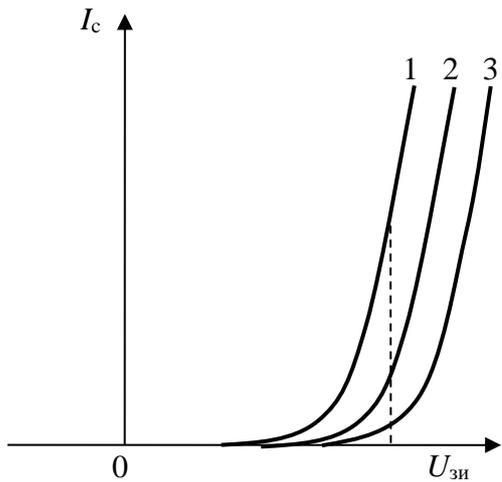


Рис.2.16. Сдвиг передаточной характеристики МДП-транзистора с индуцированным  $n$ -каналом при изменении напряжения подложки-исток:  $U_{си} = const$ ,  $|U_{пи1}| < |U_{пи2}| < |U_{пи3}|$ ,  
 $|U_{пор1}| < |U_{пор2}| < |U_{пор3}|$

Видно также, что с увеличением значения отрицательного напряжения  $U_{пи}$  увеличивается и пороговое напряжение МДП-транзистора. Это также является следствием возрастания плотности отрицательного объемного заряда ионов акцепторов при обратном смещении перехода подложка-канал. В этом случае для создания режима инверсии, т.е. индуцированного канала, требуется приложить большее напряжение на затвор.

#### 2.3.4. МДП-транзистор со встроенным каналом

Встроенный канал транзистора может быть сформирован двумя способами.

Во-первых, за счет дополнительной технологической операции при изготовлении, в результате которой образуется перемычка между истоком и стоком с тем же типом проводимости.

Во-вторых, канал может быть образован (индуцирован) поверхностным зарядом соответствующей полярности на изолирующем диэлектрике. В таком варианте транзистора индуцированный проводящий канал существует при отсутствии напряжения на затворе, т.е. также является встроенным.

Отличительной особенностью передаточной характеристики транзисторов со встроенным каналом является наличие тока стока при нулевом напряжении на затворе (рис. 2.17).

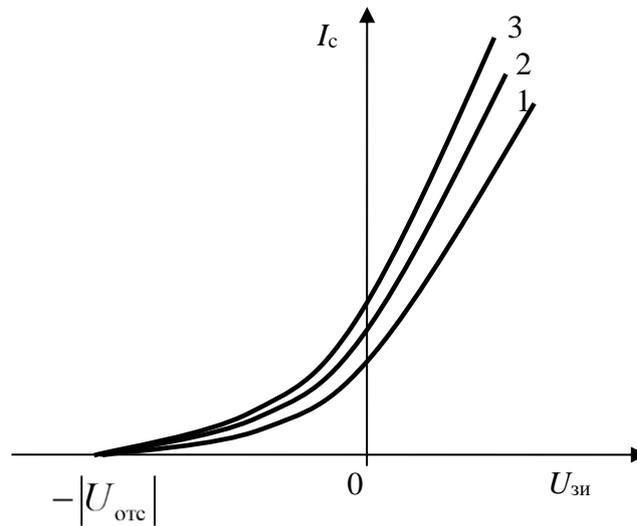


Рис. 2.17. Передаточные характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом  $n$ -типа.  $U_{си1} < U_{си2} < U_{си3}$ .

В случае канала  $n$ -типа при увеличении положительного напряжения  $U_{зи}$  ток стока растет, так как происходит обогащение канала электронами – основными носителями. При изменении полярности напряжения затвор-исток электроны вытесняются из канала (т.е. происходит обеднение канала основными носителями), и при напряжении  $U_{зи} = U_{отс}$  ток стока прекращается.

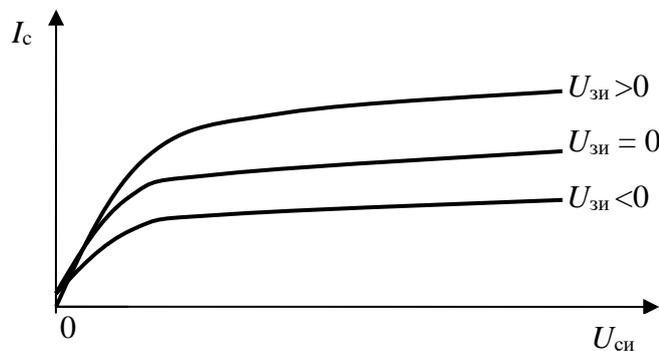


Рис. 2.18. Выходные статические характеристики МДП-транзистора со встроенным каналом  $n$ -типа

Форма выходных характеристик МДП-транзистора со встроенным каналом (рис. 2.18) и индуцированным каналом (рис. 2.12) одинакова, так как в обоих случаях она определяется изменением конфигурации проводящего канала с ростом напряжения сток-исток.

Напряжение, определяющее концентрацию основных носителей – электронов в  $n$ -канале:

У истока:  $U_{зи}$ , его величина может быть положительной (режим обогащения) или отрицательной (режим обеднения);

у стока:  $U_{зи} - U_{си}$ .

При увеличении напряжения сток-исток эта разность у стокового конца достигает величины  $-|U_{отс}|$ :

$$U_{зи} - U_{си} = -|U_{отс}|.$$

Соответствующее напряжение сток-исток – это напряжение насыщения:

$$U_{си\text{ нас}} = |U_{отс}| + U_{зи}$$

В результате у стокового конца канала возникает «точка высокого сопротивления», где основные носители отсутствуют. При этом, как и в ранее рассмотренных случаях, ток стока не уменьшается, а ограничивается. Дальнейшее увеличение  $U_{си}$  приводит к увеличению длины «перекрытой» части канала, росту его сопротивления и появлению пологого участка на выходной ВАХ. Наличие тока стока в этом случае объясняется так же, как и для МДП-транзистора с индуцированным каналом: существованием очень сильного продольного электрического поля на ширине перекрытия канала  $\Delta l_{п}$ .

МДП-транзисторы – важнейшие активные элементы современных микропроцессоров и интегральных схем. Основное преимущество логических элементов на их основе – малая потребляемая мощность. На рис. 2.19 в качестве примера приведена схема инвертора на последовательно соединенных МДП-транзисторах с разной проводимостью канала (комплементарных транзисторах).

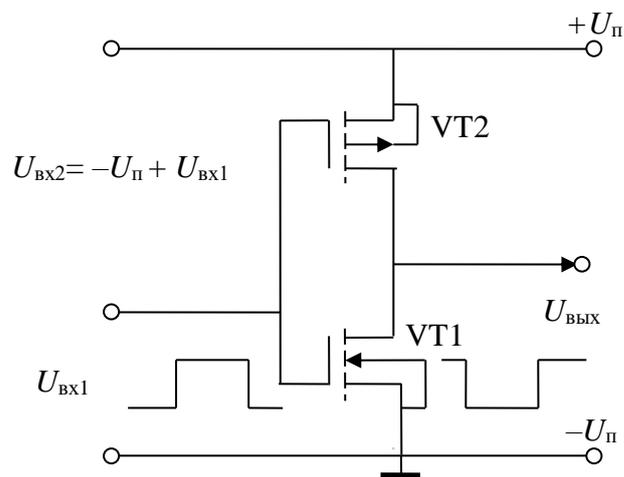


Рис. 2.19. Схема инвертора на комплементарных МДП-транзисторах

Если входное напряжение инвертора равно нулю (логический ноль), то транзистор VT1 закрыт (его сопротивление  $R_1 \rightarrow \infty$ ), так как индуцированный канал в нем отсутствует. Транзистор VT2 открыт ( $R_2 \approx 0$ ): на его затворе возникает отрицательное по отношению к истоку напряжение ( $U_{п} > U_{пор2}$ ). Поэтому в данном состоянии выходное напряжение инвертора равно напряжению источника питания  $U_{п}$ , т.е. на выходе формируется логическая единица.

При смене логического состояния на вход транзистора подается положительный скачок напряжения  $U_{вх1} > U_{пор1}$ . Транзистор VT1 открывается ( $R_1 \approx 0$ ), а на затворе второго транзистора напряжение  $-U_{п} + U_{вх1}$  становится меньше порогового, и VT2 закрывается ( $R_2 \rightarrow \infty$ ). Видно, что в любом состоянии схема инвертора практически не потребляет электрическую мощность: протекающий ток – это ничтожный ток утечки закрытого МДП-транзистора. Такие схемы расходуют энергию только при переключении.

### 2.3.5. Статические и малосигнальные параметры полевых транзисторов

#### Статические параметры.

К статическим параметрам относятся предельно-допустимые значения напряжений и токов, обеспечивающие безотказную работу транзисторов в электронных схемах, а также напряжение отсечки полевого транзистора  $U_{отс}$ .

### Параметры малого сигнала.

Любой транзистор как усилитель переменного сигнала не должен вносить нелинейные искажения, т. е. его передаточная характеристика должна быть линейной. Ее можно считать условно линейной, только если на вход транзистора подавать переменное напряжение  $\Delta U_{зи}$  очень малой амплитуды. Соответственно, усилительные свойства транзистора определяются параметрами малого сигнала.

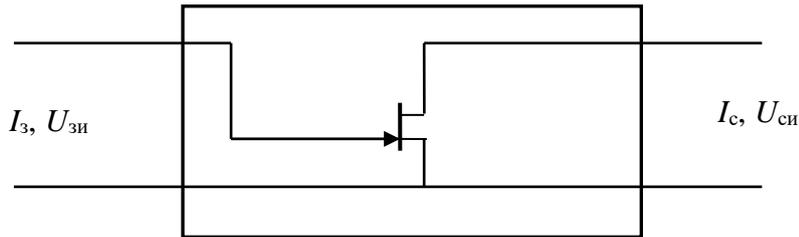


Рис. 2.20. Полевой транзистор как линейный четырехполюсник

Для введения этих параметров транзистор представляют в виде линейного четырехполюсника; переменными величинами в уравнениях являются входные и выходные токи и напряжения малой амплитуды. Так как полевые транзисторы, в отличие от биполярных, – это приборы, управляемые напряжением, то для линейного четырехполюсника (рис. 2.20) из всех возможных систем уравнений выбираются те, которые описывают зависимости входного и выходного токов от входного и выходного напряжения:

Малые приращения (дифференциалы) входного и выходного токов линейного четырехполюсника в данном случае:

$$\begin{aligned}dI_z &= Y_{11}dU_{зи} + Y_{12}dU_{си}; \\dI_c &= Y_{21}dU_{зи} + Y_{22}dU_{си}\end{aligned}$$

Эти уравнения соответствуют системе  $Y$ -параметров.

Строго говоря все коэффициенты в этих формулах являются комплексными величинами. Однако, при относительно невысоких частотах ( $\leq 10^7$  Гц) их можно считать действительными величинами, и комплексные  $Y$ -параметры становятся также действительными. В этом случае система  $Y$ -параметров заменяется системой  $g$ -параметров:

$$dI_3 = g_{11} dU_{зи} + g_{12} dU_{си};$$

$$dI_c = g_{21} dU_{зи} + g_{22} dU_{си}$$

Тогда, при коротком замыкании по переменному току на выходе ( $dU_{си} = 0$ ):

$$dI_3 = g_{11} dU_{зи}; \quad dI_c = g_{21} dU_{зи}$$

Отсюда имеем:

$$g_{11} = \frac{dI_3}{dU_{зи}} - \text{входная дифференциальная проводимость};$$

$$g_{21} = \frac{dI_c}{dU_{зи}} = S - \text{крутизна передаточной характеристики. Этот}$$

параметр имеет также формальное название: дифференциальная проводимость прямой передачи.

При коротком замыкании по переменному току на входе ( $dU_{зи} = 0$ ):

$$dI_3 = g_{12} dU_{си}; \quad dI_c = g_{22} dU_{си}$$

Соответственно:

$$g_{12} = \frac{dI_3}{dU_{си}} - \text{дифференциальная проводимость обратной передачи};$$

$$g_{22} = \frac{dI_c}{dU_{си}} = \frac{1}{r_{д\text{ вых}}} - \text{выходная дифференциальная проводимость};$$

( $r_{д\text{ вых}}$  – выходное дифференциальное сопротивление).

Входная дифференциальная проводимость  $g_{11}$  – очень малая величина. Соответствующие значения входного сопротивления для транзисторов с управляющим переходом  $\sim 10^9 - 10^{10}$  Ом., а для МДП-транзисторов – до  $10^{15}$  Ом. Это свойство полевых транзисторов очень важно при усилении малых токов, которые могут создать на высоком входном сопротивлении усилительного каскада заметное падение напряжения.

Параметр  $g_{12}$ , характеризующий внутреннюю обратную связь между выходной и входной цепями, не играет существенной роли при относительно невысоких частотах.

Основными дифференциальными параметрами, применяемыми при расчете усилительных каскадов, являются крутизна  $S$  и выходная дифференциальная проводимость  $g_{22}$  или ее обратная величина –

выходное дифференциальное сопротивление  $r_{д\text{ вых}}$ . Эту величину часто называют внутренним сопротивлением  $R_i$ .

Крутизна передаточной характеристики – важный параметр, характеризующий усилительные свойства: чем больше  $S$ , тем большее приращение выходного тока  $\Delta I_c$  приходится на заданный малый интервал входного напряжения  $\Delta U_{зи}$ . Для конкретных величин  $U_{зи}$  отс или  $U_{пор}$  крутизна будет выше для тех транзисторов, у которых наблюдаются более высокие значения тока стока при данном значении  $U_{зи}$ . Плотность тока пропорциональна подвижности носителей  $\mu$ :  $J = en\mu\mathcal{E}$ , поэтому крутизна будет тем больше, чем выше подвижность основных носителей в канале. С этой точки зрения предпочтительно использовать транзисторы с каналом  $n$ -типа, так как подвижность электронов значительно больше подвижности дырок. Обычные значения крутизны маломощных полевых транзисторов – единицы миллиампер на Вольт (мА/В).

Для определения относительного влияния напряжений  $U_{зи}$  и  $U_{си}$  на ток стока вводится параметр  $\mu_{ус}$  – статический коэффициент усиления, соответствующий постоянному току стока:

$$\mu_{ус} = \frac{dU_{си}}{dU_{зи}}$$

где  $dU_{си}$  и  $dU_{зи}$  – абсолютные значения изменений напряжений  $U_{си}$  и  $U_{зи}$ , при которых происходят одинаковые по величине, но разные по знаку изменения тока стока. Очевидно, что  $\mu_{ус} = SR_i$ . Видно, что параметр  $R_i$  также определяет усилительные свойства.

Величина  $R_i$  – порядка 10 – 100 кОм, значения коэффициента усиления  $\mu_{ус}$  – несколько десятков.

### ***2.3.6. Полевой транзистор как усилитель малого переменного сигнала***

При работе транзистора в схеме усилителя в цепь стока включается либо активный, либо реактивный нагрузочный элемент (резистор, катушка индуктивности, обмотка трансформатора). Рассмотрим работу усилителя на полевом транзисторе с активной нагрузкой (рис. 2.21).

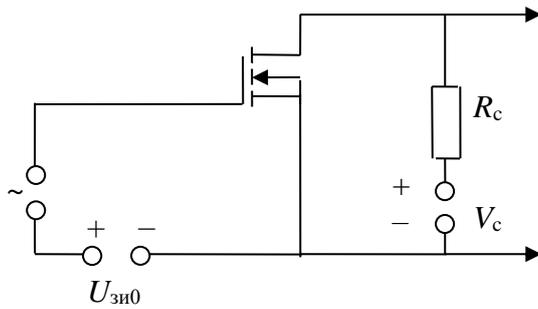


Рис. 2.21. Простейшая схема усилителя переменного сигнала на полевом транзисторе

В цепи стока включен нагрузочный резистор  $R_c$ . Таким образом, к источнику питания  $V_c$  подключается делитель напряжения, состоящий из  $R_c$  и сопротивления проводящего канала полевого транзистора. Выходным напряжением усилительного каскада является падение напряжения на полевом транзисторе  $U_{си}$ . Увеличение тока через транзистор при возрастании напряжения на затворе происходит за счет уменьшения сопротивления канала; это приводит к уменьшению выходного напряжения и к возрастанию падения напряжения на  $R_c$ .

Вольтамперная характеристика такого усилителя (нагрузочная прямая) показана на рис. 2.22. Это – линейная зависимость выходного напряжения  $U_{си}$  от тока стока:  $U_{си} = V_c - I_c \cdot R_c$ , при этом  $R_c = \text{ctg } \alpha$ .

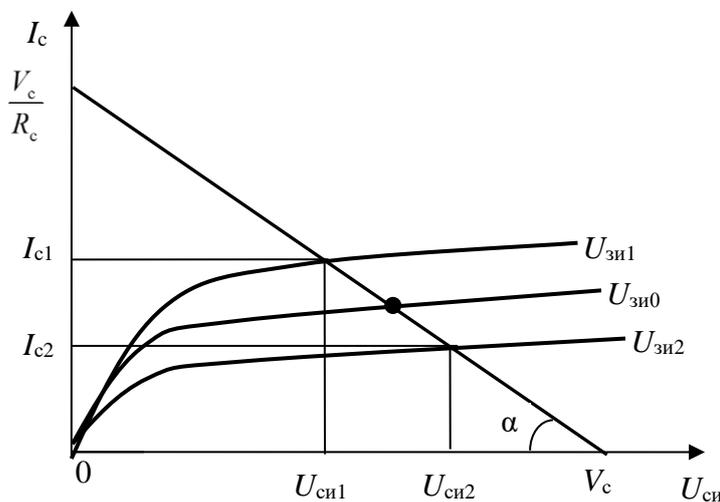


Рис. 2.22. Нагрузочная прямая для усилительного каскада на полевом транзисторе.  $U_{зи0}$  – напряжение на затворе, соответствующее выбранной рабочей точке.

При малом изменении входного переменного сигнала падение напряжения на транзисторе изменится на величину:

$$dU_{си} = -R_c dI_c,$$

Изменение тока стока при этом описывается следующим образом:

$$dI_c = S dU_{зи} + \frac{1}{R_i} dU_{си}, \left( R_i = \frac{1}{g_{22}} = r_{Д\text{ВЫХ}} \right)$$

$$\text{или} \quad dI_c = S dU_{зи} - \frac{R_c}{R_i} dI_c; \quad \left( 1 + \frac{R_c}{R_i} \right) dI_c = S dU_{зи}$$

Отсюда выводится так называемая «рабочая крутизна»:

$$S_p = \frac{dI_c}{dU_{зи}} = \frac{S}{1 + \frac{R_c}{R_i}} = \frac{SR_i}{R_i + R_c}.$$

Ее величина меньше статической крутизны  $S$ . График передаточной характеристики полевого транзистора при наличии нагрузочного резистора  $R_c$  идет более полого из-за того, что падение напряжения на транзисторе  $U_{си}$  уменьшается с ростом тока стока.

Рабочий коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \left| \frac{dU_{си}}{dU_{зи}} \right| = \frac{R_c dI_c}{dU_{зи}} = S_p R_c \quad K_U = \frac{SR_i R_c}{R_i + R_c}$$

Его величина обычно составляет несколько единиц, что значительно меньше статического коэффициента усиления  $\mu_{yc} = SR_i$ . Типичные значения крутизны и внутреннего сопротивления для маломощных полевых транзисторов составляют 2 мА/В и 20 кОм соответственно. Выбрав  $R_c = 2$  кОм, легко подсчитать, что при этом  $\mu_{yc} = 40$ , а  $K_U = 3,6$ .

Рабочий коэффициент усиления по напряжению можно определить, используя графики на рис. 2.22. Пусть на вход подается малый переменный сигнал:  $u_{зи} = u_m \sin \omega t$ . Тогда  $U_{зи1} = U_{зи0} + u_m$ ,  $U_{зи2} = U_{зи0} - u_m$ . Выходное напряжение при этом будет изменяться в пределах  $U_{си1}$  до  $U_{си2}$ . Следовательно,  $K_U = \frac{U_{си2} - U_{си1}}{U_{зи1} - U_{зи2}}$

### 3. ТРАНЗИСТОРЫ ДЛЯ УСТРОЙСТВ СИЛОВОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

#### 3.1 Мощные МДП-транзисторы

Главными достоинствами полевых транзисторов с изолированным затвором является ничтожная электрическая мощность, потребляемая в управляющей цепи затвора и достаточно высокое быстродействие. В связи с этим были разработаны мощные МДП-транзисторы для устройств силовой электроники.

Известно, что для горизонтальной структуры зависимость тока стока насыщения от геометрических параметров канала и от напряжения на затворе  $U_{зи}$  выглядит следующим образом:

$$I_{с\text{ нас}} \sim \frac{b}{2l} (U_{зи} - U_{пор})^2 \quad [3]$$

где  $b$  и  $l$  – ширина и длина канала,  $U_{пор}$  – пороговое напряжение транзистора. Поэтому для увеличения тока стока в «горизонтальном» транзисторе следовало бы уменьшать длину канала, но при этом неизбежно уменьшилось бы напряжение пробоя, что нежелательно при использовании транзистора в устройствах большой мощности.

В отличие от маломощных элементов интегральных схем и дискретных приборов мощные МДП-транзисторы имеют вертикальную структуру: вывод стока расположен снизу, а не на одном уровне с истоком (рис. 3.1). При этом, несмотря на небольшую длину канала (1-2 мкм), напряжение пробоя достигает значений многих сотен вольт.

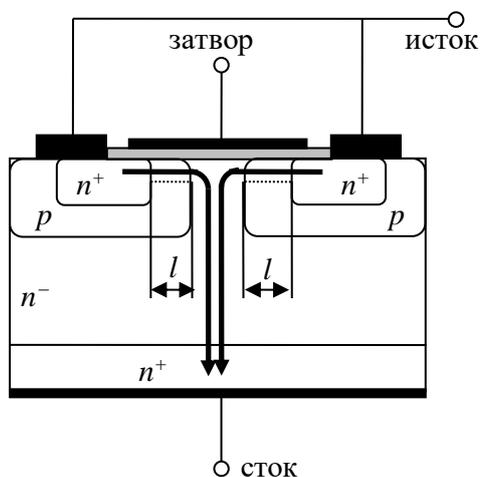


Рис. 3.1. Структура мощного МДП-транзистора с индуцированным каналом. Нижняя граница канала обозначена пунктиром. Области истока и «p-подложки» имеют общий вывод.

При превышении порогового напряжения на затворе ( $U_{зи} > U_{пор}$ ) на участках  $p$ -областей, находящихся под затвором у границы с диэлектриком, возникают индуцированные  $n$ -каналы длиной  $l$ , через которые проходят электроны из истока в  $n^-$ -область. Затем они увлекаются вниз ускоряющим полем и через  $n^-$ -слой попадают в область стока (вертикальные стрелки на рис. 3.1). Наличие слаболегированной  $n^-$ -области позволяет подавать высокое напряжение между стоком и истоком; наибольшая величина этого напряжения зависит от концентрации примеси в  $n^-$ -слое и его толщины.

Понятие «канал» в таких транзисторах включает в себя не только возникающий индуцированный канал длиной  $l$ , но и области  $n^-$  и  $n^+$ , через которые проходят электроны к выводу стока. Это – области, определяющие сопротивление, через которое в транзисторе протекает ток стока. В низковольтных транзисторах основной вклад в сопротивление канала дает  $n^+$ -слой, т.к. толщина  $n^-$ -слоя невелика. В транзисторах с номинальными напряжениями сток-исток в несколько сотен вольт сопротивление канала определяется  $n^-$ -слоем.

Величина порогового напряжения в таких транзисторах составляет 2-4 В, напряжение сток-исток может достигать нескольких сотен вольт, ток стока – десятков ампер.

Такие транзисторы предназначены, как правило, для работы в ключевом режиме в устройствах управления и переключения в мощных электрических цепях.

### **3.2. Биполярные транзисторы с изолированным затвором**

Возможности использования биполярных транзисторов в силовых ключевых устройствах (коммутация больших токов при напряжениях более 1000 В, управление мощными электроприводами на электрическом транспорте) сильно ограничены теми недостатками, которые свойственны рассмотренной выше схеме ключа. Главным из ограничений является необходимость большого тока базы для переключения транзистора из режима отсечки в режим насыщения, что при высоких значениях коммутируемых токов сопровождается значительным потреблением мощности во входной цепи. Второй

ограничивающий фактор – наличие времени рассасывания, из-за которого после снятия тока управления транзистор остается во включенном состоянии.

Более предпочтительным кажется применение для таких целей мощных МОП-транзисторов с индуцированным каналом, которые управляются напряжением, и их входная цепь (затвор-исток) практически не потребляет электрическую мощность. Однако переключаемые токи и напряжения для устройств на их основе не достигают значений, свойственных биполярным транзисторам.

Ясно, что близким к идеальному был бы такой прибор, в котором сочетались бы достоинства обоих типов транзисторов, как биполярного, так и полевого. Эта идея начала воплощаться в жизнь, когда в 1983-85 гг. были запатентованы первые устройства такого вида, выполненные в виде единой интегральной полупроводниковой структуры, содержащей мощный биполярный транзистор, связанный с МОП-транзистором с индуцированным каналом. Такой прибор получил название «*Insulated Gate Bipolar Transistor*» (IGBT); – «биполярный транзистор с изолированным затвором» (БТИЗ). Такие транзисторы последнего поколения (2000-2010 гг.) нашли самое широкое применение в современной силовой электронике.

БТИЗ сочетает достоинства двух типов транзисторов:

- 1) высокое входное сопротивление, низкий уровень управляющей мощности — от МДП-транзисторов с изолированным затвором;
- 2) гораздо более высокая выходная мощность (большие токи и напряжения) – от биполярных транзисторов.

На рис. 3.2, а показан один из вариантов структуры БТИЗ. Это устройство сформировано на основе мощного МДП-транзистора с изолированным затвором (см. раздел 3.1), в котором  $n^+$ -слой, прилегающий к выводу стока, заменен высоколегированным  $p^+$ -слоем.

В результате такой замены появилась структура, представляющая собой вертикальный биполярный  $p-n-p^+$  транзистор. Базой служит низколегированный  $n^-$ -слой. В отличие обычных биполярных транзисторов, в структуре БТИЗ наиболее сильно легированный  $p^+$ -слой является не эмиттером, а коллектором, т.е. выходной точкой ключевой схемы.

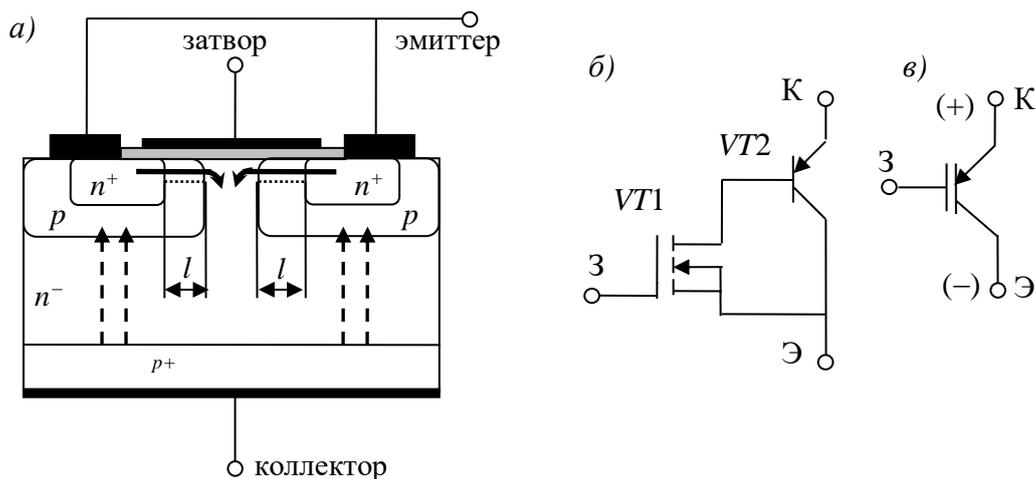


Рис. 3.2. а) структура биполярного транзистора с изолированным затвором. Нижняя граница индуцированного  $n$ -канала обозначена пунктиром. Сплошные стрелки показывают направление движения электронов, штриховые – движение дырок; б) эквивалентная схема БТИЗ; в) условное графическое изображение БТИЗ

В результате такой замены появилась структура, представляющая собой вертикальный биполярный  $p$ - $n$ - $p^+$  транзистор. Базой служит низколегированный  $n^-$ -слой. В отличие обычных транзисторов, в структуре БТИЗ наиболее сильно легированный  $p^+$ -слой является не эмиттером, а коллектором, т.е. выходной точкой ключевой схемы.

Эквивалентная схема (рис. 3.2, б) показывает, что БТИЗ можно рассматривать как составной транзистор. Каскадное включение транзисторов двух типов позволяет сочетать их достоинства в одном приборе: выходные характеристики биполярного (большое допустимое рабочее напряжение, большие сквозные токи) и входные характеристики полевого (минимальные затраты на управление). Управляющий элемент – это МДП-транзистор  $VT1$ , который обеспечивает появление тока базы биполярного транзистора  $VT2$  при очень малых затратах электрической мощности во входной цепи. На графическом изображении (рис. 3.2, в) этот факт отражен тем, что вывод затвора омически не связан со структурой биполярного транзистора.

Принцип действия ключевой схемы на основе БТИЗ состоит в следующем. В отсутствие сигнала на входе  $p$ - $n$ - $p^+$ -транзистор закрыт, так как в случае, когда на базу не подается никакое напряжение

(«оборванная база») и существует напряжение эмиттер-коллектор, один из переходов всегда смещается в обратном направлении.

При подаче на затвор положительного импульсного или постоянного напряжения, превышающего пороговое для МДП-транзистора, в  $p$ -областях появляется индуцированный  $n$ -канал длиной  $l$  (см. рис. 3.2, а). Полярность напряжения исток-сток такова, что электроны перемещаются по каналу в базу ( $n^-$ ), понижая ее потенциал и вызывая инжекцию дырок из  $p^+$ -области. Получающийся таким образом ток базы настолько велик, что  $p-n-p^+$  транзистор полностью открывается. В этом состоянии через него протекает большой сквозной ток при малом остаточном напряжении между эмиттером и коллектором.

Величина остаточного напряжения в мощных БТИЗ – менее 1,5 В. С учетом того, что диапазон использования таких приборов — от десятков ампер до 2-3 тысяч ампер по току и от сотен вольт до 10 кВ по напряжению, относительные потери мощности при переключении очень малы.

Основной недостаток БТИЗ унаследовал от биполярного транзистора. Это – конечное время рассасывания избыточных неосновных носителей из базы. Исчезновение сигнала на выходе запаздывает относительно момента выключения входного импульса. В современных БТИЗ это время невелико – не более нескольких десятков наносекунд, и для преодоления этого недостатка применяются различные схемные решения. Мощные МДП-транзисторы, работающие на основных носителях, обладают гораздо меньшей инерционностью, связанную в основном с емкостной реакцией на перепады напряжения.

Таким образом, для переключения больших токов и напряжений на относительно низких частотах предпочтительно использовать биполярные транзисторы с изолированным затвором. Для средних и малых значений токов и напряжений (десятки ампер, 500 В) и при высоких частотах переключения целесообразно применять мощные МДП-транзисторы.

## **4. ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ПРИБОРЫ С ЗАРЯДОВОЙ СВЯЗЬЮ (ФПЗС)**

### **4.1. Общие положения**

Приборы с зарядовой связью (ПЗС, или в английской терминологии CCD – Charge Coupled Devices) в настоящее время широко используются прежде всего как твердотельные устройства для регистрации изображений и формирования телевизионных сигналов. Принцип работы ПЗС с идеей сохранять и затем считывать электронные заряды был разработан в конце 60-х годов 20-го века. Первоначально ПЗС предполагалось использовать как новые элементы запоминающих устройств, но идея оказалась не перспективной.

Интерес к ПЗС возродился, когда выяснилось, что эти устройства могут формировать зарядовый рельеф, соответствующий распределению яркости светового потока от объектов. При соответствующей обработке это распределение можно преобразовать в неподвижное изображение на экране (фотоснимок), либо в видеосигнал. Так появились фотоэлектрические приборы с зарядовой связью (ФПЗС). Такие приборы сейчас широко применяются в качестве устройств для восприятия и обработки видеоинформации в телевидении, приборах технического зрения, видеокамерах, электронных фотоаппаратах.

ФПЗС – это довольно сложная микросхема, на поверхности которой находится небольшое окошечко, представляющее из себя двумерную матрицу из очень маленьких прямоугольных детекторов света, называемых пикселями. Каждый пиксель работает как копилка для электронов. Электроны возникают в пикселях под действием пришедших от источника световых квантов (фотонов). Во время экспозиции каждый пиксель постепенно заполняется электронами пропорционально количеству попавшего в него света. По окончании съемки накопленные каждым пикселем электронные заряды измеряются и заносятся в память компьютера.

Таким образом, пространственное распределение интенсивности излучения преобразуется в рельеф электрических зарядов, локализуемых в приповерхностной области. Зарядовые пакеты перемещаются от элемента к элементу, выводятся наружу и дают последовательность видеоимпульсов, соответствующую полю засветки. Это позволяет сформировать либо статическое электронное изображение (файл фотоснимка), либо – при соответствующей обработке – стандартный телевизионный сигнал.

Стадии работы ФПЗС в одном цикле: а) накопление зарядов (зарядовых пакетов) в потенциальных ямах; б) их хранение; в) перенос зарядов из одной потенциальной ямы в другую или в секцию считывания прибора с образованием выходного сигнала.

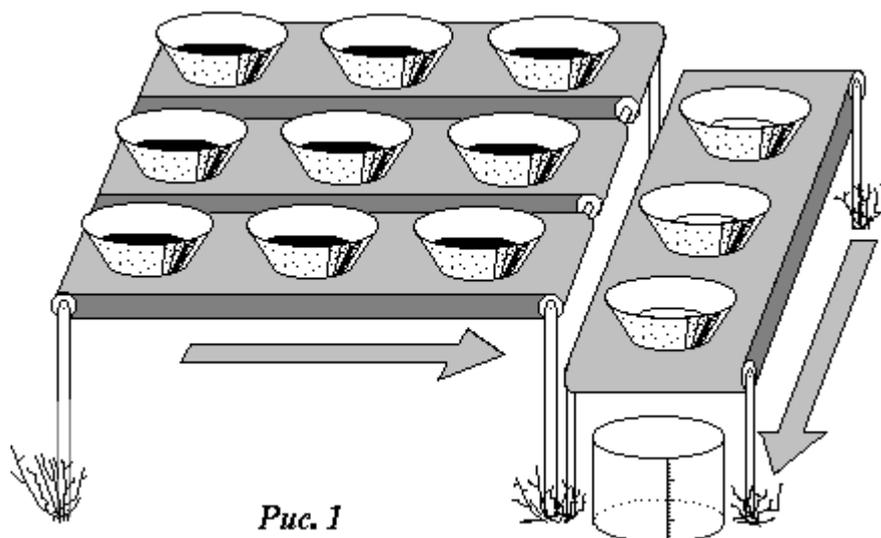


Рис. 4.1. Модель, поясняющая принцип действия ФПЗС

Для наглядного представления этих процессов сотрудник института Карнеги Джером Кристиан предложил оригинальную модель, которую можно назвать «гидроаналогом» ФПЗС (рис. 4.1). Это – устройство для измерения однородности и количества осадков, выпадающих с дождем на некоторый участок поверхности. Оно перекрывает участок емкостями для воды. Измерения проводятся после окончания дождя. Включение транспортерных лент приведет к тому, что на каждом шаге вода из наполненных верхних рядов емкостей начнет переливаться в пустые нижние и далее в измерительную емкость. Измеряя каждый раз количество добавочно

поступившей воды, мы сможем рассчитать и нарисовать картину распределения количества осадков, упавших на разные части нашего участка.

Практически точно так же работает и ФПЗС-матрица, только в этом случае «дождевыми каплями» являются фотоны, обеспечивающие световую генерацию электронно-дырочных пар. Они разделяются полем затворов, и под затворами накапливаются неосновные носители  $p$ -полупроводника – электроны. После экспонирования электронная схема обработки сигналов создает внутри кристалла матрицы сложное электрическое поле, его конфигурация изменяется во времени. Оно начинает сдвигать накопленные в пикселях электроны к краю матрицы, где находится аналогичный измерительный столбец, заряды которого сдвигаются уже в перпендикулярном направлении. Эти заряды попадают на измерительный элемент, создавая в нем микротоки, пропорциональные величинам зарядов. Дальнейшая компьютерная обработка сигналов позволяет получить значение накопленного заряда и определить, какому пикселю на матрице (номер строки и номер столбца) он соответствует.

#### **4.2. Принцип действия фотоэлектрических приборов с зарядовой связью.**

Обратимся к физическому принципу действия ФПЗС. В данном случае пиксели – это то, что остается от МДП-транзистора с индуцированным каналом, если убрать из него сток и исток: просто электрод (затвор), отделённый от кремния слоем диэлектрика. Эти элементы называются МДП-конденсаторами; здесь мы рассматриваем их на основе кремния  $p$ -типа. МДП-конденсаторы располагаются очень близко друг от друга для того, чтобы обеспечить возможность образования единых потенциальных ям для электронов под соседними затворами.

МДП-конденсаторы работают здесь попеременно в двух режимах: обеднения и инверсии (см. раздел 2). В режиме обеднения основные носители – дырки оттесняются вглубь кристалла под действием электрического поля затвора, и в кремнии  $p$ -типа под затворами образуются потенциальные ямы для электронов.

Заполнение потенциальных ям неосновными носителями зарядов происходит под действием светового потока, падающего на полупроводниковую подложку со стороны прозрачных (для данного диапазона длин волн) электродов.

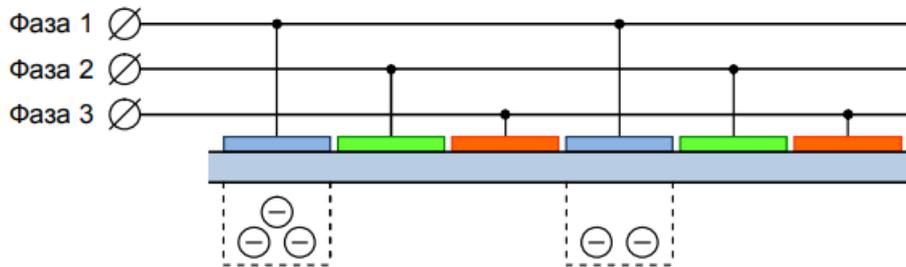


Рис. 4.2. Простейший трёхфазный ПЗС-регистр. Заряды в каждой потенциальной яме не одинаковы из-за разной локальной освещенности. Электроды фазы 1 – прозрачные, изготовленные из поликристаллического кремния.

Для передачи зарядовых пакетов необходимо и достаточно трёх электродов: одного передающего, одного принимающего и одного изолирующего, разделяющего пары принимающих и передающих друг от друга. Одноимённые электроды таких троек могут быть соединены друг с другом в единую тактовую шину, требующую лишь одного внешнего вывода (рис.4.2). Это и есть простейший трёхфазный регистр сдвига на ПЗС.

На рис. 4.3 показаны стадии работы фотоэлектрического прибора с зарядовой связью, начиная от момента накопления неосновных носителей - электронов под прозрачным затвором G1 до момента перемещения накопленного заряда под соседний затвор G2.

В момент времени  $t_1$  электроды (затворы) фазы 1 находятся под положительным потенциалом ниже порогового, и под затворами существуют потенциальные ямы для неосновных носителей (режим обеднения). Напряжение ниже порогового необходимо для того, чтобы не возник режим инверсии в полупроводнике, и у границы с диэлектриком не накапливались его собственные неосновные носители (электроны). При засветке поверхности ПЗС под затворами происходит генерация электронно-дырочных пар. Основные носители – дырки – отесняются полем затвора вглубь полупроводника, а неосновные носители – электроны – накапливаются в потенциальных ямах под затворами (эквивалент

режима инверсии). Соответствующее напряжение на затворах фазы 1 называется напряжением хранения  $V_1$ .

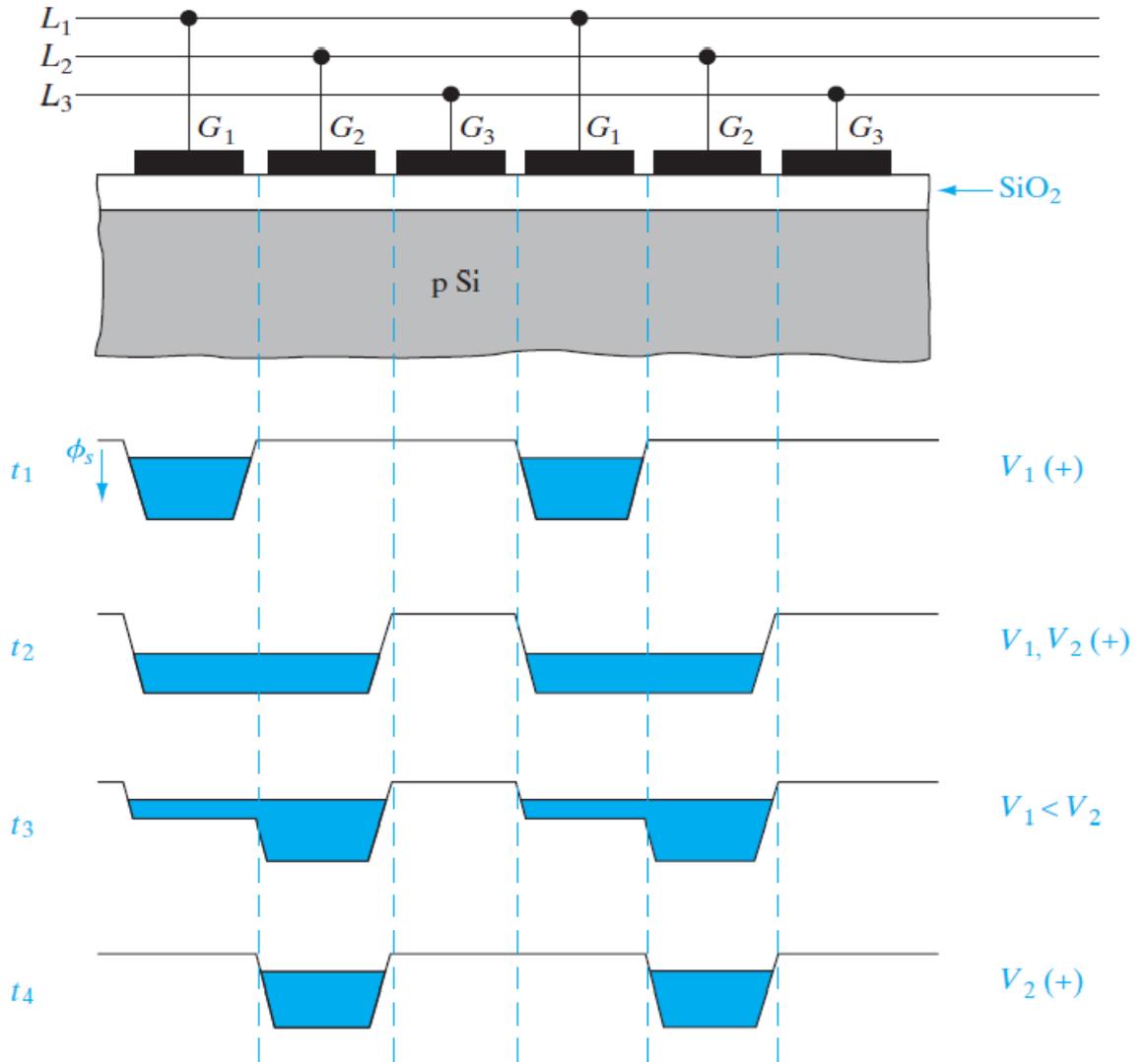


Рис.4.3. Сдвиг зарядовых пакетов в трехфазном регистре ПЗС.

Концентрация накопленных под затворами фазы 1 электронов не одинакова и отражает уровень локальной освещенности.

В момент  $t_2$  потенциалы фаз 2 и 1 устанавливаются одинаковыми, и накопленный заряд распределяется между двумя потенциальными ямами. На третьем шаге  $t_3$  на фазу 2 подается еще больший положительный потенциал (напряжение считывания  $V_2$ ), и электроны стягиваются в соседние, более глубокие потенциальные ямы и локализуются в тонком (0,01 мкм) приповерхностном слое под затворами второй фазы.

Затем ( $t_4$ ), потенциал фазы 1 уменьшается до небольшого (порядка 1 В) напряжения смещения, меньшего чем пороговое, и весь заряд оказывается под затворами второй фазы. Таким образом, осуществляется перенос всех зарядовых пакетов вдоль строки ПЗС вправо на один шаг, равный расстоянию между соседними электродами. В течение всего времени переноса заряда на фазе 3 сохраняется небольшое напряжение смещения, разделяющее потенциальные ямы принимающих и передающих ячеек друг от друга.

Повторяя процесс коммутации напряжений многократно, выводят через крайний  $p-n$ -переход последовательно все зарядовые пакеты, возбуждённые светом в строке. При этом в выходной цепи возникают импульсы напряжения, пропорциональные величине заряда данного пакета. Величина заряда в каждом пакете пропорциональна экспозиции поверхности под данным затвором. Если использовать двумерную матрицу, то картина освещённости трансформируется в поверхностный зарядовый рельеф, который после продвижения вдоль всех строк преобразуется в последовательность электрических импульсов.

В хорошо сформированных МДП-структурах образующиеся заряды вблизи затворов могут сохраняться относительно долго, от 1 до 100 мс. Однако, вследствие тепловой генерации носителей заряда примесными центрами, дефектами в объёме или на границе раздела эти новые заряды будут дополнительно накапливаться в потенциальных ямах, вызывая искажение хранимой информации. Эти ограничения не являются критическими, в подавляющем числе случаев частота смены зарядов под затворами достаточно велика.

Основное применение ФПЗС находят в качестве безвакуумного твердотельного аналога видикона для восприятия и обработки видеоинформации в телевидении, устройствах технического зрения, видеокамерах, электронных фотоаппаратах. Значительно меньше ПЗС используют в цифровой технике в качестве запоминающих устройств, регистров, и т.п.

Для восприятия цветных изображений используют один из двух способов: 1) разделение оптического потока с помощью призмы на красный, зелёный, синий, восприятие каждого из них специальным ФПЗС - кристаллом, смешение импульсов от всех трёх кристаллов в единый видеосигнал; 2) создание на поверхности ФПЗС плёночного штрихового или мозаичного кодирующего светофильтра, образующего растр из разноцветных триад.

Для восприятия изображений в ИК-области спектра развиваются три направления: легирование кремния примесями (In, Ga, Te и др.) и использование примесного фотоэффекта; разработка ФПЗС на узкозонных полупроводниковых соединениях (например, на In, Sb для диапазона  $Dl = 3-5$  мкм); создание гибридных структур, сочетающих фоточувствительную мишень, например, на кристалле HgCdTe, и кремниевые ПЗС-регистры, обеспечивающие считывание информации, накапливаемой в мишени.

Рассмотренный вариант конструкции ФПЗС – наиболее простой, имеющий целый ряд недостатков и ограничений. В настоящее время имеется множество разновидностей этих приборов, более подробно они описаны в литературе [4]

## 5. ТИРИСТОРЫ

### 5.1. Общие положения

Тиристор – это полупроводниковый прибор, основой которого служат три или более трех последовательно включенных  $p-n$ -переходов. Область его применения – бесконтактное переключение и управление в электрических цепях различного назначения. Отличительной особенностью вольтамперных характеристик всех тиристоров является наличие участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением, на котором происходит быстрое переключение тиристора из закрытого состояния в открытое. В закрытом состоянии через тиристор протекает малый ток при значительном падении напряжения (от нескольких десятков до тысяч Вольт), в открытом состоянии при протекании больших токов падение напряжения на тиристоре невелико (не более единиц Вольт).

Существует множество разновидностей тиристоров. По числу выводов различают диодные, триодные и (редко) тетродные тиристоры. По виду вольтамперной характеристики различают тиристоры, не проводящие в обратном направлении, тиристоры с обратной проводимостью, симметричные тиристоры (симисторы), которые могут переключаться при обеих полярностях анодного напряжения.

### 5.2. Диодный тиристор (динистор)

Структура динистора – три последовательно включенных  $p-n$ -перехода (рис. 5.1) с выводами от крайних областей. Вывод от  $p^+$ -области называется анодом, вывод от  $n^+$ -области – катодом. Крайние области называются также эмиттерными, средние – базовыми. Концентрация примесей в эмиттерных областях, как правило, значительно больше, чем в базовых. При подключении тиристора в электрическую цепь последовательно с ним обязательно включается балластный резистор  $R$ . При этом образуется делитель напряжения, позволяющий задать максимально возможный ток открытого тиристора и одновременно предохранить тиристор от выхода из строя, так как при отпирании тиристора большая часть напряжения падает на резисторе  $R$ . В результате на открытом тиристоре остается только небольшое прямое

напряжение. Все тиристорные структуры изготавливаются на основе кремния.

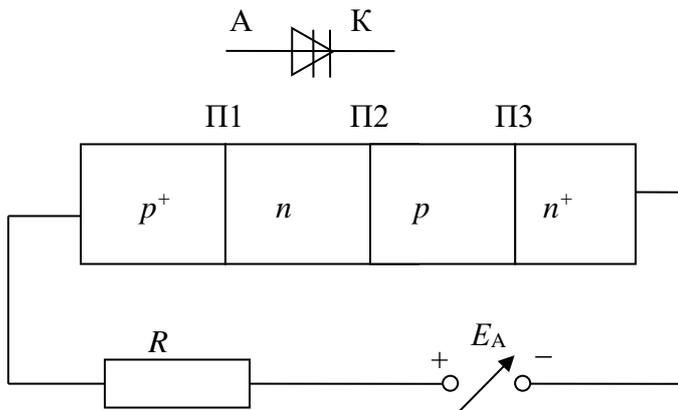


Рис. 5.1. Структура динистора, подключение к источнику напряжения и его условное графическое изображение. А – анод, К – катод. Указана рабочая полярность источника  $E_A$

При включении источника питания  $E_A$  отрицательным полюсом к аноду оба крайних перехода П1 и П3 оказываются смещенными в обратном направлении, а переход П2 находится под небольшим прямым смещением. Вследствие этого через тиристор протекает малый обратный ток двух последовательно включенных переходов П1 и П3 (см. рис. 5.2 при  $U_A < 0$ ). Такое состояние тиристора соответствует режиму обратного запираания.

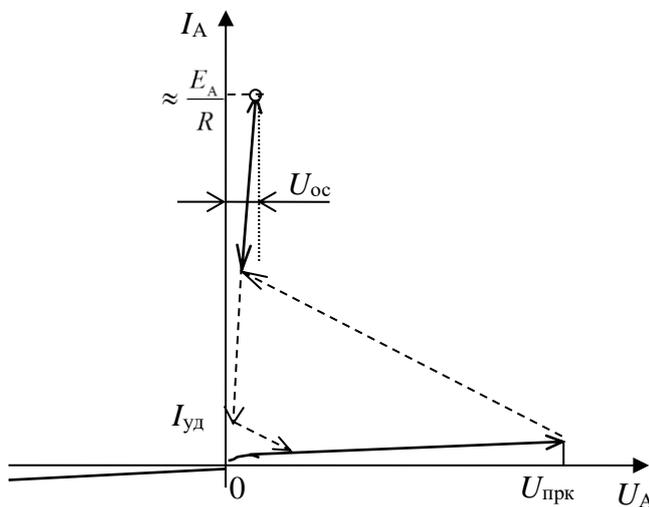


Рис. 5.2. Вольтамперная характеристика динистора. Стрелками показаны «траектории» при увеличении и уменьшении напряжения на динисторе

При рабочей полярности источника питания в интервале анодных напряжений от нуля до напряжения переключения  $U_{прк}$  средний переход П2 оказывается смещенным в обратном направлении, тогда как на переходах П1 и П3 существует очень малое прямое напряжение. В результате через тиристор опять протекает малый ток; в этом случае он обусловлен обратным смещенным переходом П2. Это состояние

тиристора при рабочей полярности анодного напряжения соответствует режиму прямого запираания.

Переключение тиристора из закрытого в открытое состояние происходит при достижении напряжения переключения  $U_{\text{прк}}$ . Возникает резкий скачок анодного тока и уменьшение напряжения на тиристоре до величины  $U_{\text{ос}}$  – напряжения открытого состояния (см. рис.5.2). Очевидно, что в этом случае все три перехода оказываются смещенными в прямом направлении, так как общее сопротивление тиристорной структуры становится небольшим.

### **5.2.1. Физические процессы, определяющие работу тиристора**

Рассмотрим физические явления, которые обуславливают переход тиристора из закрытого в открытое состояние и наоборот. При малых прямых анодных напряжениях ( $0 < U_A < U_{\text{прк}}$ ) тиристор остается закрытым, несмотря на то, что полярность напряжения на крайних переходах соответствует их прямому смещению. Это объясняется тем, что основная часть приложенного прямого напряжения падает на сопротивлении закрытого перехода П2. При этом величина прямого напряжения на переходах П1 и П3 оказывается столь малой, что инжекция неосновных носителей в базы тиристора не наблюдается. В кремниевых переходах при таких напряжениях течет очень малый прямой ток рекомбинации, не приводящий к изменению состояния среднего перехода П2.

При достижении напряжения переключения  $U_{\text{прк}}$  начинается инжекция неосновных носителей на крайних переходах, приводящая к перераспределению зарядов в тиристорной структуре. Энергетическая диаграмма, соответствующая состоянию при  $U_A = U_{\text{прк}}$  (рис. 5.3) позволяет выяснить причины отпираания диодного тиристора.

Пусть первоначально началась инжекция электронов на переходе П3. Электроны, пройдя  $p$ -базу за счет диффузии, экстрагируются полем обратно смещенного перехода П2 в  $n$ -базу (см. стрелки, соответствующие движению электронов на рис. 5.3) и занимают в ней свободные энергетические уровни у дна зоны проводимости. Их дальнейшему движению в  $p^+$ -область препятствует небольшой

потенциальный порог перехода П1. В результате электроны остаются в  $n$ -базе, и ее потенциал становится более отрицательным.

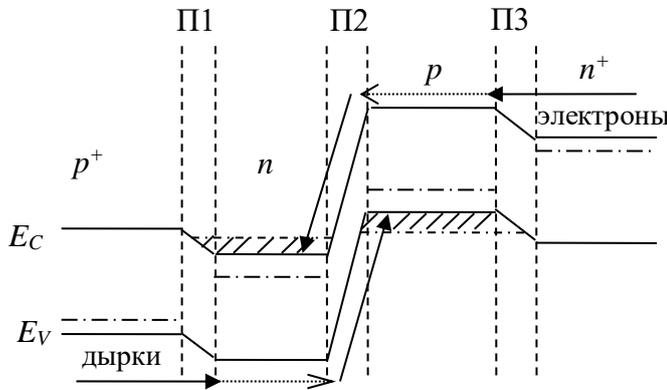


Рис. 5.3. Энергетическая диаграмма тиристорной структуры при анодном напряжении, равном напряжению переключения

Понижение потенциала  $n$ -базы вызывает дополнительное прямое смещение перехода П1. Это приводит к возрастанию уровня инжекции дырок из эмиттерной  $p^+$ -области в  $n$ -базу и, в конечном счете, к их накоплению в  $p$ -базе, повышению ее потенциала (см. стрелки, соответствующие движению дырок на рис. 5.3) и увеличению уровня инжекции электронов на переходе П3.

Таким образом, при достижении напряжения переключения в тиристоре возникает положительная обратная связь: увеличение тока перехода П1 вызывает дополнительный рост тока перехода П3, что в свою очередь приводит к росту тока перехода П1, и т.д. В результате происходит лавинообразное нарастание концентрации накопленных основных носителей в базах тиристора, разность потенциалов на среднем переходе П2 меняет знак, и он скачком открывается. Наблюдается резкий бросок анодного тока до значения, определяемого величиной сопротивления резистора  $R$ , с одновременным уменьшением падения напряжения  $U_A$  до  $U_{oc}$  – напряжения на тиристоре в открытом состоянии (см. рис. 5.2). Величина  $U_{oc}$  определяется суммой падений напряжений на переходах и объемных сопротивлениях полупроводниковых областей и обычно составляет 1,5-2 В.

Существует альтернативный механизм отпираания тиристора. Он возникает в случае, когда напряжение лавинного пробоя среднего

перехода П2 меньше величины анодного напряжения, при котором начинается инжекция на крайних переходах. В этом случае электроны и дырки, образовавшиеся в переходе П2 за счет ударной генерации, переходят в соответствующие базовые области, где они являются основными носителями. Обратное смещение среднего перехода скачком сменяется на прямое из-за лавинообразного нарастания концентраций основных носителей в базах, что приводит к переключению тиристора в открытое состояние. Возможен также вариант одновременного действия обоих механизмов включения, если напряжение лавинного пробоя среднего перехода очень близко к величине  $U_A$ , при которой возникает инжекция на переходах П1 и П3.

Очевидно, что структуру диодного тиристора можно представить в виде модели, в которой он заменяется двумя соединенными биполярными транзисторами (рис. 5.4). База каждого из транзисторов одновременно является коллектором другого. В этой модели отпирание тиристора соответствует одновременному переходу каждого из транзисторов из активного режима в режим насыщения.

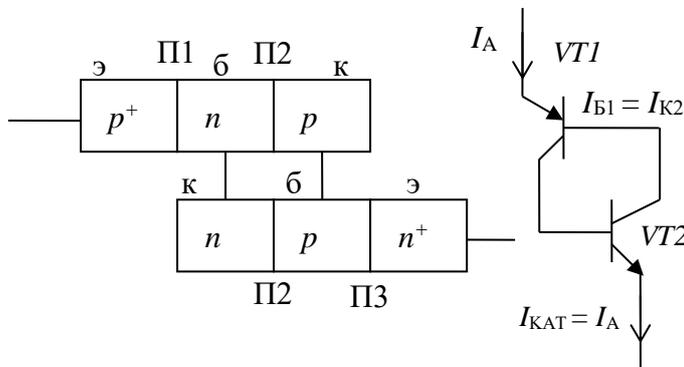


Рис. 5.4. Модель двух транзисторов для диодного тиристора

Используя данную модель, найдем зависимость анодного тока тиристора от параметров эквивалентных транзисторов. Ток базы первого ( $p^+ - n - p$ ) транзистора  $VT_1$ :

:

$$I_{B1} = I_{Э1} - I_{К1} = I_A - (\alpha_1 I_A + I_{K01}),$$

где  $\alpha$  – коэффициент передачи тока транзистора в схеме с общей базой,  $I_{K0}$  – обратный ток коллектора.

Ток коллектора второго ( $n^+ - p - n$ ) транзистора  $VT_2$ :

$$I_{K2} = \alpha_2 I_{КАТ} + I_{K02} = \alpha_2 I_A + I_{K02}$$

Так как  $I_{K2} = I_{B1}$ , получаем:

$$I_A - \alpha_1 I_A - I_{K01} = \alpha_2 I_A + I_{K02}, \text{ и окончательно: } I_A = \frac{I_{K01} + I_{K02}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (5.1)$$

$$I_A (1 - \alpha_1 - \alpha_2) = I_{K01} + I_{K02}$$

Если  $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ , анодный ток очень мал и определяется суммой обратных коллекторных токов эквивалентных транзисторов. Этот случай соответствует участку прямого запираания вольтамперной характеристики. Приближение этой суммы к единице вызывает резкий рост тока, что соответствует отпиранию тиристора. В том случае, когда достигается напряжение лавинного пробоя перехода П2, выражение для анодного тока принимает следующий вид:

$$I_A = \frac{(I_{K01} + I_{K02})M}{1 - M(\alpha_1 + \alpha_2)} \quad (5.2)$$

где  $M$  – коэффициент размножения подвижных носителей, возрастающий с увеличением обратного напряжения на переходе.

Увеличение инжекции на крайних переходах приводит к росту коэффициентов передачи тока  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ , и при достижении напряжения переключения  $U_{прк}$   $\alpha_1 + \alpha_2 \rightarrow 1$ . Если при увеличении  $U_A$  возникает лавинный пробой среднего перехода, то тогда сумма  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  не достигает единицы: в этом случае  $M \cdot (\alpha_1 + \alpha_2) \rightarrow 1$ .

Выражения (5.1 и 5.2) можно считать формулами для вольтамперной характеристики динистора в интервале  $0 < U_A < U_{прк}$ , так как коэффициенты  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  и  $M$  непосредственно зависят от анодного напряжения.

Выключение динистора, т.е. переход в закрытое состояние, происходит при уменьшении анодного тока до критической величины, которая называется током удержания  $I_{уд}$ . Из рис. 5.2 видно, что «траектория» вольтамперной характеристики при увеличении и уменьшении анодного напряжения не одинакова. При возврате в закрытое состояние тиристор остается открытым при токе анода заметно меньшем, чем тот, к которому приходит характеристика в момент переключения. Таким образом ток удержания – это наименьший ток анода, при котором объемный заряд накопленных в базах подвижных носителей обеспечивает прямое смещение перехода П2.

### 5.3. Триодный тиристор (тринистор)

Тринистор – это тиристор, у которого имеется третий вывод во внешнюю цепь – управляющий электрод. На него подается управляющее напряжение, которое смещает один из крайних переходов в прямом направлении.

Существуют две разновидности тринистора: управляемый по катоду (вывод от  $p$ -базы) и управляемый по аноду (вывод от  $n$ -базы). На рис.5.5 показана электрическая схема подключения тринистора, управляемого по катоду, к источникам напряжений.

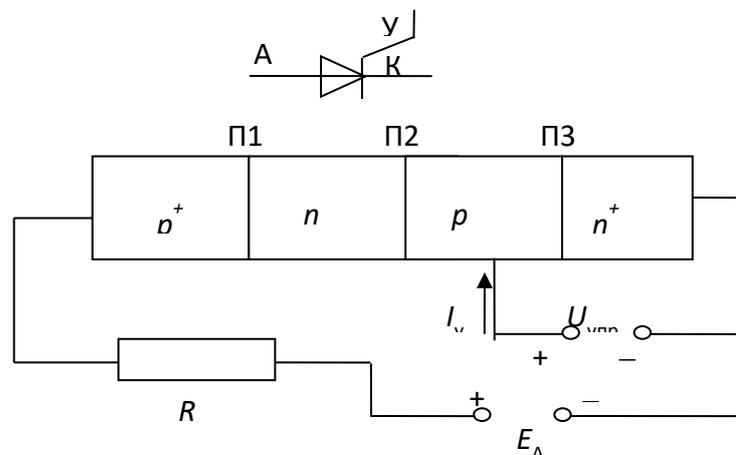


Рис. 5.5. Символ тиристора, управляемого по катоду, схема включения и рабочие полярности напряжений

В случае динистора для каждого прибора постоянно. В тринисторе при управлении по катоду источник  $U_{упр}$  дополнительно смещает переход П3 в прямом направлении. Величина  $U_{упр}$  должна быть достаточной для начала инжекции электронов из катода в  $p$ -базу. Это позволяет изменять напряжение переключения.

Установим такую величину напряжения источника анодного питания  $E_A$ , что при  $U_{упр} = 0$  тринистор будет находиться в режиме прямого запираания. При увеличении управляющего напряжения и, соответственно, управляющего тока  $I_y$  начинается инжекция электронов из катода в  $p$ -базу. При этом так же, как и в динисторе, начинается лавинообразное нарастание концентрации основных носителей в базах, и переход П2 переключается в прямое направление. Таким образом, увеличивая ток управления, можно переключать тринистор при

меньших анодных напряжениях при неизменной величине напряжения источника анодного питания  $E_A$  (рис. 5.6.)

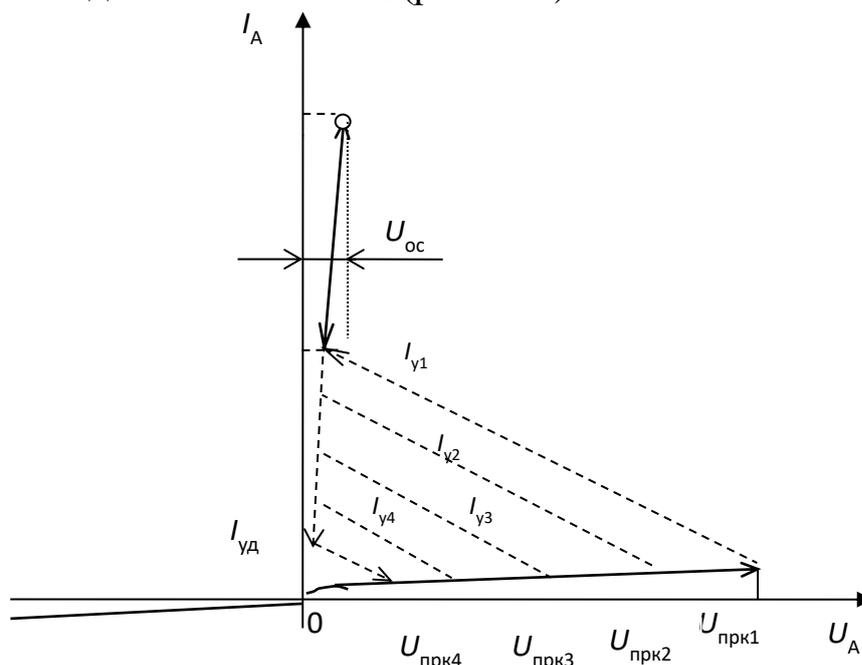


Рис. 5.6. Вольтамперная характеристика тристора при различных величинах управляющего тока.  $E_A = \text{const}$ ,  $I_{y1} < I_{y2} < I_{y3} < I_{y4}$

После включения тристора малый ток управления перестает влиять на его состояние, так как все переходы оказываются смещенными в прямом направлении и сквозной ток через тристор намного больше.

#### 5.4. Симметричный тиристор (симистор).

Название прибора отражает вид его вольтамперной характеристики: она симметрична относительно начала системы ее координат. Один из вариантов тиристорной структуры, позволяющий получить такую характеристику, показан на рис. 5.7.

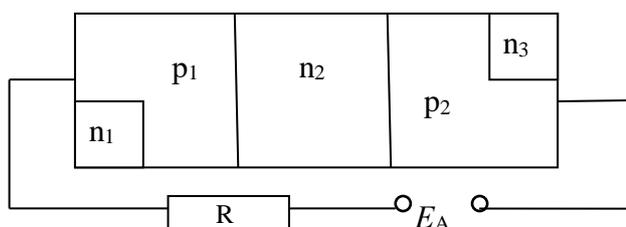


Рис. 5.7. Вариант структуры симистора

Тиристор с такой структурой обладает симметричной вольтамперной характеристикой (рис. 5.8). При смене полярности источника напряжения  $E_A$  изменяется последовательность  $p$ - и  $n$ -областей.

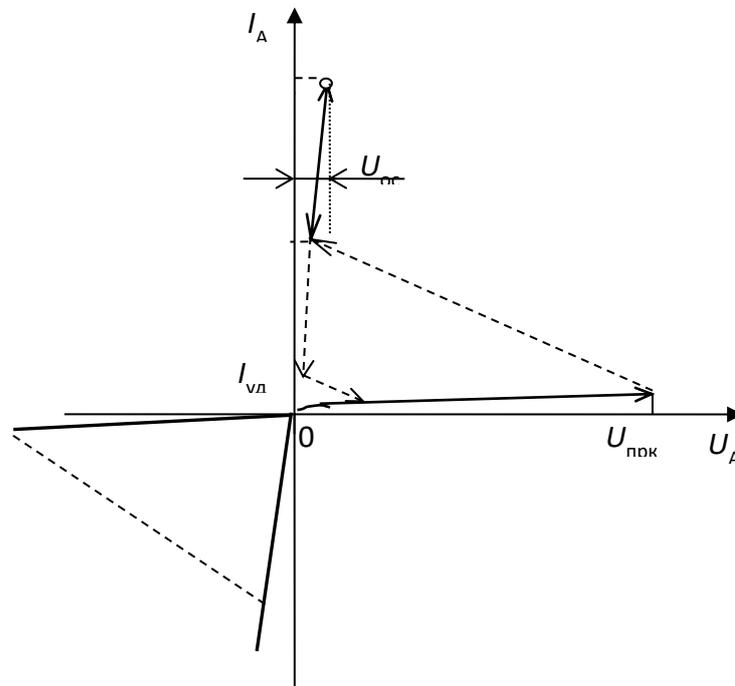


Рис. 5.8. Вольтамперная характеристика симистора

Так, если плюс источника подан на левую сторону структуры, где имеются области  $n_1$  и  $p_1$ , то образуется последовательность  $p_1n_2p_2n_3$ , если полярность  $E_A$  противоположна, то возникает тиристор  $p_2n_2p_1n_1$ .

Рис. 5.9 поясняет, каким образом получается тиристор  $p_1n_2p_2n_3$ .

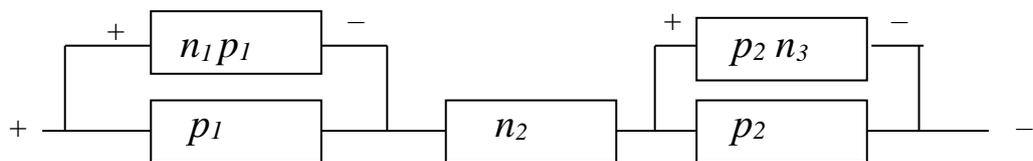


Рис. 5.9. Области и переходы симистора. Положительный полюс источника  $E_A$  подключен к областям  $n_1$  и  $p_1$

При такой полярности  $E_A$  падение напряжения на переходе  $n_1p_1$  смещает его в обратном направлении. На правом конце ток течет через переход  $p_2n_3$ , т.к. объемное сопротивление области  $p_2$  очень велико по сравнению с сопротивлением прямо смещенного перехода. Получаем тиристор  $p_1n_2p_2n_3$

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Н.М. Гнучев. Электроника и схемотехника. Электронные приборы. Физические основы электроники / Н.М. Гнучев – СПб., Изд-во Политехн. Ун-та, 2013. – 96 с.
2. Н.М. Гнучев. Физические основы электроники. Учебное пособие./ Н.М. Гнучев. СПб., Электронная библиотека СПбПУ, 2021. – 155 с.
3. Электронные приборы / [В. Н. Дулин [и др.]; под ред. Г. Г. Шишкина. — М.: Энергоатомиздат, 1989. — 494 с.
4. Л.Лазовский. Приборы с зарядовой связью: прецизионный взгляд на мир. <http://autex.spb.su/download/sensors/ccd.pdf>