

## 2.6 Транзисторы в радиосистемах и устройствах

### 2.6.1 Устройство и принцип действия биполярных транзисторов

Транзистором называется электропреобразовательный прибор с одним или несколькими электрическими переходами, пригодный для усиления мощности и имеющий три и более выводов. Действие транзисторов основано на управлении движением носителей электрических зарядов в кристалле полупроводника.

По характеру переноса носителей заряда различают биполярные и полевые транзисторы. В биполярных транзисторах (БТ) в процессах токопрохождения участвуют основные и неосновные носители зарядов, а в полевых (униполярных) – носители одного знака. По числу р-п-переходов транзисторы подразделяются на однопереходные, двухпереходные и многопереходные. Наибольшее распространение среди биполярных транзисторов получили двухпереходные транзисторы.

В транзисторе чередуются по типу проводимости три области полупроводника. В зависимости от порядка чередования областей различают транзисторы типа р-п-р и п-р-п. Принцип действия обоих типов транзисторов одинаков. По характеру распределения атомов примеси и движению носителей заряда транзисторы разделяются на бездрейфовые и дрейфовые.

Структура и условные изображения транзисторов п-р-п и р-п-р приведены на рис. 2.6.1, а, б соответственно. Стрелки на рисунке указывают направление прямого тока эмиттерного перехода. В этих структурах существуют два перехода с неодинаковой площадью. Одна из крайних областей легирована сильнее, чем другая. Сильнолегированная область с меньшей площадью называется эмиттером (Э), а другая область – коллектором (К). Средняя область называется базой (Б). К областям эмиттера, базы и коллектора припаиваются невыпрямляющие контакты, служащие выводами эмиттера, базы и коллектора.

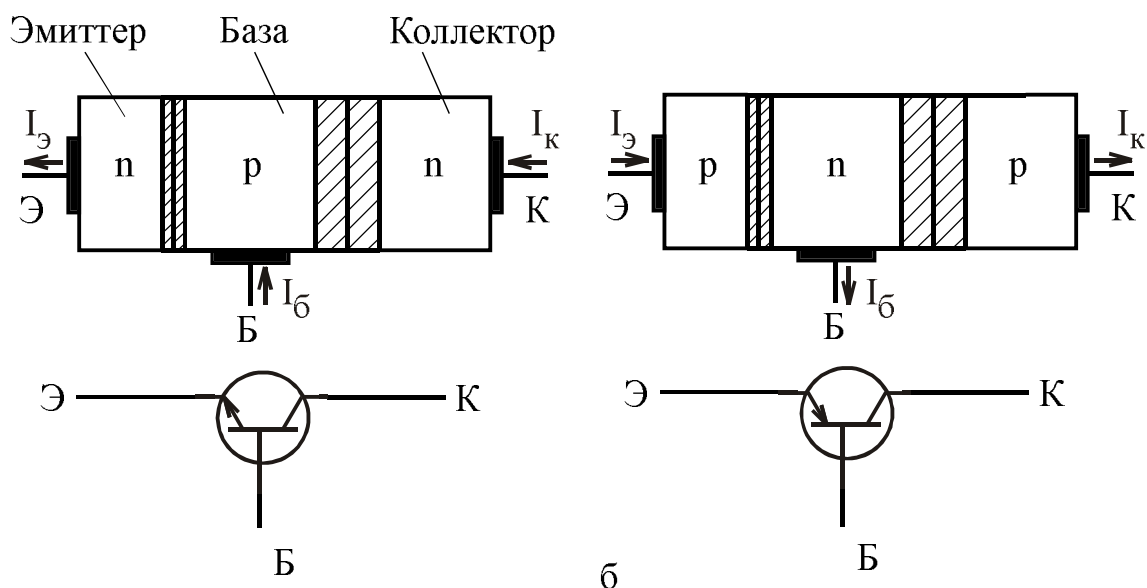


Рис. 2.6.1

Устройство реального транзистора типа р-п-р представлено на рис. 2.6.2 а, б.

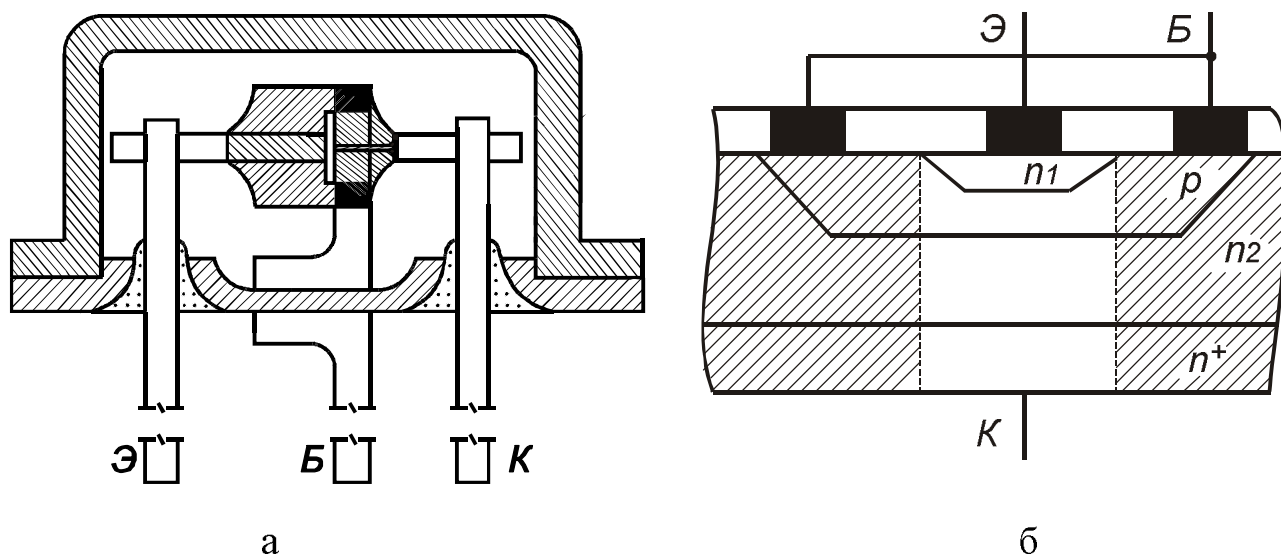


Рис. 2.6.2

Рабочей (активной) областью транзистора является область объема структуры, расположенная ниже эмиттерного перехода (не заштрихована). Остальные участки являются пассивными (паразитными), что обусловлено конструкторско-технологическими причинами. Основные свойства биполярного транзистора определяются процессами в базовой области, которая обеспечивает взаимодействие эмиттерного и коллекторного переходов. Поэтому ширина базовой области должна быть малой (1 мкм), меньше диффузной длины неосновных носителей в базе. Если распределение примеси в базе от эмиттера к коллектору однородное (равномерное), то в ней отсутствует электрическое поле, и носители совершают в базе только диффузное движение. В случае неравномерного распределения примеси в базе существует «внутреннее» электрическое поле, вызывающее появление дрейфового движения носителей: результирующее движение определяется как диффузией, так и дрейфом. Биполярные транзисторы с однородной базой называют бездрейфовыми, а с неоднородной базой – дрейфовыми. При изготовлении транзисторов добиваются, чтобы концентрация основных носителей в эмиттере значительно превышала концентрацию носителей в базе. Для защиты транзисторной структуры от воздействия внешней среды кристалл помещают в герметизированный корпус.

При включении транзисторов в схему один из его электродов является входным, второй – выходным, а третий – общим. На входной и выходной электроды подаются напряжения от внешних источников, отсчитываемые относительно общего электрода. В зависимости от того, какой электрод является общим, различают схемы включения (рис. 2.6.3, а, б, в): с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). В обозначениях напряжений (см. рис. 2.6.3) вторая буква индекса обозначает общий для входа и выхода схемы электрод.

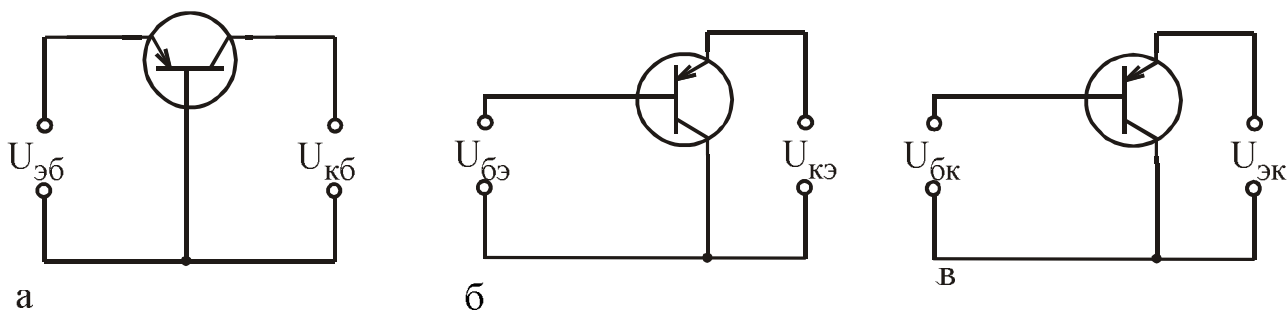


Рис. 2.6.3

## 2.6.2. Режимы работы биполярных транзисторов

В зависимости от полярности и величины напряжений на электродах различают четыре режима работы транзистора:

Активный режим (АР) — эмиттерный переход смещается в прямом направлении, а коллекторный — в обратном.

Режим отсечки (РО) — оба перехода смещены в обратном направлении.

Режим насыщения (РН) — оба перехода смещены в прямом направлении.

Инверсный режим (ИР) — коллекторный переход смещен в прямом, а эмиттерный — в обратном направлении.

Связь режимов работы биполярного транзистора с включением переходов показана на (рис. 2.6.4).

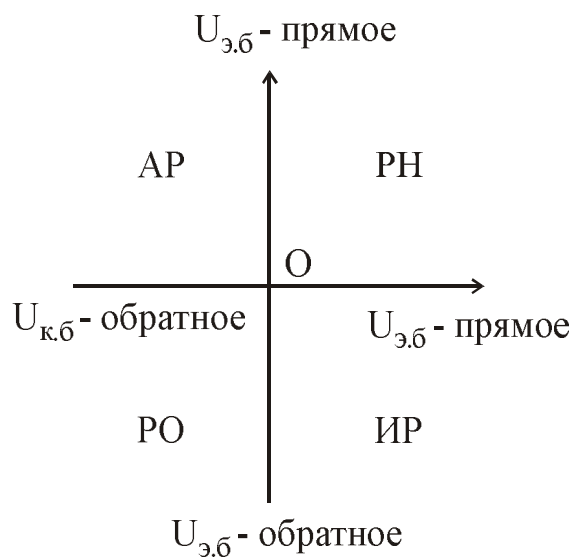


Рис. 2.6.4

Классификация режимов проводится по комбинации напряжений переходов. В схеме с ОБ напряжения переходов равны напряжению источников питания эмиттера ( $U_{эб}$ ) и коллектора ( $U_{кб}$ ).

В схеме с ОЭ напряжение на эмиттерном переходе определяется напряжением первого источника  $U_{эб} = -U_{бэ}$ , а напряжение коллекторного перехода



ном эмиттерном токе составляет полезный ток. На практике коэффициент инжекции оказывается близким к единице ( $\gamma = 0,98 - 0,995$ ).

Инжектированные в базу из эмиттера дырки повышают концентрацию их в базе у эмиттерного перехода, т.е. вызывают появление градиента концентрации дырок, неосновных носителей базы. Этот градиент концентрации дырок обуславливает их диффузионный перенос через базу к коллекторному переходу. При этом имеет место частичная рекомбинация дырок. Потерю дырок в базе можно учесть введением тока рекомбинации дырок  $I_{б. рек}$ , а коллекторный ток дырок, подходящих к коллекторному переходу  $I_{к р}$ , будет равен:

$$I_{к р} = I_{э р} - I_{б. рек}.$$

Потери на рекомбинацию в базе учитываются коэффициентом переноса  $\psi$ :

$$\Psi = I_{к р} / I_{э р},$$

величина которого определяется шириной базы  $W_b$ , диффузионной длиной дырок в базовой области  $L_p$  и близка к единице.

Поскольку концентрация электронов в базе значительно меньше концентрации инжектированных из эмиттера дырок, вероятность рекомбинации мала и, если диффузионная длина дырок в базе  $L_p$  больше толщины базы  $W_b$ , основная часть дырок достигнет коллекторного перехода.

Под действием ускоряющего поля коллекторного перехода дырки попадают в коллекторную область, создавая коллекторный ток  $I_{к р}$ . Экстракция дырок может сопровождаться ударной ионизацией, лавинным умножением носителей зарядов в коллекторном переходе.

Процесс умножения носителей зарядов в коллекторном переходе оценивается коэффициентом умножения коллекторного тока:

$$M = \frac{I_{к}}{I_{к р}},$$

где  $I_{к}$  – полный управляемый ток через коллекторный переход.

В плоскостных транзисторах обычного типа  $M = 1$ .

$$\text{Тогда } I_{к р} = \gamma \Psi M I_{э} = \alpha I_{э}, \quad (2.6.1)$$

где  $\alpha = \gamma \Psi M$  – это отношение дырочной составляющей коллекторного тока к полному току эмиттера.

Ток коллектора имеет еще составляющую  $I_{к.б0}$ , которая протекает в цепи коллектор – база при  $I_{э} = 0$  (обрыв цепи эмиттера) и не зависит от тока эмиттера. Этот неуправляемый ток коллектора по своей природе аналогичен обратному току полупроводникового диода и называется обратным током коллектора.

$$\text{Итак, полный ток коллектора } I_{к} = I_{к р} + I_{к.б0} = \alpha I_{э} + I_{к.б0}. \quad (2.6.2)$$

$$\text{Так как } I_{к р} > I_{к.б0}, \alpha = \frac{I_{к}}{I_{э}} \quad (2.6.3)$$

– статический коэффициент передачи тока эмиттера для схемы с общей базой. Для современных транзисторов величина  $\alpha$  достигает 0,99 и больше. Обратный ток коллектора в цепи базы направлен навстречу току  $I_{б.рек}$ , поэтому общий ток базы можно определить:

$$I_{б} = I_{б.рек} - I_{к.б0}.$$

По закону Кирхгофа для общей точки (рис. 3.5):

$$I_{э} = I_{к} + I_{б}. \quad (2.6.4)$$

Откуда:  $I_{б} = I_{э} - I_{к}$ , или с учетом (3.4) получим:

$$I_{б} = I_{э}(1 - \alpha) - I_{к.б0}. \quad (2.6.5)$$

Направление тока базы зависит от соотношения между слагаемыми в уравнении (2.6.5). В активном режиме  $I_{э}(1 - \alpha) > I_{к.б0}$ .

Поскольку напряжение в цепи коллектора, включенного в обратном направлении, может быть значительно больше, чем в цепи эмиттера, включенного в прямом направлении, а токи в этих цепях практически равны, мощность, создаваемая переменной составляющей коллекторного тока в нагрузке, может быть значительно больше мощности, затрачиваемой на управление током в цепи эмиттера, т.е. транзистор обладает усилительным эффектом.

В схеме с ОЭ управляющим током будет ток базы. Так как  $I_{э} = I_{к} + I_{б}$ , то ток коллектора запишем в виде:

$$I_{к} = \alpha I_{э} + I_{к.б0} = \alpha (I_{к} + I_{б}) + I_{к.б0};$$

$$I_{к} - \alpha I_{к} = \alpha I_{б} + I_{к.б0};$$

$$I_{к}(1 - \alpha) = \alpha I_{б} + I_{к.б0};$$

$$I_{к} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} I_{б} + \frac{I_{к.б0}}{1 - \alpha}.$$

Обозначим  $\frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta$  – коэффициент передачи тока базы в схеме с ОЭ;

$$\frac{I_{к.б0}}{1 - \alpha} = I_{к.э0} \text{ – неуправляемая часть тока коллектора в схеме с ОЭ.}$$

$$\text{Тогда } I_{к} = \beta I_{б} + I_{к.э0}, \quad (2.6.6)$$

$$\text{где } I_{к.э0} = (\beta + 1)I_{к.б0} \quad (2.6.7)$$

– ток коллектора при нулевом токе базы.

Для схемы с ОК выходным током является ток эмиттера. Поэтому:

$$I_{к} = I_{э} - I_{б} = \alpha I_{э} + I_{к.б0};$$

$$I_{э} = \frac{1}{1 - \alpha} I_{б} + \frac{I_{к.б0}}{1 - \alpha} = K_i I_{б} + I_{к.э0}.$$

Аналогично найдем статический коэффициент передачи тока для схемы с ОК:

$$K_i = \frac{1}{1-\alpha} = (\beta + 1). \quad (2.6.8)$$

Связь эмиттерного и коллекторного переходов обеспечивается базовой областью, т.е. зависит от характера движения носителей в ней. В бездрейфовых транзисторах это движение имеет диффузионный характер и определяется градиентом концентрации носителей в базе, а в дрейфовых транзисторах зависит от имеющегося в базе электрического поля.

#### 2.6.4. Модель Эберса-Молла

При необходимости анализа работы транзистора в режиме большого сигнала, когда имеют значение его нелинейные свойства, находит применение эквивалентная схема, предложенная Эберсом и Моллом. Она состоит из двух диодов, включенных встречно, и двух источников тока, отображающих взаимодействие этих диодов (рис. 2.6.6).

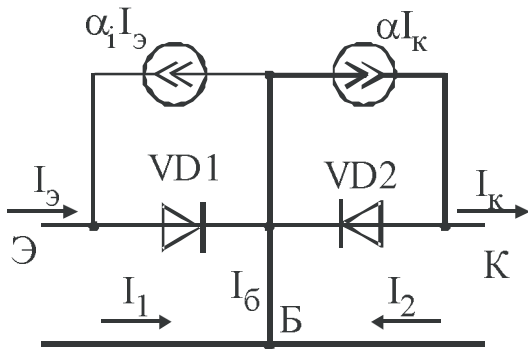


Рис. 2.6.6

В приведённой схеме источники тока  $\alpha \cdot I_K$  и  $\alpha_i \cdot I_3$  характеризуют соответственно передачу тока эмиттерного перехода при нормальном включении в коллектор и тока

Токи эмиттера и коллектора связаны с внутренними токами соотношениями  $I_3 = I_1 - \alpha_i \cdot I_2$ ;  $I_K = \alpha \cdot I_1 - I_2$ , где  $\alpha_i$  – коэффициент передачи тока коллектора при инверсном включении.

Токи через переходы можно записать:

$$I_1 = I_{3.б.к} \cdot \left( e^{\frac{e \cdot U_{3.б}}{kT}} - 1 \right); \quad I_2 = I_{к.б.э} \cdot \left( e^{\frac{e \cdot U_{к.б}}{kT}} - 1 \right), \quad (2.6.9)$$

где  $I_{3.б.к}$ ,  $I_{к.б.э}$  – тепловые токи эмиттерного и коллекторного переходов, измеренные при коротком замыкании на выходе и входе соответственно ( $U_{кб} = 0$  и  $U_{3б} = 0$ ).

$$I_{3.б.к} = \frac{I_{3.б0}}{1 - \alpha \cdot \alpha_i}, \quad I_{к.б.к} = \frac{I_{к.б0}}{1 - \alpha \cdot \alpha_i}.$$

$I_{3.б0}$ ,  $I_{к.б0}$  – это обратные токи эмиттерного и коллекторного переходов, измеряемые соответственно при обрыве коллектора и эмиттера.

С учетом (2.6.9) соотношения преобразуются к виду

$$I_{\text{э}} = I_{\text{э.б.к}} \left( e^{\frac{e \cdot U}{kT}} - 1 \right) - \alpha_i \cdot I_{\text{к.б.к}} \left( e^{\frac{e \cdot U}{kT}} - 1 \right); \quad (2.6.10)$$

$$I_{\text{к}} = \frac{\alpha \cdot I_{\text{э.б0}}}{1 - \alpha \cdot \alpha_i} \left( e^{\frac{e \cdot U_{\text{э.б}}}{kT}} - 1 \right) - \frac{I_{\text{к.б0}}}{1 - \alpha \cdot \alpha_i} \left( e^{\frac{e \cdot U_{\text{к.б}}}{kT}} - 1 \right); \quad (2.6.11)$$

$$I_{\text{б}} = I_{\text{э}} - I_{\text{к}} = \frac{(1 - \alpha) \cdot I_{\text{э.б00}}}{1 - \alpha \cdot \alpha_i} \cdot \left( e^{\frac{e \cdot U_{\text{э.б}}}{kT}} - 1 \right) + \frac{(1 - \alpha) I_{\text{к.б0}}}{1 - \alpha \cdot \alpha_i} \left( e^{\frac{e \cdot U_{\text{к.б}}}{kT}} - 1 \right). \quad (2.6.12)$$

Из этих выражений можно получить семейство характеристик для конкретной схемы включения транзистора. Так, решая (2.6.10) относительно  $U_{\text{э.б}}$  получим выражение для идеализированных входных (эмиттерных) характеристик транзистора  $U_{\text{э.б}} = f(I_{\text{э}})$  при  $U_{\text{к.б}} = \text{const}$ :

$$U_{\text{э.б}} = \frac{kT}{e} \cdot \ln \left[ \frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{э.б0}}} + 1 + \alpha \left( e^{\frac{e \cdot U_{\text{к.б}}}{kT}} - 1 \right) \right]. \quad (2.6.13)$$

Модель Эберса – Молла описывает поведение транзистора в различных режимах работы, что может быть учтено выбором соответствующей полярности напряжений на переходах транзистора.

### 2.6.5. Статические характеристики биполярных транзисторов в схеме с ОБ

Статические характеристики транзистора отражают зависимость между токами, проходящими в его цепях и напряжениями на электродах транзистора.

За независимые переменные обычно принимают входной ток  $I_{\text{вх}}$ , выходное напряжение  $U_{\text{вых}}$ , а за зависимые – выходной ток  $I_{\text{вых}}$  и входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ :

$$I_{\text{вых}}, U_{\text{вх}} = f(I_{\text{вх}}, U_{\text{вых}}). \quad (2.6.14)$$

Вид характеристик зависит от способа включения транзисторов. Для каждой схемы включения в активном режиме существует своя совокупность семейств характеристик.

Из трех схем включения транзисторов наибольшее применение получили схемы с ОБ и ОЭ.

В схеме с ОБ транзистор имеет следующие характеристики (рис. 2.6.7, а-г):  $U_{\text{э.б}} = f(I_{\text{э}}) / U_{\text{к.б}} = \text{const}$  – семейство входных (эмиттерных) характеристик (рис. 2.6.7, а);

$I_{\text{к}} = f(U_{\text{к.б}}) / I_{\text{э}} = \text{const}$  – семейство выходных (коллекторных) характеристик (рис. 2.6.7, б);

$I_{\text{к}} = f(I_{\text{э}}) / U_{\text{к.б}} = \text{const}$  – семейство характеристик прямой передачи (рис. 2.6.7, в);

$U_{э.б} = f(U_{к.б})/I_э = \text{const}$  – семейство характеристик обратной связи (рис. 2.6.7, г).

Входная характеристика транзистора при  $U_{к.б} = 0$  представляет с некоторым приближением прямую ветвь вольт-амперной характеристики р-п-перехода.

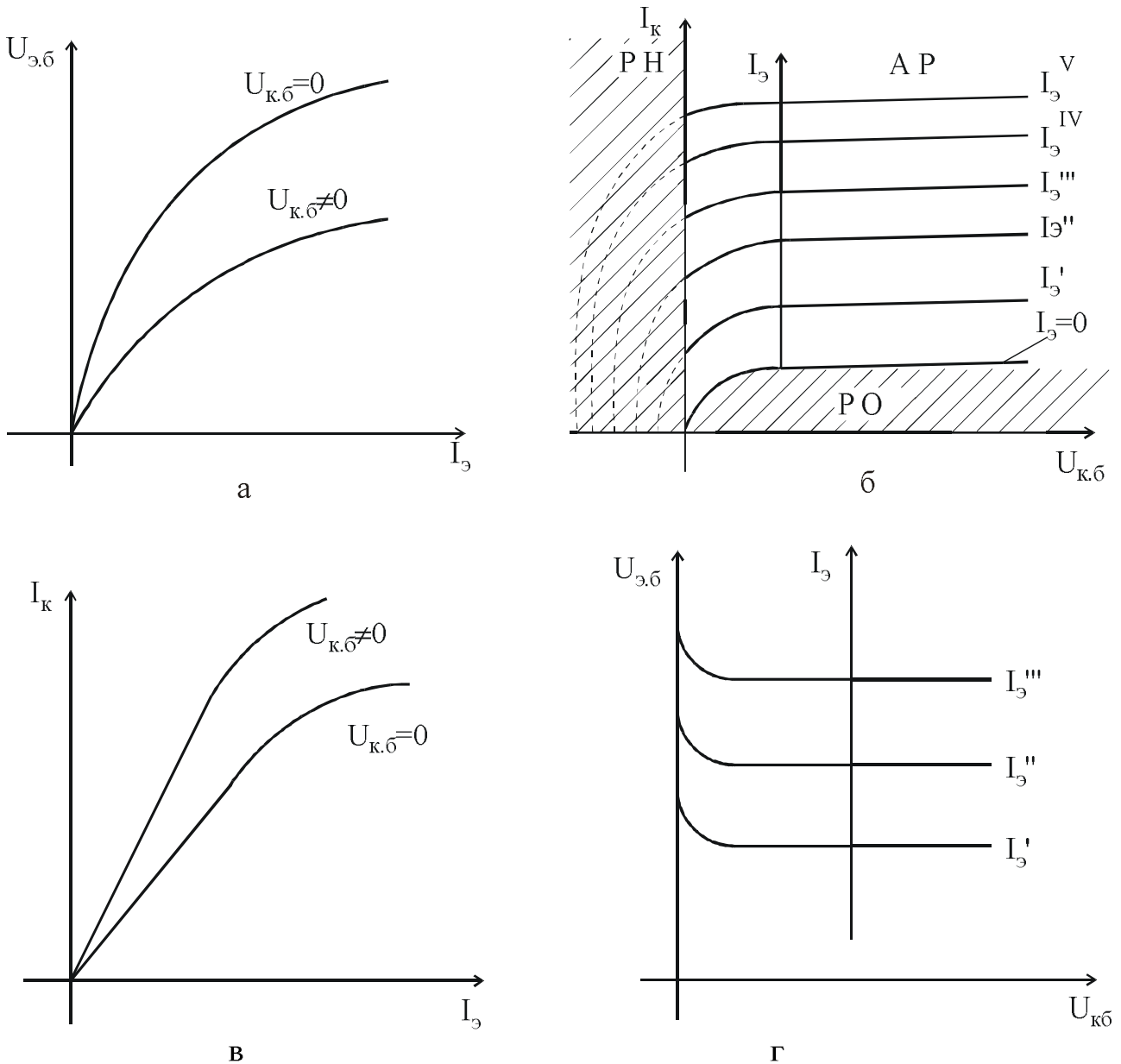


Рис. 2.6.7

Увеличение отрицательного напряжения на коллекторе смещает входную характеристику в область больших токов. При постоянном напряжении эмиттера  $U_{э.б}$  и увеличении напряжения  $U_{к.б}$ , уменьшается ширина базы и увеличивается градиент концентрации дырок в базе, что приводит к увеличению тока эмиттера.

Выходные характеристики соответствуют выражению

$$I_к = \alpha I_э + I_{к.б0}. \quad (2.6.15)$$

При  $I_3 = 0$  и  $|U_{к.б}| < 0$  характеристика подобна обратной ветви р-п-перехода. Коллекторный ток  $I_к = I_{к.б0}$  представляет обратный ток коллекторного перехода. При  $I_3 > 0$  часть инжектированных дырок в базу доходит до коллекторного перехода и создает коллекторный ток при  $U_{к.б} = 0$  за счёт контактной разности потенциалов. Этот ток можно уменьшить до нуля путем подачи на коллекторный переход прямого напряжения, что соответствует режиму насыщения. Коллекторные характеристики с увеличением тока эмиттера  $I_3$  смещаются вверх в соответствии с (2.6.15).

Область характеристик при  $I_3 > 0$  и  $U_{э.á} < 0$  соответствует активному режиму.

Характеристики прямой передачи близки к линейным зависимостям. Тангенс угла наклона характеристики прямой передачи численно равен коэффициенту передачи тока  $\alpha = \frac{dI_{э}}{dI_{б}}$  при  $U_{э.á} = \text{const}$ .

Их можно описать зависимостью

$$I_{э} = \alpha I_{б} - I_{э.á0} \left( e^{\frac{eU_{э.á}}{kT}} - 1 \right). \quad (2.6.16)$$

При  $U_{э.á} = 0, I_{э.á0} = 0$  характеристика линейная и выходит из начала координат. С увеличением  $U_{э.á}$  характеристика сдвигается вверх, что обусловлено уменьшением рекомбинации носителей в базе за счет уменьшения ширины базы (эффект Эрли).

Характеристики обратной связи имеют незначительный наклон, что свидетельствует о слабом влиянии поля коллектора на токопрохождение в цепи эмиттера. Увеличение коллекторного напряжения сопровождается небольшим ростом градиента концентрации носителей заряда в базе, что вызывает увеличение тока эмиттера. А поскольку характеристики снимаются при постоянном токе эмиттера, они могут быть получены путем перестройки семейства входных характеристик.

### 2.6.6. Статические характеристики транзисторов в схеме с ОЭ

Для схемы с общим эмиттером можно аналогично получить семейства статических характеристик:

$I_{э} = f(U_{э.б})/I_{á} = \text{const}$  – семейство выходных (коллекторных) характеристик;

$U_{á.б} = f(I_{á})/U_{э.б} = \text{const}$  – семейство входных (базовых) характеристик;

$I_{э} = f(I_{á})/U_{э.б} = \text{const}$  – семейство характеристик прямой передачи;

$U_{á.б} = f(U_{э.б})/I_{á} = \text{const}$  – семейство характеристик обратной связи.

Остановимся на анализе входных и выходных характеристик в схеме с ОЭ (рис. 2.6.8, а, б).

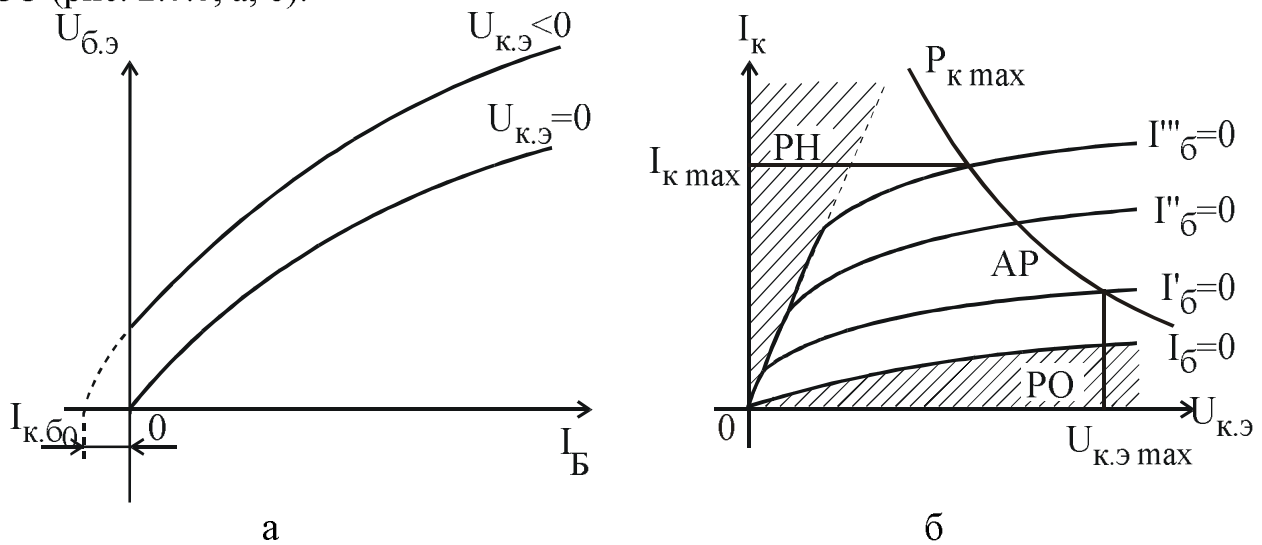


Рис. 2.6.8

При  $U_{к.э} = 0$  (рис. 2.6.8, а) оба перехода транзистора включаются в прямом направлении, а ток базы равен сумме базовых токов из-за одновременной инжекции дырок из эмиттера и коллектора. С ростом прямого напряжения  $U_{к.э}$  этот ток будет увеличиваться, т.к. увеличивается инжекция в обоих переходах ( $U_{к.б} = U_{э.б}$ ) и соответственно возрастут потери на рекомбинацию, определяющие базовый ток.

При  $U_{к.э} < 0$  коллекторный переход включается в обратном направлении, и в цепи базы будет протекать ток

$$I_{б} = (1 - \alpha)I_{э} - I_{к.б0}. \quad (2.6.17)$$

При  $U_{б.э} = 0; I_{э} = 0$ , а ток базы  $I_{б} = -I_{к.б0}$ . Увеличение прямого напряжения на эмиттерном переходе вызывает рост эмиттерного тока до величины  $(1 - \alpha)I_{э}$ . Когда  $(1 - \alpha)I_{э} = I_{к.б0}$ , ток базы  $I_{б} = 0$ . При дальнейшем росте  $U_{б.э}$  ток  $(1 - \alpha)I_{э} > I_{к.б0}$ , ток  $I_{б}$  меняет направление и становится положительным  $I_{б} > 0$ . Увеличение  $U_{к.э}$  увеличивает напряжение  $U_{к.б}$  и уменьшает ширину базы (эффект Эрли), что сопровождается снижением потерь на рекомбинацию, т.е. уменьшением тока базы.

Выходные характеристики  $I_{к} = f(U_{к.э})$  при  $I_{б} = \text{const}$  (см. рис. 2.6.8, б) отражают работу транзистора в схеме с ОЭ в различных режимах. Они начинаются правее начала координат. Крутые начальные участки характеристик относятся к режиму насыщения, когда оба перехода включены в прямом направлении

$R_{к} = R_{к0} / \left( 1 - \sqrt{\frac{U_{з.и}}{U_{отс}}} \right)$ , а пологие участки соответствуют активному режиму, когда  $|U_{к.э}| > |U_{б.э}|$ .

Если  $I_{\bar{c}} = 0$  («обрыв базы»), то  $I_{\text{к}} = I_{\text{к.э}0} = I_{\text{к.б}0}(\beta + 1)$  и вольт-амперная характеристика представляет собой обратную ветвь характеристики р-п-перехода. Режим отсечки соответствует области, расположенной под коллекторной характеристикой при  $I_{\bar{c}} = 0$ . При токах базы  $I'_{\bar{c}}, I''_{\bar{c}}$  и т.д. выходные характеристики смещаются вверх на величину  $\beta I_{\bar{c}}$ .

На семействе выходных характеристик транзистора в схеме с ОЭ (см. рис. 3.8, б) представлена рабочая область, в которой обеспечивается его безопасная работа при отсутствии значительных искажений. Эта область ограничивается предельными значениями  $I_{\text{к max}}, U_{\text{к.э max}}, P_{\text{к max}}$ , которые указываются в справочниках.

Напряжение  $U_{\text{к.э max}}$  зависит от напряжения пробоя коллекторного перехода, а предельная мощность  $P_{\text{к max}}$  – от температуры нагрева коллекторного перехода. Нижняя граница определяется величиной обратного тока  $I_{\text{к.э}0}$  или режимом отсечки, а левая область при малых значениях  $U_{\text{к.э}}$  – нелинейными искажениями. При  $I_{\text{к}} > I_{\text{к max}}$  нелинейные искажения возрастают.

### 2.6.7. Дифференциальные параметры транзисторов. Системы параметров

Дифференциальные параметры транзистора характеризуют связь между малыми изменениями токов в его цепях и напряжениями его электродов. Критерием малости изменений токов и напряжений является линейность связи между ними, следовательно, дифференциальные параметры не зависят от амплитуды переменных составляющих токов и напряжений. Когда транзистор работает в линейном режиме, удобно пользоваться не характеристиками, а параметрами. В режиме малых сигналов транзистор можно рассматривать как активный линейный четырехполюсник (рис. 2.6.9). Активным четырехполюсником называют электрическую цепь, состоящую из пассивных элементов ( $L, R, C$ ) и эквивалентного генератора ЭДС или тока, к входным зажимам которого подключается источник сигнала, а к выходным – нагрузка.



Рис. 2.6.9

Режим работы при малых сигналах имеет место в усилителях высокой и промежуточной частоты, в предварительных каскадах усиления низкой частоты. В окончательных каскадах усилителей низкой частоты транзистор работает при больших сигналах, поэтому необходимо пользоваться графоаналитическим методом расчета, позволяющим учесть влияние нелинейности характеристик транзистора. При работе транзистора в радиоэлектронных устройствах на его электроды кроме постоянного напряжения питания подают переменные напряжения, а во входной и выходной цепях протекают переменные токи. Величины, связывающие малые приращения то-

ков и напряжений на электродах транзистора, называют дифференциальными параметрами. Исследование четырехполюсника сводится к измерению его параметров, по которым можно вычислить элементы эквивалентной схемы. Эти параметры измеряются на переменном токе. В соответствии (см. рис. 2.6.9) возможны шесть вариантов выбора независимых и зависимых переменных, однако практическое применение имеют три варианта, приводящие к системам  $Z$ -,  $Y$ -,  $H$  – параметров. За положительные направления принимают направления токов, втекающих в транзистор. В зависимости от схемы включения транзистора величинам  $U_1, I_1, U_2, I_2$  будут соответствовать те или другие реальные токи и напряжения.

### 2.6.8. Система $Z$ -параметров

В системе  $Z$ -параметров независимыми переменными считаются токи:

$$U_1 = f(I_1, I_2); \quad U_2 = f(I_1, I_2), \quad (2.6.18)$$

тогда

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2, \quad (2.6.19)$$

$$dU_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2. \quad (2.6.20)$$

Если приращения  $dI_1, dI_2$  рассматривать как малые переменные токи с комплексными амплитудами  $\dot{I}_1, \dot{I}_2$ , то приращения  $dU_1, dU_2$  будут представлять собой малые переменные с амплитудами  $\dot{U}_1, \dot{U}_2$ . В этом случае частные производные должны быть заменены комплексными сопротивлениями. Уравнения (3.19), (3.20) можно записать в виде:

$$\dot{U}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2, \quad (2.6.21.)$$

$$U_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2. \quad (2.6.22.)$$

Здесь  $Z_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$  при  $\dot{I}_2 = 0$  – входное сопротивление транзистора;

$Z_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2}$  при  $\dot{I}_1 = 0$  – сопротивление обратной передачи;

$Z_{21} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1}$  при  $\dot{I}_2 = 0$  – сопротивление прямой передачи;

$Z_{22} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}$  при  $\dot{I}_1 = 0$  – выходное сопротивление транзистора.

$Z$ -параметры измеряются в режимах холостого хода во входной и выходной цепях. Для осуществления режима холостого хода по переменному току питающие напряжения к выводам транзистора подают через элементы схемы

(дроссели), сопротивление которых для переменного тока значительно больше сопротивления цепи, где создается режим холостого хода. Создать режим ХХ во входной цепи транзистора достаточно легко, т.к. её сопротивление мало. В выходной цепи создание режима ХХ затруднительно вследствие большого выходного сопротивления. На рис. 2.6.10 представлена эквивалентная схема, соответствующая уравнениям (2.6.21), (2.6.22), где генератор напряжения  $Z_{12}\dot{I}_2$  отражает обратную связь в транзисторе, т.е. влияние выходного тока на входную цепь, а генератор напряжения  $Z_{21}\dot{I}_1$  отражает усилительные свойства транзистора.

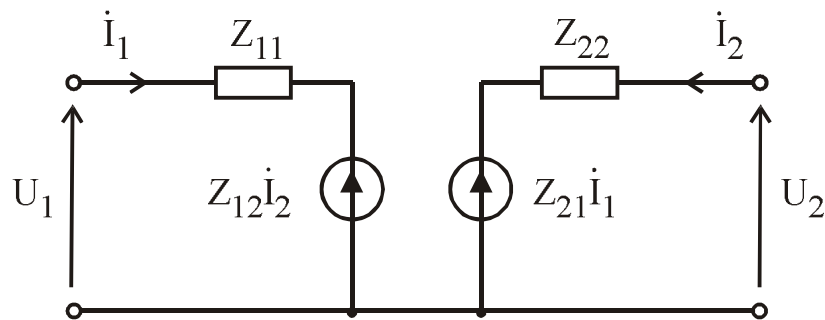


Рис. 2.6.10

### 2.6.9. Система Y-параметров

В системе Y-параметров токи считаются функциями напряжения:

$$I_1 = f(U_1, U_2); \quad I_2 = f(U_1, U_2). \quad (2.6.23)$$

$$\text{Тогда } dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2, \quad (2.6.24)$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2. \quad (2.6.25)$$

Приращения  $dU_1$ ,  $dU_2$  можно рассматривать как малые переменные напряжения с комплексными амплитудами  $\dot{U}_1, \dot{U}_2$ . Приращения токов  $dI_1$ ,  $dI_2$  представляют собой гармонические колебания с амплитудами  $\dot{I}_1, \dot{I}_2$ . С учётом этого можно записать:

$$\dot{I}_1 = Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2; \quad (2.6.26)$$

$$\dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2, \quad (2.6.27)$$

где  $Y_{11} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}$  при  $\dot{U}_2 = 0$  – входная проводимость транзистора;

$Y_{12} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2}$  при  $\dot{U}_1 = 0$  – проводимость обратной передачи;

$Y_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1}$  при  $\dot{U}_2 = 0$  – проводимость прямой передачи;

$Y_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}$  при  $\dot{U}_1 = 0$  – выходная проводимость транзистора.

Для измерения  $Y$ -параметров необходимо обеспечить создание режима короткого замыкания по переменному току. Он может быть создан путём закорачивания соответствующей цепи конденсатором большой ёмкости. Создание режима короткого замыкания (КЗ) во входной цепи довольно сложно на низких частотах из-за низкого входного сопротивления транзистора. Однако на высоких частотах создание режима короткого замыкания значительно проще.

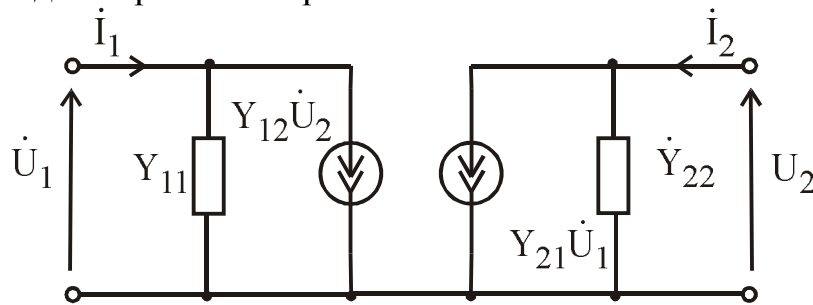


Рис. 2.6.11

Схема замещения транзистора в системе  $Y$ -параметров приведена на рис. 2.6.11.

Генератор тока  $Y_{12}U_2$  определяет обратную связь в транзисторе, а генератор тока  $Y_{21}U_1$  характеризует усилительные свойства транзистора.

### 2.6.10. Система $H$ -параметров

В качестве независимых переменных приняты входной ток и выходное напряжение, а функциями – выходной ток, входное напряжение.

$$U_1 = f(I_1, U_2); \quad I_2 = f(I_1, U_2). \quad (2.6.28)$$

$$\text{Тогда } dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2; \quad (2.6.29)$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2 \quad (2.6.30)$$

$$\text{или } \dot{U}_1 = H_{11}\dot{I}_1 + H_{12}\dot{U}_2; \quad (2.6.31)$$

$$\dot{I}_2 = H_{21}\dot{I}_1 + H_{22}\dot{U}_2, \quad (2.6.32)$$

где  $H_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}$  при  $\dot{U}_2 = 0$  – входное сопротивление транзистора;

$H_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}$  при  $\dot{I}_1 = 0$  – коэффициент обратной связи по напряжению;

$H_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}$  при  $\dot{U}_2 = 0$  – коэффициент передачи тока;

$H_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}$  при  $\dot{I}_1 = 0$  – выходная проводимость транзистора.

В этой системе параметры измеряются в режиме ХХ на входе и в режиме КЗ на выходе, что делает её наиболее удобной. Ей соответствует эквивалентная схема, приведённая на рис. 2.6.12. Так как Н–параметры имеют различную размерность, эту систему называют гибридной (смешанной) системой параметров.

На низких частотах, когда влияние реактивных элементов мало, все параметры считаются действительными величинами :  $Z=r$ ,  $Y=q$ ,  $H=h$ .

Систему Н–параметров обычно используют на низких частотах, когда ёмкостные составляющие токов малы. Необходимые режимы для измерения параметров по переменной составляющей тока могут быть осуществлены на этих частотах достаточно просто. Поэтому в справочниках по транзисторам низкочастотные параметры приводятся в системе Н–параметров.

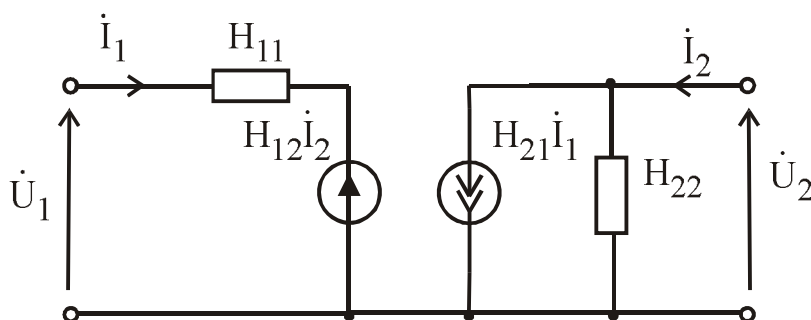


Рис. 2.6.12

### 2.6.11. Определение дифференциальных h–параметров по статическим характеристикам транзистора

Низкочастотные значения h–параметров можно найти с помощью входных и выходных характеристик транзистора.

На рис. 2.6.13, 2.6.14 показано определение h–параметров для схемы с ОЭ по выходным и входным характеристикам в точке О.

Заменяя малые амплитуды токов и напряжений конечными приращениями, получим:

$$U_{m\beta} = \Delta U_{\beta,э}; \quad U_{mк} = \Delta U_{к,э}; \quad I_{m\beta} = \Delta I_{к}.$$

При постоянном токе базы  $I_{\beta}$  задаем приращение коллекторного напряжения  $\Delta U_{к,э}$  и находим приращение коллекторного тока  $\Delta I_{к}$ .

$$\text{Тогда } h_{22э} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta U_{к,э}} \text{ при } I_{\beta} = \text{const}.$$

При постоянном напряжении коллектора задаем приращение тока базы  $\Delta I_{к} = I_{\beta}''' - I_{\beta}''$  (точка D, рис. 2.6.13).

$$\text{Тогда } h_{21э} = \frac{\Delta I_{к}}{\Delta I_{\beta}} \text{ при } I_{к} = \text{const}.$$

Параметры  $h_{11э}$  и  $h_{12э}$  определяют по входным характеристикам. При этом заданная точка О соответствует значениям  $U_{к,э}$  и  $I_{\beta}$ , что и на выходных

характеристиках. Задавая приращение тока базы  $\Delta I_{\text{б}}$  при постоянном напряжении  $U_{\text{к.э}}'$ , находим приращение напряжения  $\Delta U_{\text{б.э}}$ . Тогда входное сопротивление  $h_{11\text{э}} = \frac{\Delta U_{\text{б.э}}}{\Delta I_{\text{б}}}$  при  $U_{\text{к.э}} = \text{const}$ .

При постоянном токе базы задаем приращение напряжения коллектора  $\Delta U_{\text{к.э}} = U_{\text{к.э}}'' - U_{\text{к.э}}'$  и определяем приращение напряжения базы  $\Delta U_{\text{б.э}}$ . Коэффициент обратной связи по напряжению:

$$h_{12\text{э}} = \frac{\Delta U_{\text{б.э}}}{\Delta U_{\text{к.э}}} \text{ при } I_{\text{э}} = \text{const}.$$

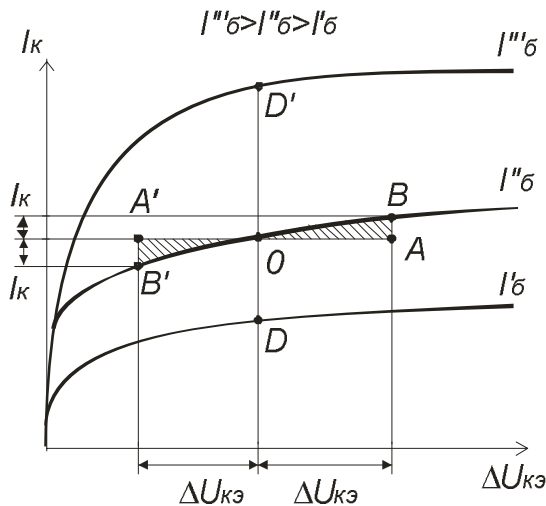


Рис. 2.6.13

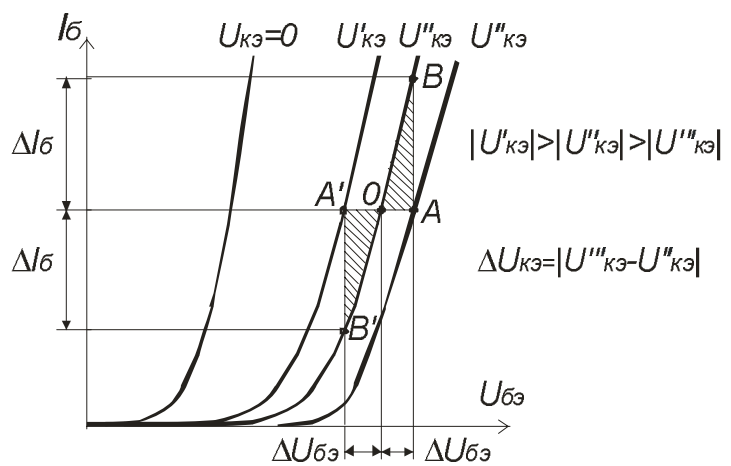


Рис. 2.6.14

Связь между  $h$ -параметрами в различных схемах включения приведена в табл. 2.6.1.

Таблица 2.6.1

$h_{11\text{э}} = \frac{h_{11\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}}$	$h_{11\text{к}} = h_{11\text{э}}$	$h_{11\text{б}} = \frac{h_{11\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}}$
$h_{12\text{э}} = \frac{h_{11\text{б}} \cdot h_{22\text{б}} - h_{12\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}}$	$h_{12\text{к}} = 1$	$h_{12\text{б}} = \frac{h_{11\text{э}} \cdot h_{22\text{э}} - h_{12\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}}$
$h_{21\text{э}} = -\frac{h_{21\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}}$	$h_{21\text{к}} = h_{21\text{э}} + 1$	$h_{21\text{б}} = -\frac{h_{21\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}}$
$h_{22\text{э}} = \frac{h_{22\text{б}}}{1 + h_{21\text{б}}}$	$h_{22\text{к}} = h_{22\text{э}}$	$h_{22\text{б}} = \frac{h_{22\text{э}}}{1 + h_{21\text{э}}}$

### 2.6.12. Физические параметры транзисторов

Рассмотренные дифференциальные параметры называются внешними, т.к. они измеряются на зажимах четырехполюсника. Существенным недостатком их является зависимость от схемы включения. Поэтому удобнее пользо-

ваться физическими параметрами транзистора, связанными с физическими процессами в нем и не зависящими от схемы включения.

К физическим параметрам помимо рассмотренных коэффициентов передачи тока относят дифференциальные сопротивления переходов, объемные сопротивления областей транзистора, емкости переходов и др.

Эти параметры характеризуют основные физические процессы в транзисторе. В активном режиме ВАХ эмиттерного перехода описывается выражением

$$I_3 = I_{3,0} \cdot \left( e^{\frac{eU_3}{kT}} - 1 \right).$$

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода

$$r_3 = \frac{dU_3}{dI_3} \text{ при } \Delta U_k = 0; \quad [r_3]^{-1} = \left[ \frac{dU_3}{dI_3} \right]^{-1} = \frac{eI_3}{kT}; \quad r_3 = \frac{kT}{eI_3}. \quad (2.6.33)$$

$$\text{При } T=300 \text{ К } \frac{kT}{e} \approx 0,026 \text{ В, тогда } r_3 = \frac{26 \text{ мВ}}{I_3 \text{ мА}}. \quad (2.6.34)$$

Оно имеет малое значение и с ростом тока  $I_3$  уменьшается, а с увеличением температуры возрастает.

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода для схемы с ОЭ можно получить, дифференцируя выражение для тока коллектора:

$$I_k = \beta I_3 + (\beta + 1) I_{k,0}, \quad (2.6.35)$$

$$r_k = \frac{dU_{k,3}}{dI_k} = \left[ I_3 \left( \frac{d\beta}{dU_{k,3}} \right) \right]^{-1} = \frac{1}{I_3 \left( \frac{d\beta}{dU_{k,3}} \right)}. \quad (2.6.36)$$

С ростом тока базы сопротивление  $r_k$  уменьшается.

Ток коллектора  $I_k$  протекает через коллекторный переход, смещенный в обратном направлении, и слабо зависит от напряжения на коллекторном переходе. Величина  $r_k$  велика, более 0,1 МОм, и определяется в основном эффектом модуляции ширины базы.

Аналогично можно найти дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОБ:

$$r_{k,об} = r_{k,оэ} (\beta + 1), \quad (2.6.37)$$

т.е. дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОБ выше, чем в схеме с ОЭ.

Сопротивление базы  $r_6$  определяется размерами структуры и распределением концентраций примесей в активной и пассивной областях базы. Оно равно сумме распределенного сопротивления базы  $r_6$  и диффузионного сопротивления  $r_6$ :  $r_6 = r_6 + r_6$ . Распределенное сопротивление базы  $r_6$  отражает сопротивление активной области базы. Как показывают расчеты, величина его может определяться соотношением

$$r_6 = \frac{1}{8\pi e \mu N W_6}, \quad (2.6.38)$$

где  $e$  – заряд электрона;

$\mu$  – подвижность основных носителей в базе;

$N$  – концентрация примеси в базе;

$W_b$  – ширина базы.

Уменьшение ширины базы  $W_b$  приводит к возрастанию этого сопротивления. Часть входного напряжения, приложенного к эмиттерному переходу, теряется на распределенном сопротивлении  $r_b$ , что снижает эффективность управления током в транзисторе.

Диффузионное сопротивление базы  $r_b$  отражает влияние коллекторного напряжения на ширину базы вследствие изменения ширины коллекторного перехода.

Аналогично отдельному p-n-переходу эмиттерный и коллекторный переходы транзистора характеризуются барьерными и диффузионными емкостями. Емкость коллектора  $C_k$  гораздо меньше емкости прямосмещенного эмиттерного перехода  $C_e$ . Однако емкость  $C_k$  шунтирует большое сопротивление коллектора  $r_k$  и с ростом частоты оказывает существенное влияние на работу транзистора. В справочниках приводится емкость  $C_k$ , измеренная между коллекторным и базовым выводами на заданной частоте при отключенном эмиттере и обратном напряжении на коллекторе.

### 2.6.13. Зависимость статических характеристик транзисторов от температуры

**Схема с общей базой.** Ток эмиттера в схеме с ОБ связан с температурой следующим соотношением:

$$I_{э.т} = I_{э.б0} e^{\frac{eU_{э.б} - \Delta W}{kT}}, \quad (2.6.39)$$

где  $I_{э.б0}$  – тепловой ток эмиттерного перехода. С ростом температуры ток эмиттера возрастает за счет увеличения теплового тока (удваивается на каждые десять градусов изменения температуры).

Входная характеристика для разных температур будет иметь вид, представленный на рис. 2.6.15. В рабочем режиме  $eU_{э.б} < \Delta W$  показатель экспоненты отрицателен и с ростом температуры входной ток увеличивается, а характеристика смещается влево примерно на 1-2 мВ/°С.

Выходной ток – ток коллектора равен:  $I_k = \alpha I_э + I_{к.б0}$ .

Изменение тока коллектора при постоянном токе эмиттера:

$$dI_k = I_э d\alpha + dI_{к.б0}. \quad (2.6.40)$$

Относительное изменение тока коллектора:

$$\frac{dI_K}{I_K} = \frac{I_E}{I_K} \cdot d\alpha + \frac{dI_{K.б0}}{I_K} = \frac{d\alpha}{\alpha} + \frac{I_{K.б0}}{I_K} \cdot \frac{dI_{K.б0}}{I_{K.б0}}. \quad (2.6.41)$$

Средний температурный коэффициент  $\frac{d\alpha}{\alpha dT}$  обычно составляет 0,03-0,05 % на 1°С, а общее изменение коэффициента передачи тока эмиттера в рабочем диапазоне не превышает 3-5 %.

Отношение  $\frac{I_{э.а0}}{I_э}$  имеет порядок  $10^{-3}-10^{-6}$ . Хотя обратный ток  $I_{K.б0}$  изменяется с ростом температуры быстро, его влияние на температурный дрейф выходных характеристик мало, т.к. он мал по сравнению с рабочим током коллектора  $I_K$ .

Отсюда следует, что выходные характеристики в схеме с ОБ слабо зависят от температуры (рис. 3.16).

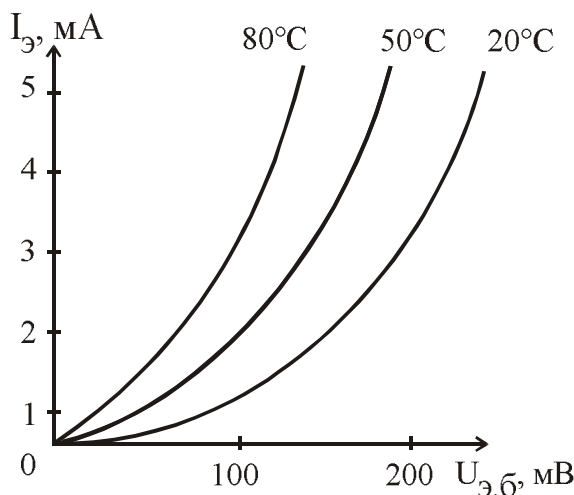


Рис. 2.6.15

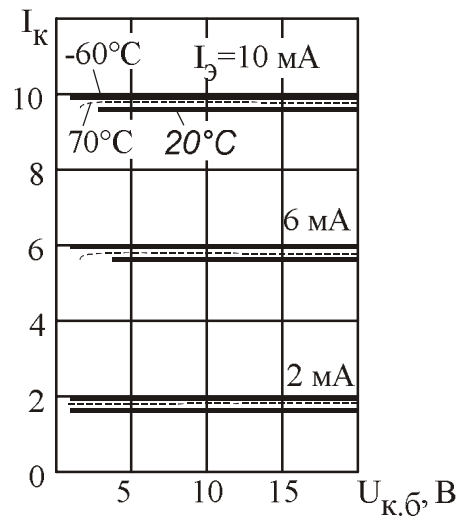


Рис. 2.6.16

**Схема с общим эмиттером.** На рис. 2.6.17 приведены выходные характеристики для схемы с ОЭ при двух значениях температуры.

Ток коллектора для схемы с ОЭ равен:

$$I_K = \beta I_б + (\beta + 1) I_{K.б0}.$$

Относительная нестабильность тока коллектора при  $I_б = \text{const}$  составляет:

$$\left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{\text{ОЭ}} \approx (\beta + 1) \frac{d\alpha}{\alpha} + \frac{I_{K.б0}}{I_K} \cdot \frac{dI_{K.б0}}{I_{K.б0}} = (\beta + 1) \left. \frac{dI_K}{I_K} \right|_{\text{ОБ}} \quad (2.6.42)$$

и увеличивается в  $(\beta + 1)$  раз по сравнению со схемой с общей базой.

Входные характеристики транзистора в схеме с ОЭ при разных температурах приведены на рис. 3.18. Увеличение температуры вызывает увеличение как прямого, так и обратного тока базы. По этой причине характеристики, снятые при разных температурах, будут пересекаться в области малых базовых токов.

Сравнивая характеристики для схемы с ОБ и ОЭ, следует отметить более высокую устойчивость к температурным воздействиям транзистора в схеме с общей базой.

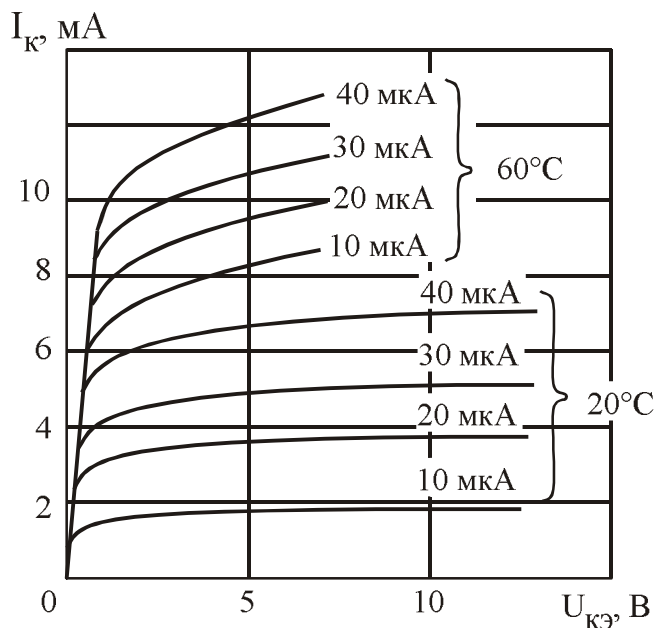


Рис. 2.6.17

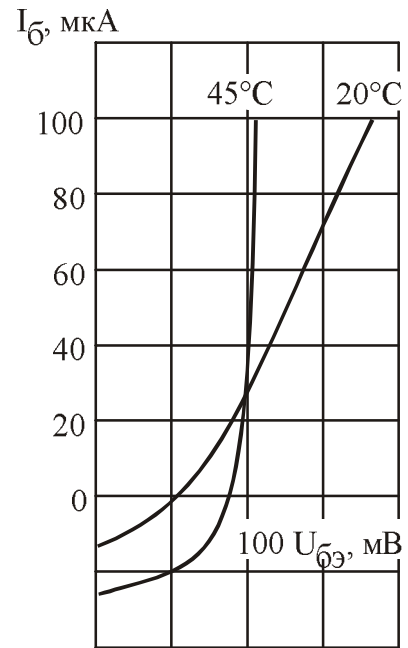


Рис. 2.6.18

### Т-образная схема замещения транзистора на низких частотах

Для области низких частот, на которых влиянием реактивных элементов можно пренебречь, систему Z-параметров перепишем в виде

$$\dot{U}_1 = r_{11}\dot{I}_1 + r_{12}\dot{I}_2;$$

$$\dot{U}_2 = r_{21}\dot{I}_1 + r_{22}\dot{I}_2.$$

Прибавив и отняв во втором уравнении величину  $r_{12}\dot{I}_1$ , получим

$$\dot{U}_1 = \boxed{r_{11}\dot{I}_1 + r_{12}\dot{I}_2}$$

$$\dot{U}_2 = \boxed{r_{12}\dot{I}_1 + r_{22}\dot{I}_2} + (r_{21} - r_{12})\dot{I}_1.$$

Выражения, заключенные в рамку, являются уравнениями пассивного четырехполюсника, который может быть замещен Т-образной схемой

Член  $(r_{21} + r_{12})\dot{I}_1$  учитывает долю выходного напряжения  $\dot{U}_2$ , обусловленную воздействием входного тока  $\dot{I}_1$ . Это напряжение учитывается источником напряжения, включенным в выходную цепь схемы замещения.

Вместо источника напряжения в ряде случаев удобнее использовать источник тока. Условие эквивалентности источников можно найти из равенства выходных напряжений при разомкнутых выходах обеих схем:

$$(r_{21} - r_{12})\dot{I}_1 = \alpha\dot{I}_1(r_{22} - r_{12}), \text{ откуда}$$

Сравнивая характеристики для схемы с ОБ и ОЭ, следует отметить более высокую устойчивость к температурным воздействиям транзистора в схеме с общей базой.

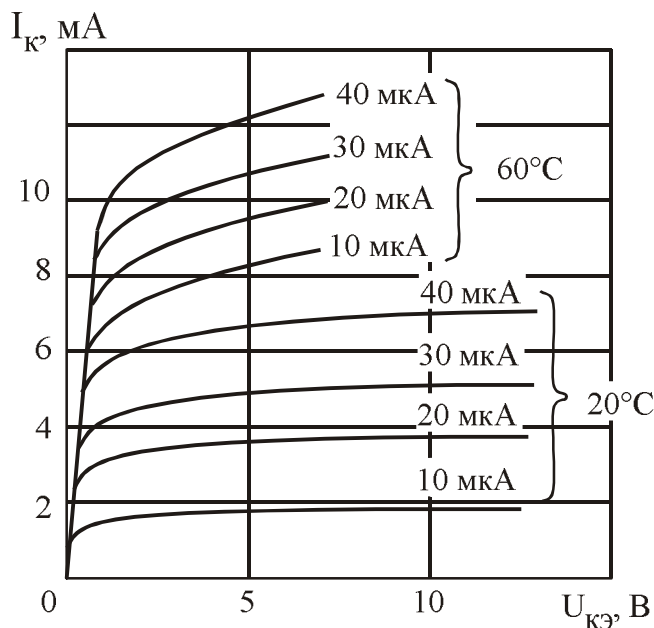


Рис. 2.6.17

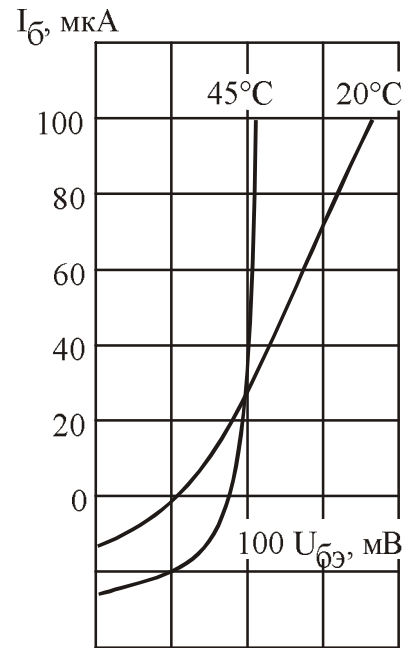


Рис. 2.6.18

### Т-образная схема замещения транзистора на низких частотах

Для области низких частот, на которых влиянием реактивных элементов можно пренебречь, систему Z-параметров перепишем в виде

$$\dot{U}_1 = r_{11}\dot{I}_1 + r_{12}\dot{I}_2;$$

$$\dot{U}_2 = r_{21}\dot{I}_1 + r_{22}\dot{I}_2.$$

Прибавив и отняв во втором уравнении величину  $r_{12}\dot{I}_1$ , получим

$$\dot{U}_1 = \boxed{r_{11}\dot{I}_1 + r_{12}\dot{I}_2}$$

$$\dot{U}_2 = \boxed{r_{12}\dot{I}_1 + r_{22}\dot{I}_2} + (r_{21} - r_{12})\dot{I}_1.$$

Выражения, заключенные в рамку, являются уравнениями пассивного четырехполюсника, который может быть замещен Т-образной схемой (рис. 3.19, а). Член  $(r_{21} + r_{12})\dot{I}_1$  учитывает долю выходного напряжения  $\dot{U}_2$ , обусловленную воздействием входного тока  $\dot{I}_1$  (рис. 3.19, б). Это напряжение учитывается источником напряжения, включенным в выходную цепь схемы замещения.

Вместо источника напряжения в ряде случаев удобнее использовать источник тока. Условие эквивалентности источников можно найти из равенства выходных напряжений при разомкнутых выходах обеих схем:

$$(r_{21} - r_{12})\dot{I}_1 = \alpha\dot{I}_1(r_{22} - r_{12}), \text{ откуда}$$

$$\alpha = \frac{r_{21} - r_{12}}{r_{22} - r_{12}} \approx \frac{r_{21}}{r_{22}}. \quad (2.6.43)$$

Для T-образной схемы принимают схему с ОБ. Введем обозначения:

$$r_3 = r_{11} - r_{12}; \quad r_6 = r_{12}; \quad r_k = r_{22} - r_{12}; \quad r_r = r_{21} - r_{12}; \quad \dot{U}_{y.a} = \dot{U}_1; \quad \dot{U}_{e.a} = \dot{U}_2.$$

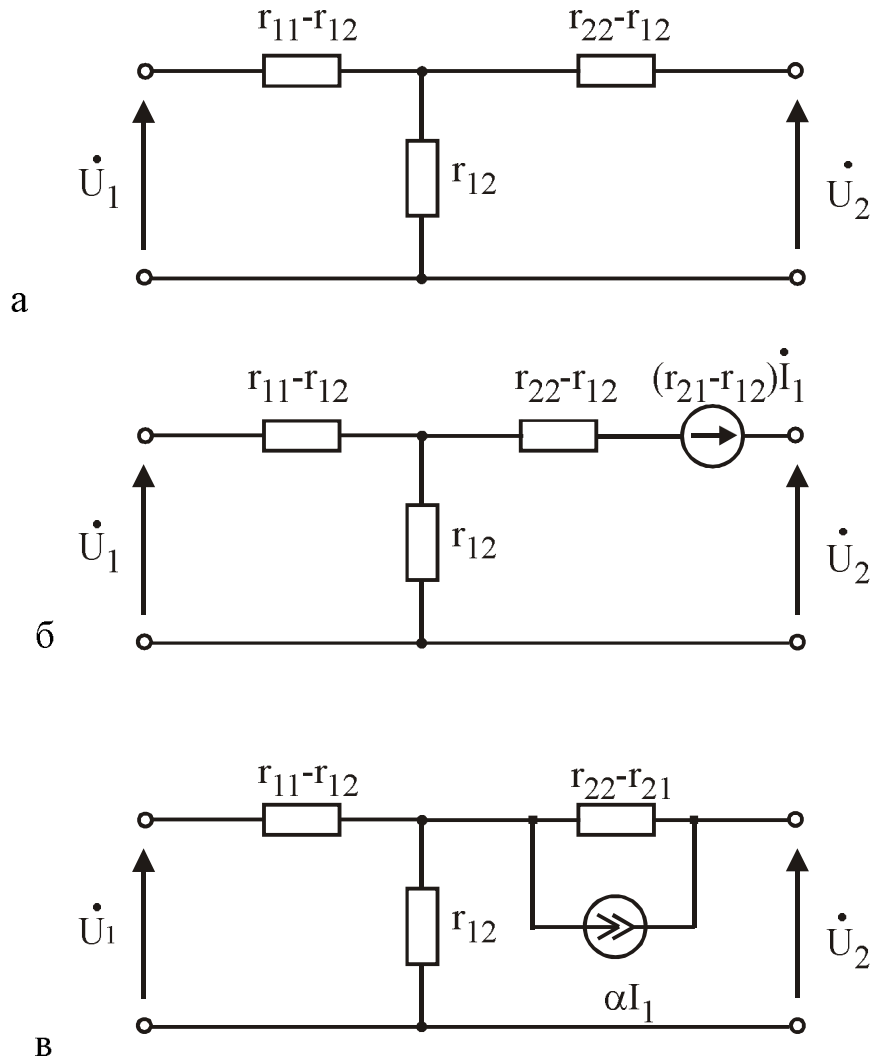


Рис. 2.6.19

Тогда схемы замещения транзистора на низких частотах при включении с ОБ с генератором напряжения и генератором тока будут иметь вид рис. 2.6.20, 2.6.21 соответственно.

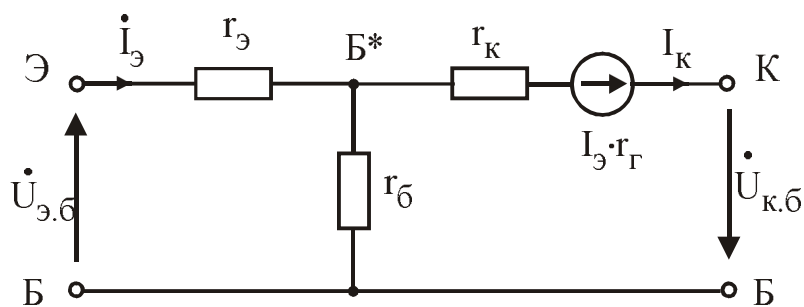


Рис. 2.6.20

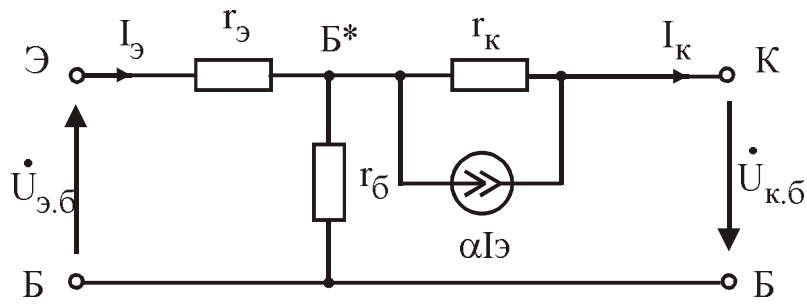


Рис. 2.6.21

В этих схемах  $\alpha I_э r_к = I_э r_г$ ;  $r_г = \alpha r_к$ .

Эффект передачи переменного тока эмиттера  $I_э$  в цепь коллектора на эквивалентной схеме отражается эквивалентным генератором тока  $\alpha I_э$ , где  $\alpha$  - коэффициент передачи тока эмиттера.

Условная полярность генератора тока на схеме определяется принятым положительным направлением переменного тока эмиттера (в р-п-р-транзисторе от точки Э к точке Б). В транзисторах п-р-п полярность генератора выбирается обратной. Это обусловлено физикой работы транзистора. Поэтому направление тока эмиттера однозначно задает направление всех остальных токов. Внутреннее сопротивление генератора тока  $\alpha I_э$  для выходного тока коллектора  $I_к$  представляет бесконечность. Изменив в схеме (рис. 2.6.21) общую точку, можно получить схему замещения транзистора при включении с ОЭ.

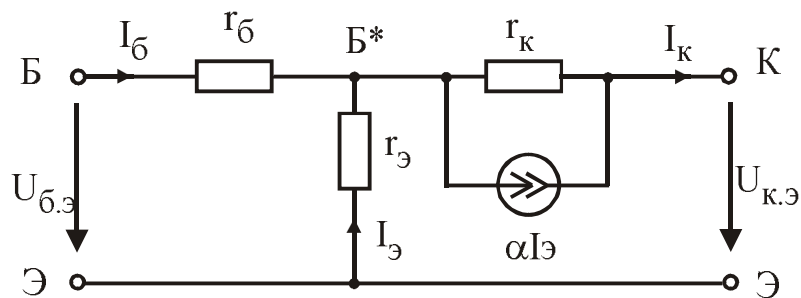


Рис. 2.6.22

Эквивалентная схема р-п-р-транзистора для схемы с общим эмиттером показана на рис. 2.6.22.

В этой схеме генератор тока целесообразно выразить через входной ток базы  $I_б$ .

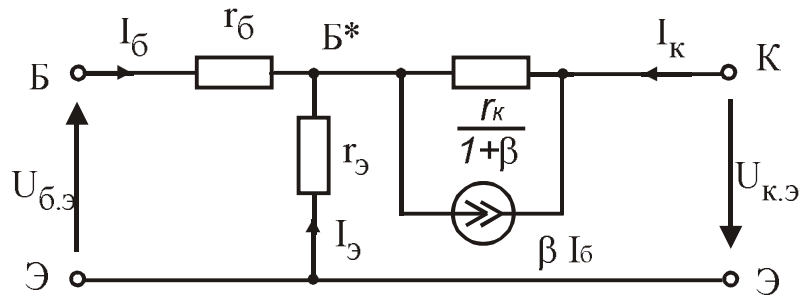


Рис. 2.6.23

Направление тока генератора  $\beta I_{\bar{\delta}}$  должно совпадать с направлением тока генератора  $\alpha I_{\bar{\delta}}$ .

С учетом сказанного эквивалентная схема с генератором тока  $\beta I_{\bar{\delta}}$  принимает вид (рис. 2.6.23).

### 2.6.13 Связь физических параметров транзистора с h-параметрами четырехполюсника

Параметры физической эквивалентной схемы  $r_{\bar{\delta}}$ ,  $r_{\bar{\kappa}}$ ,  $r_{\bar{\delta}}$ ,  $\alpha(\beta)$  связаны однозначными зависимостями с низкочастотными параметрами четырехполюсника. Для нахождения формул связи между физическими параметрами и h-параметрами необходимо сравнить уравнения четырехполюсника с аналогичными уравнениями для физической схемы в конкретной схеме включения.

Рассмотрим связь параметров для схемы с ОЭ:

$$U_{m\bar{\delta}} = h_{11\bar{\delta}} I_{m\bar{\delta}} + h_{12\bar{\delta}} U_{m\bar{\kappa}}; \quad (2.6.44)$$

$$I_{m\bar{\kappa}} = h_{21\bar{\delta}} I_{m\bar{\delta}} + h_{22\bar{\delta}} U_{m\bar{\kappa}}. \quad (2.6.45)$$

Полагая в схеме рис. 2.6.23 выходное напряжение равным нулю, т.е.  $U_{m\bar{\kappa}}=0$ , напряжение на входе определяем так:

$$U_{m\bar{\delta}} = I_{m\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\delta}} + I_{m\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\delta}} = I_{m\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\delta}} + I_{m\bar{\delta}} \cdot \frac{r_{\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\kappa}}^*}{r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}^*} + \beta I_{m\bar{\delta}} \frac{r_{\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\kappa}}^*}{r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}^*};$$

$$U_{m\bar{\delta}} = I_{m\bar{\delta}} \left[ r_{\bar{\delta}} + \frac{r_{\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\kappa}}^*}{r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}^*} \cdot (\beta + 1) \right]. \quad (2.6.46)$$

$$\text{Отсюда } h_{11\bar{\delta}} = \frac{U_{m\bar{\delta}}}{I_{m\bar{\delta}}} = r_{\bar{\delta}} + \frac{r_{\bar{\delta}} \cdot r_{\bar{\kappa}}^*}{r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}^*} \cdot (\beta + 1);$$

$$r_{\bar{\delta}} \ll r_{\bar{\kappa}}^*, \text{ следовательно, } h_{11\bar{\delta}} = r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\delta}} \cdot (\beta + 1). \quad (2.6.47)$$

Параметр  $h_{12\bar{\delta}}$  определяется делителем напряжения, образованным сопротивлениями  $r_{\bar{\delta}}$  и  $r_{\bar{\kappa}}^*$ , если  $I_{m\bar{\delta}}=0$ .

$$h_{12\bar{\delta}} = \frac{U_{m\bar{\delta}}}{U_{m\bar{\kappa}}} = \frac{r_{\bar{\delta}}}{r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}^*}. \quad (2.6.48)$$

Записав уравнение Кирхгофа для коллекторной цепи эквивалентной схемы, можно найти выражение коэффициента передачи тока  $h_{21\bar{\delta}}$ .

$$U_{m\bar{\kappa}} + \beta I_{m\bar{\delta}} r_{\bar{\kappa}}^* = I_{m\bar{\kappa}} (r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}). \quad (2.6.49)$$

Полагая  $U_{m\bar{\kappa}}=0$ , получим:  $\beta I_{m\bar{\delta}} r_{\bar{\kappa}}^* = I_{m\bar{\kappa}} (r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}})$ ,

$$h_{21\bar{\delta}} = \frac{I_{m\bar{\kappa}}}{I_{m\bar{\delta}}} = \frac{\beta r_{\bar{\kappa}}^*}{r_{\bar{\delta}} + r_{\bar{\kappa}}}; \quad (2.6.50)$$

т.к.  $r_{\bar{\delta}} \ll r_{\bar{\kappa}}^*$ ;  $h_{21\bar{\delta}} = \beta$ .

Параметр  $h_{21э}$  определяется при холостом ходе на входе транзистора, т.е.  $I_{мб}=0$ .

Из уравнения (2.6.49) получим:

$$U_{м.к} = I_{м.к} (r_э + r_к^*) \quad (2.6.51)$$

$$h_{22э} = \frac{I_{м.к}}{U_{м.к}} = \frac{1}{r_э + r_к^*} \approx \frac{1}{r_к^*}. \quad (2.6.52)$$

Аналогично определяется связь параметров в схеме с ОБ:

$$h_{11б} = r_э + r_б(1 - \alpha); |h_{21б}| = \alpha; h_{12б} = \frac{r_б}{r_к}; h_{22б} = \frac{1}{r_к}. \quad (2.6.53)$$

В табл. 2.6.2 приведены выражения h-параметров через физические параметры для различных схем включения транзисторов.

Таблица 2.6.2

h	ОБ	ОЭ	ОК
$h_{11}$	$r_э + r_б(1 - \alpha)$	$r_б + \frac{r_э}{1 - \alpha}$	$r_б + \frac{r_э}{1 - \alpha}$
$h_{12}$	$\frac{r_б}{r_к}$	$\frac{r_э}{r_к \cdot (1 - \alpha)}$	-1
$h_{21}$	$-\alpha$	$\frac{\alpha}{1 - \alpha}$	$\frac{1}{1 - \alpha}$
$h_{22}$	$\frac{1}{r_к}$	$\frac{1}{r_к \cdot (1 - \alpha)}$	$\frac{1}{r_к \cdot (1 - \alpha)}$

Решая обратную задачу, можно найти значения  $r_э, r_б, r_к$  по известным h-параметрам транзистора. Формулы связи физических параметров БТ с системой h-параметров приведены в табл. 2.6.3:

Таблица 2.6.3

Параметр	ОЭ	ОБ
$\beta$	$h_{21э}$	$\frac{ h_{21б} }{1 -  h_{21б} }$
$r_э$	$\frac{h_{12э}}{h_{22э}}$	$h_{11б} - \frac{h_{12б}}{h_{22б}} \cdot (1 + h_{21б})$
$r_к$	$(1 + h_{21э}) \frac{1 - h_{12э}}{h_{22э}}$	$\frac{1}{h_{22б}}$
$r_б$	$h_{11э} - \frac{h_{12э}}{h_{22э}} (1 + h_{21э})$	$\frac{h_{12б}}{h_{22б}}$
$\alpha$	$\frac{h_{21э}}{1 + h_{22э}}$	$-h_{21б}$
$\mu_{э.к} \approx \frac{r_б}{r_к}$	$\frac{h_{11э} h_{22э} - h_{12э}}{1 + h_{22э}}$	$h_{12б}$

## 2.6.14 Работа биполярного транзистора в режиме усиления

Одним из важнейших применений биполярного транзистора является усиление колебаний. На вход транзистора подаётся маломощный управляющий сигнал. Под действием входного переменного сигнала изменяются входной и выходной токи транзистора.

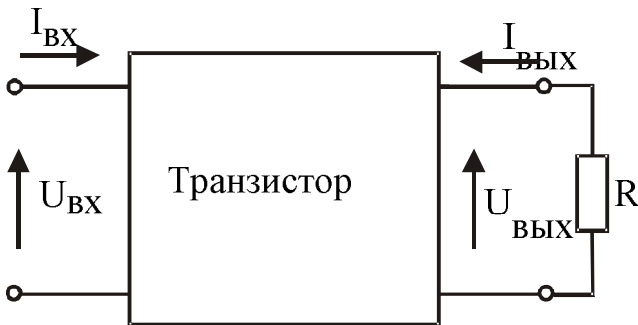


Рис. 2.6.24

Во входной цепи действует источник переменного напряжения  $U_{ВХ}$ , которое необходимо усилить. В выходной цепи включается нагрузка  $R$ . Обозначим амплитуду выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$ . Подразумевается, что за счет постоянных напряжений на электродах транзистор работает в активном режиме. Процесс усиления состоит в преобразовании энергии источника

питания в энергию переменного тока. Транзистор под действием напряжения (или тока) входного сигнала управляет током источника питания. Величина и форма управляемого тока зависят от амплитуды и формы входного сигнала, а также от выбранного режима работы транзистора.

Основными параметрами, характеризующими режим усиления, являются:

- коэффициент усиления по току  $K_I = \frac{I_{m \text{ Вых}}}{I_{m \text{ Вх}}}$ ; (2.6.53)

- коэффициент усиления по напряжению  $K_U = \frac{U_{m \text{ Вых}}}{U_{m \text{ Вх}}}$ ; (2.6.54)

- выходная мощность  $P_{\text{Вых}} = P_R = \frac{1}{2} I_{m \text{ Вых}} \cdot U_{m \text{ Вых}}$ ; (2.6.55)

- коэффициент усиления по мощности  $K_P = \frac{P_{\text{Вых}}}{P_{\text{Вх}}} = K_I \cdot K_U$ ; (2.6.56)

- входное сопротивление  $R_{\text{Вх}} = \frac{U_{m \text{ Вх}}}{I_{m \text{ Вх}}}$ ; (2.6.57)

- выходное сопротивление  $R_{\text{Вых}} = \frac{U_{m \text{ Вых. х.х}}}{I_{m \text{ Вых. к.з}}}$ , (2.6.58)

где  $U_{m \text{ Вых. х.х}}$  - выходное напряжение в режиме холостого хода;

$I_{m \text{ Вых. к.з}}$  - выходной ток в режиме короткого замыкания.

Найдем выражения указанных параметров через  $h$ -параметры.

Используя уравнения  $h$ -параметров, запишем

$$U_{m \text{ ВХ}} = h_{11} \cdot I_{m \text{ ВХ}} + h_{12} \cdot U_{m \text{ ВЫХ}},$$

$$I_{m \text{ ВЫХ}} = h_{21} \cdot I_{m \text{ ВХ}} + h_{22} \cdot U_{m \text{ ВЫХ}},$$

$$U_{m \text{ ВЫХ}} = R \cdot I_{m \text{ ВЫХ}}.$$

Из этих уравнений находим  $K_I = \frac{h_{21}}{1+h_{22} \cdot R}$ .

Обычно  $h_{22} \cdot R \ll 1$ , поэтому  $K_I \approx h_{21}$ ,

$$K_U = \frac{h_{21}}{h_{12} \cdot h_{21} - h_{11} \cdot \left( h_{22} + \frac{1}{R} \right)}. \quad (2.6.59)$$

Учитывая, что  $h_{22} \ll \frac{1}{R}$  и  $h_{12} \cdot h_{21} \ll \frac{h_{11}}{R}$ , получим

$$K_U = \frac{h_{21}^2}{h_{11}} \cdot R, \quad (2.6.60)$$

$$K_P = K_I \cdot K_U = -\frac{h_{21}^2}{h_{11}} \cdot R. \quad (2.6.61)$$

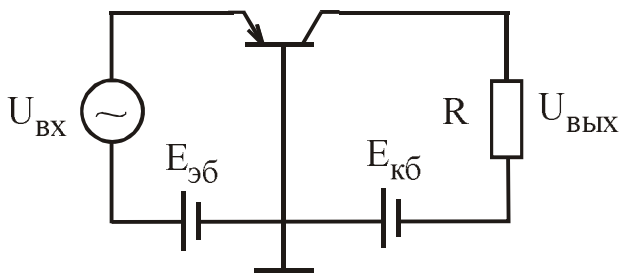


Рис. 2.6.25

Рассмотрим усилительные свойства транзистора в различных схемах. Схема с общей базой (рис. 2.6.25).

В цепь эмиттера поданы усиливаемое напряжение  $U_{ВХ}$  и напряжение смещения  $E_{эб}$ . В коллекторную цепь включается сопротивление нагрузки  $R$  последовательно с источником коллекторного напряжения  $E_{кб}$ . Типичные

значения  $h$ -параметров в схеме с ОБ:  $h_{11б} = 30 \text{ Ом}$ ,

$$h_{12б} = 10^{-4}; \quad h_{21б} \approx 1; \quad h_{22б} = \frac{1 \text{ мкА}}{\text{В}}.$$

С учетом этого коэффициенты усиления для схемы с ОБ:

$$K_I = \frac{I_{мк}}{I_{мэ}} = h_{21б} \approx 1; \quad K_U = \frac{h_{21б}}{h_{11б}} \cdot R \approx \frac{R}{h_{11б}}.$$

Отношение  $\frac{R}{h_{11б}}$  на низких частотах может достигать нескольких тысяч,

следовательно, и коэффициент усиления по напряжению может достигнуть нескольких тысяч;  $K_P = K_I \cdot K_U$  также достигает нескольких тысяч.

Схема с общим эмиттером приведена на рис. 2.6.26.

Входным током является ток базы. Для транзистора с общим эмиттером можно взять типичные  $h$ -параметры:

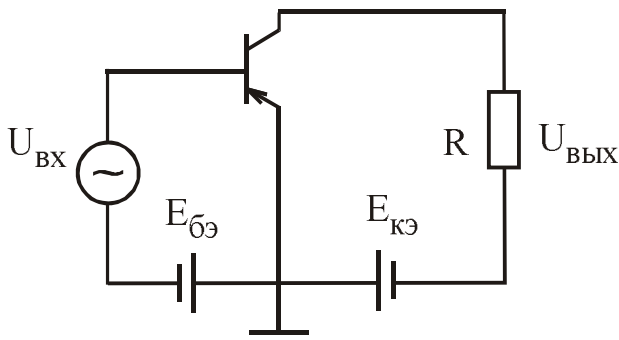


Рис.2.6.26

$$h_{11э} = 1500 \text{ Ом}, \quad h_{12э} = 10^{-3},$$

$$h_{21э} = 50, \quad h_{22э} = 50 \frac{\text{мкА}}{\text{В}}.$$

Тогда коэффициенты усиления будут:

$$K_I = \frac{I_{мк}}{I_{мб}} = h_{21э} \approx 50;$$

$$K_U = -\frac{h_{21э}}{h_{11э}} \cdot R \text{ — имеет примерно}$$

такую же величину, что и в схеме с общей базой;

$$K_P = -\frac{h_{21э}^2}{h_{11э}} \cdot R = h_{21э} \cdot K_U \text{ — в } h_{21э} \text{ раз больше, чем в схеме с общей базой.}$$

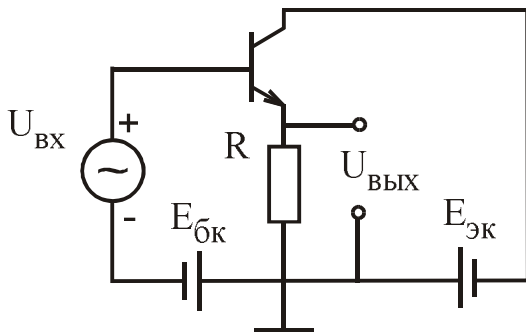


Рис.2.6.27

Схема с общим коллектором (рис. 2.6.27).

Сопротивление нагрузки включено в цепь эмиттера, а на эмиттерном переходе действует переменное напряжение  $U_{мб} = U_{вх} - U_{вых}$ . Поэтому коэффициент усиления по напряжению в этой схеме

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{U_{вх} - U_{мб}}{U_{вх}} < 1.$$

Типичные значения h-параметров в схеме с общим коллектором:

$$h_{11к} = 1500 \text{ Ом}, \quad h_{12к} = 1, \quad h_{21к} = 50, \quad h_{22к} = 50 \frac{\text{мкА}}{\text{В}}.$$

С учетом этих величин получим:

$$K_I = \frac{I_{мэ}}{I_{мб}} \approx h_{21к} \approx 50;$$

$$K_U = \frac{h_{21к}}{h_{21к} - \frac{h_{11к}}{R_1}} = \frac{1}{1 - \frac{h_{11к}}{h_{21к} \cdot R}} \approx 1;$$

$$K_P = K_I \cdot K_U \approx 50.$$

Схема с общим коллектором отличается высоким входным сопротивле-

$$\text{нием } R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_{мб}} = \frac{U_{вых} + U_{мб}}{I_{мб}} = \frac{h_{11к}}{1 - K_U}.$$

### 2.6.15 Графоаналитический расчет рабочих параметров транзистора

В диапазоне низких частот работу транзистора в рабочем режиме можно проанализировать с помощью характеристик. При включении нагрузки в



ной характеристикой определяют рабочий участок для заданной амплитуды  $I_{m\delta}$ . При этом усредненная амплитуда переменной составляющей напряжения базы  $U_{m\delta} = \frac{1}{2}(U_{m\delta}' - U_{m\delta}'')$ . Переносом точек В и С на выходную нагрузочную характеристику получим рабочий участок на выходной нагрузочной характеристике (рис. 2.6.29, а).

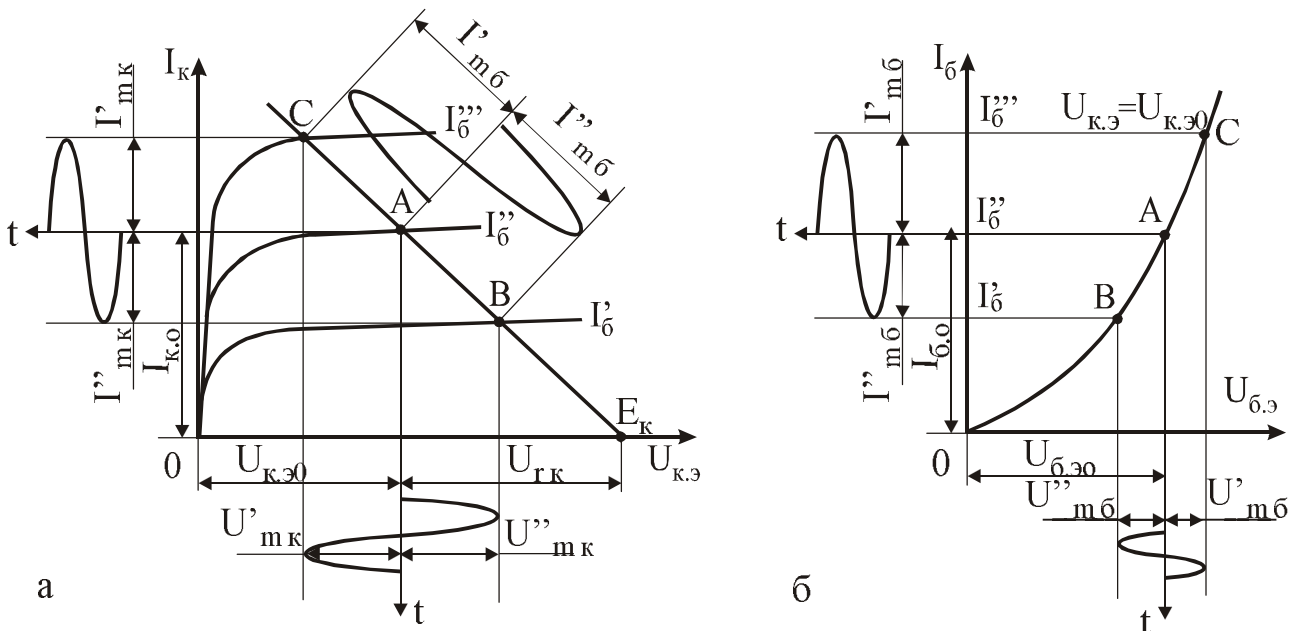


Рис.2.6.29

Через точки В и С на выходных характеристиках проводим прямые, параллельные осям тока  $I_k$  и напряжения  $U_{k.э}$ . В пределах рабочего участка ВС определяем амплитуды переменных составляющих коллекторного тока и напряжения:

$$I_{m\kappa} = \frac{1}{2} \cdot (I_{m\kappa}' + I_{m\kappa}'');$$

$$U_{m\kappa} = \frac{1}{2} \cdot (U_{m\kappa}' + U_{m\kappa}'').$$

В соответствии с полученными выше соотношениями для схемы с ОЭ получим:

– коэффициент усиления по току  $K_I = \frac{I_{m\kappa}}{I_{m\delta}};$

– коэффициент усиления по напряжению  $K_U = \frac{U_{m\kappa}}{U_{m\delta}};$

– мощность выходного сигнала  $P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \cdot I_{m\kappa} \cdot U_{m\kappa.э};$

- мощность входного сигнала  $P_{\text{вх}} = \frac{1}{2} \cdot I_{\text{мб}} \cdot U_{\text{мб}}$ ;
- коэффициент усиления по мощности  $K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} = K_I \cdot K_U$ ;
- входное сопротивление переменному току  $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{мб}}}{I_{\text{мб}}}$ ;
- выходное сопротивление переменному току  $R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{мк}}}{I_{\text{мк}}}$ ;
- мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе  $P_K = I_{\text{к0}} \cdot U_{\text{к0}} \leq P_{\text{к,доп}}$ ;
- мощность, потребляемая от источника питания  $P_0 = I_{\text{к0}} \cdot E_K$ ;
- коэффициент полезного действия по коллекторной цепи  $\eta = \frac{P_{\text{вых}}}{P_0}$ .

Для получения неискажённого усиления необходимо использовать линейный участок характеристик транзистора, на котором изменения выходных и входных токов и напряжений были бы пропорциональны.

### 2.6.16. Частотные свойства биполярных транзисторов

Усилительные свойства транзистора определяются свойствами материала, из которого они изготовлены, конструкцией, технологией их производства, режимом работы, схемой включения. С ростом частоты усилительные свойства транзистора ухудшаются. Это означает, что уменьшается усиление, появляется фазовый сдвиг, т.е. запаздывание выходного тока по отношению к входному.

Существенное влияние на диапазон рабочих частот оказывают следующие параметры:

- время пролёта неосновных неравновесных носителей области базы от эмиттерного перехода до коллекторного;
- емкости эмиттерного  $C_э$  и коллекторного  $C_к$  переходов;
- объёмное сопротивление базы, определяемое её геометрическими размерами.

Диффузионный характер распространения неравновесных носителей в базовой области приводит к дисперсии времени их прибытия к коллекторному переходу. В результате этого амплитуда сигнала на выходе транзистора уменьшается, а следовательно, уменьшается и коэффициент передачи тока  $\alpha$ . С ростом частоты сигнала среднее время перемещения дырок в транзисторе р-п-р становится сравнимо с его периодом и положительный полупериод быстро сменяется отрицательным, число инжектированных дырок уменьшается, и часть их доходит до коллекторного перехода одновременно с  $\alpha$ , уменьшаются.

Чем больше толщина базы, тем сильнее проявляется запаздывание носителей и тем меньше коэффициент передачи тока.

Время диффузионного перемещения дырок  $\tau_p = \frac{W_6^2}{D_p}$ . Это время соот-

ветствует периоду колебаний напряжения переменной частоты  $f = \frac{1}{\tau_p}$ , которое

транзистор ещё усиливает.

Таким образом, предельная частота транзистора в схемах с ОБ и ОЭ может быть рассчитана по следующим зависимостям:

$$f_\alpha = \frac{D_p}{W_6^2}; \quad f_\beta = \frac{D_p}{W_6^2}, \quad (2.6.62)$$

где  $D_p$ - коэффициент диффузии дырок,  $W_6$ - ширина области базы. Для n-p-n-транзистора выбираются свои коэффициенты диффузии.

Влияние дисперсии скоростей носителей заряда сказывается и на форме сигнала. Если на вход транзистора подать прямоугольный импульс, то на его выходе фронт и спад каждого импульса растянутся и импульсы примут вид трапеции. Аналогично форма сигнала искажается и в случае подачи на вход транзистора сигнала синусоидальной формы.

С ростом частоты ток коллектора будет отставать по фазе от тока эмиттера. Чем больше толщина базовой области и чем меньше коэффициент диффузии неосновных носителей в базе, тем больше фазовый сдвиг  $\varphi$ . С повышением частоты сигнала угол  $\varphi$  возрастает.

На низких частотах коэффициенты передачи тока  $\alpha_0 = -h_{216}$  и  $\beta_0 = h_{213}$  являются постоянными и действительными, а с ростом частоты они приобретают комплексный характер:

$$\alpha \approx \frac{\alpha_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_\alpha}}; \quad |\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\alpha}\right)^2}}; \quad (2.6.63)$$

$$\beta \approx \frac{\beta_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_\beta}}; \quad |\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}}. \quad (2.6.64)$$

Фазовые сдвиги  $\varphi_6$ ,  $\varphi_3$  выражаются:

$$\varphi_6 = \arctg \frac{f}{f_\alpha}; \quad (2.6.65)$$

$$\varphi_3 = \arctg \frac{f}{f_\beta}, \quad (2.6.66)$$

где  $f_\alpha$  и  $f_\beta$  – предельные частоты транзистора в схемах с общей базой и общим эмиттером.

На этих частотах модуль коэффициента передачи токов в схемах с ОБ и ОЭ уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (т.е. на 3 дБ) по сравнению с его значением на низких частотах:

$$|\alpha_{f_\alpha}| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}; \quad |\beta_{f_\beta}| = \frac{\beta_0}{\sqrt{2}}. \quad (2.6.67)$$

На рис. 2.6.30 приведены зависимости коэффициентов передачи токов в схемах с ОБ и ОЭ, а также зависимость фазового угла от частоты.

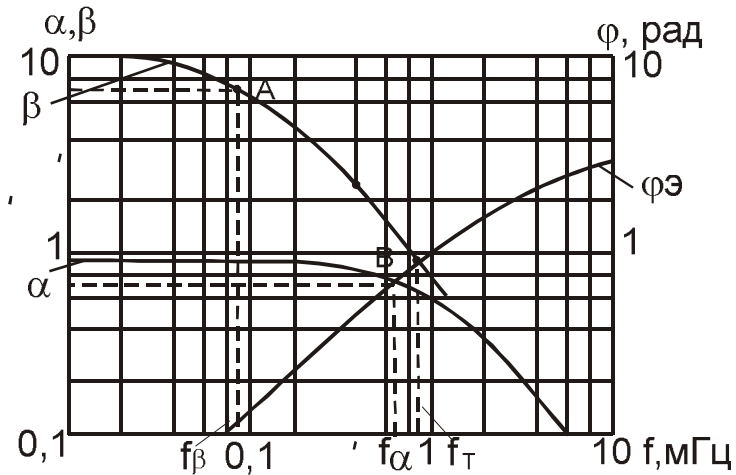


Рис.2.6.30

$$\text{Так как } \beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}, \text{ то } \beta = \frac{\alpha_0}{1 + j \cdot \frac{f}{f_\alpha} - \alpha_0} = \frac{\alpha_0}{(1-\alpha_0) \cdot \left[ 1 + j \cdot \frac{f}{(1-\alpha_0) \cdot f_\alpha} \right]}.$$

Это позволяет установить связь между предельными частотами в схемах с ОБ и ОЭ:  $f_\beta = (1-\alpha) \cdot f_\alpha$  (2.6.68)

или  $f_\alpha = (1+\beta) \cdot f_\beta$ . (2.6.69)

Предельная частота передачи тока в схеме с ОЭ в  $(1-\alpha)$  раз меньше предельной частоты передачи тока в схеме с ОБ. Основной причиной резкого уменьшения коэффициента  $\beta$  с ростом частоты является увеличение фазового сдвига.

$$\begin{aligned} \text{Для схемы с ОБ } \operatorname{tg} \varphi_\beta &= \frac{f}{f_\alpha}; \quad \text{для схемы с ОЭ } \operatorname{tg} \varphi_\alpha = \frac{f}{(1-\alpha)} \cdot \operatorname{tg} \varphi_\beta; \\ \varphi_\alpha &= \frac{1}{(1-\alpha)} \cdot \varphi_\beta. \end{aligned} \quad (2.6.70)$$

Векторные диаграммы токов транзистора на низких и высоких частотах приведены на рис. 2.6.31, а, б соответственно.

На низких частотах можно считать, что ток коллектора  $\dot{I}_K$  совпадает с током эмиттера  $\dot{I}_Э$ . Ток базы  $\dot{I}_Б = \dot{I}_Э - \dot{I}_K$  мал, а коэффициент передачи тока

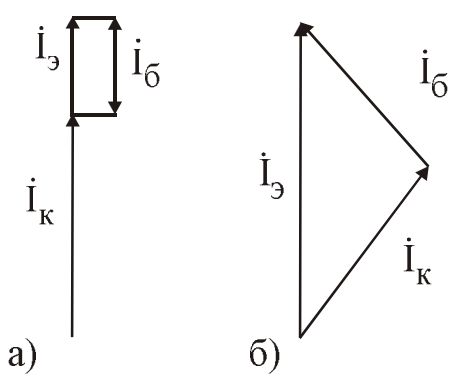


Рис.2.6.31

базы в схеме с ОЭ велик. С ростом частоты ток коллектора несколько уменьшается вследствие уменьшения коэффициента передачи  $\beta$ , а фазовый сдвиг между токами  $\dot{I}_K$  и  $\dot{I}_Э$  увеличивается, что приводит к увеличению модуля тока базы  $\dot{I}_Б$ . Кроме предельных частот  $f_\alpha$  и  $f_\beta$  для оценки частотных свойств используется граничная частота коэффициента передачи тока базы  $f_T$ . Граничная частота – это частота, на которой модуль коэффициента передачи тока базы в схеме с ОЭ равен

единице. Она может быть выражена через предельные частоты  $f_\alpha$  и  $f_\beta$ :

$$f_T = \alpha \cdot f_\alpha. \quad (2.6.71)$$

Обнаружено, что в области частот  $f > (3 - 4f_\beta)$  произведение модуля коэффициента передачи тока базы  $\beta$  на частоту измерения есть  $f_{изм}$ ,

$$f_{изм} |\beta| = f_T.$$

Это позволяет определить граничную частоту  $f_T$ , воспользовавшись приводимыми значениями  $\beta$ .

При анализе работы транзисторов с помощью Y-параметров используют предельную частоту крутизны  $f_S$ , на которой модуль проводимости прямой передачи  $y_{21} = \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} \Big|_{\Delta U_{ВЫХ} = 0}$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с её значением на низких частотах. Зависимость модуля проводимости прямой передачи  $|y_{21}|$  от частоты идентична зависимости от частоты коэффициентов передачи  $\alpha$  и  $\beta$ . Значение  $f_S$  всегда выше значения  $f_\beta$ .

Известно, что качество транзистора характеризуется его способностью усиливать мощность колебаний. С ростом частоты коэффициент усиления по мощности падает. Поэтому важнейшим частотным параметром является максимальная частота генерации, или максимальная частота усиления по мощности, на которой коэффициент усиления по мощности равен единице. Связь этой частоты с высокочастотными параметрами определяется выражением

$$f_{max} = \sqrt{\frac{\alpha_0 \cdot f_\alpha}{30 \cdot r'_B \cdot C_K}}, \text{ МГц.} \quad (2.6.72)$$

Величина  $r'_B \cdot C_K = \tau_K$  называется постоянной времени коллекторной цепи, характеризующей обратную связь в транзисторе на высокой частоте. Для повышения максимальной частоты генерации необходимо увеличивать предельную частоту  $f_\alpha$  и снижать постоянную времени коллекторной цепи.

Таким образом, транзистор, предназначенный для работы в области высоких частот, должен иметь малую толщину базы, малое объемное сопротивление

базы и малую емкость коллектора. Требования эти противоречивы: уменьшение толщины базы  $W_b$  увеличивает объёмное сопротивление  $r_b'$ ; уменьшение сопротивления  $r_b'$  (увеличение концентрации примесей в базе) увеличивает емкость коллекторного перехода  $C_k$  и снижает величину пробивного напряжения  $U_{к. доп}$ .

На частотные свойства транзистора влияют сопротивления его переходов и базы. Полное сопротивление эмиттерного перехода представляет собой параллельное соединение активной и реактивной составляющих. Хотя эмиттерные ёмкости значительны ( $C_{э0} = 100 \cdot 150$  пФ;  $C_{э. диф} = 1000$  пФ), но так как они шунтированы малым сопротивлением эмиттера  $r_э$ , их следует учитывать на очень высоких частотах (порядка десятков мегагерц). На этих частотах часть эмиттерного тока, ответвляющегося через ёмкость, становится значительной, в результате чего уменьшается коэффициент инжекции и увеличивается сдвиг фаз  $\varphi$ .

Полное сопротивление коллекторного перехода также определяется параллельным соединением активного дифференциального сопротивления коллекторного перехода  $r_k$  порядка 1 МОм и суммы ёмкостей зарядной  $C_{к.б}$  и диффузной  $C_{к. диф}$ .

Обычно  $C_{к.б} \approx 10$  пФ и  $C_{к. диф} \ll C_{к.б}$ . Из-за большого сопротивления  $r_k$  шунтирующее действие ёмкости сказывается на низких частотах. Ёмкость коллектора стараются по возможности уменьшить путём уменьшения рабочей поверхности коллекторного перехода либо увеличения его толщины.

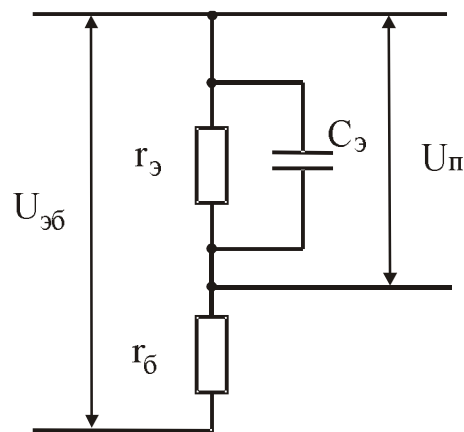


Рис.2.6.32

Влияние активного сопротивления базы  $r_b$  на частотные свойства можно объяснить, рассмотрев сопротивление эмиттера  $r_э$  и ёмкость эмиттерного перехода  $C_э$  совместно с  $r_b$  как частотно-зависимый делитель напряжения (рис. 3.32).

Чем больше  $r_b$ , тем меньше управляющее напряжение на эмиттерном переходе  $U_п$ . С ростом частоты модуль эмиттерного сопротивления уменьшается и управляющее напряжение  $U_п$  падает.

### 2.6.17 Эквивалентные схемы транзисторов на высоких частотах

На высоких частотах в эквивалентных схемах необходимо учесть частотно-зависимые элементы, а также частотную зависимость коэффициента передачи тока  $\alpha(j\omega)$ . На рис. 2.6.33, а представлена Т-образная схема замещения.

Зависимость  $\alpha$  от частоты можно моделировать цепью (рис. 2.6.33, б), состоящей из частотно-независимого генератора тока  $\alpha_0 \cdot I_э$ , подключенного через RC-цепь, выходной ток которой есть произведение частотно-зависимого коэффициента передачи на ток эмиттера:

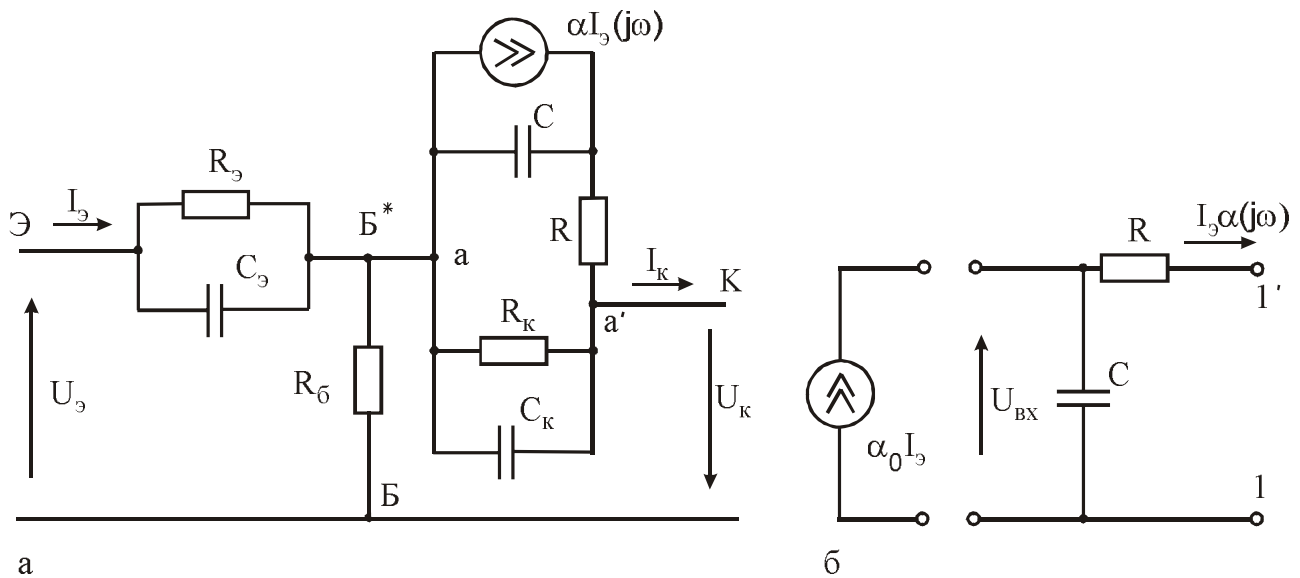


Рис.2.6.33

$$I_{\text{ВЫХ}} = [\alpha(j\omega)]I_{\text{э}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = \alpha_0 \cdot I_{\text{э}} \cdot Z_{\text{ВХ}}; \quad (2.6.72)$$

$$Z_{\text{ВХ}} = \frac{R}{1 + j\omega RC}. \quad (2.6.73)$$

Подставляя выражение  $Z_{\text{ВХ}}$  в (3.80), найдем

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega RC}. \quad (2.6.74)$$

Сравнивая (2.6.62) с (2.6.74), найдем  $\omega_{\alpha} = 2 \cdot \pi \cdot f_{\alpha} = \frac{1}{CR}$ .

Итак, для описания частотных свойств транзистора с помощью Т-образной схемы необходимо знать четыре статических параметра  $r_{\text{э}}, r_{\text{б}}, r_{\text{к}}, \alpha_{\sim}$ , которые могут быть вычислены по известным h-параметрам, и четыре высокочастотных параметра  $C_{\text{кб}}, Z_{\text{б}}, f_{\alpha}, C_{\text{эб}}$ , которые определяют путем измерений. Обычно величины  $C_{\text{кб}}, Z_{\text{б}}, f_{\alpha}$  указываются в справочниках, а диффузионная емкость эмиттера может быть вычислена по формуле

$$C_{\text{эб}} = \frac{e}{kT} I_{\text{э}} \cdot t_{\text{диф}} = \frac{e}{kT} \frac{I_{\text{э}}}{f_{\alpha}}. \quad (2.6.75)$$

В некоторых случаях используется П-образная схема замещения, построенная на основе Y-параметров транзистора, включенного в схему с ОЭ (рис. 2.6.34).

## 2.6.19 Работа транзистора в импульсном

### режиме

В ряде областей техники, например, в радиолокации, телевидении, ЭВМ и других применяют устройства на транзисторах, работающих в импульсном режиме. Их действие значительно отличается от работы схем в непрерывном режиме. Во-первых, в них происходят резкие и кратковременные изменения напряжения или тока, а транзистор работает в нелинейных областях характеристик.

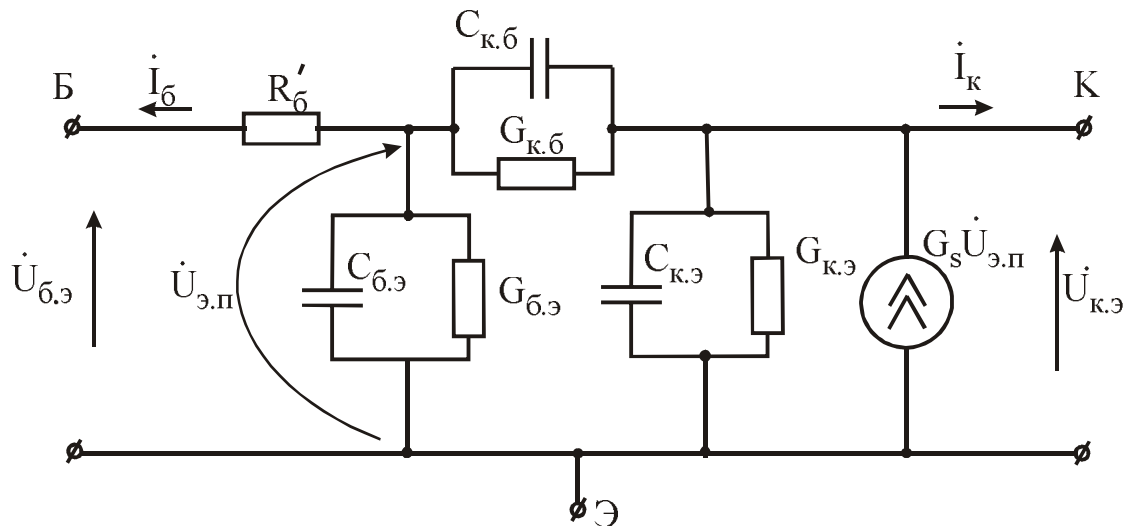


Рис. 2.6.34

Имея малое сопротивление во включенном состоянии и большое сопротивление в выключенном, транзистор достаточно полно удовлетворяет требованиям, предъявляемым к ключевым элементам.

Транзистор в качестве ключа можно рассмотреть на примере включения в схему с ОЭ (рис. 2.6.35).

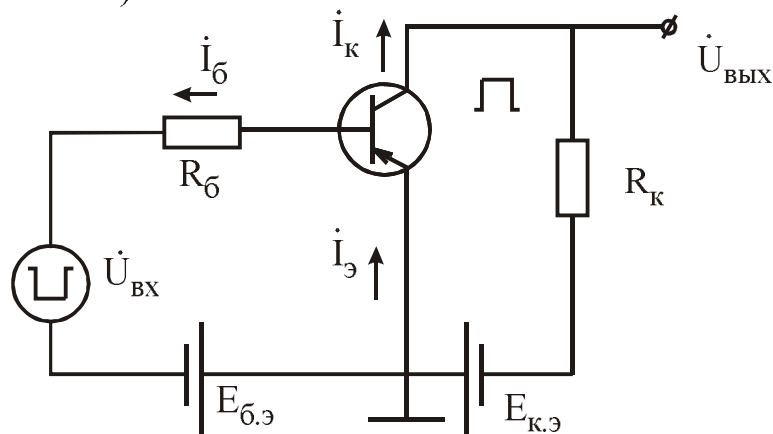


Рис.2.6.35

Во входной цепи включен источник смещения  $E_{б.э}$ , создающий обратное напряжение на эмиттерном переходе, источник управляющих импульсов  $U_{вх}$  и ограничительный резистор  $R_б$ . В выходную цепь включается источник питания  $E_{к.э}$  и нагрузка  $R_к$ .

Когда нет импульса на входе, транзистор находится в режиме отсечки. В цепях коллектора и базы проходят обратные токи.

При подаче во входную цепь импульса прямого тока транзистор открывается и в цепи коллектора возникает ток.

Напряжение коллекторного перехода  $U_{к.б} = U_{к.э} - U_{б.э}$  оказывается прямым, т.к. отрицательное напряжение базы имеет большую величину, чем напряжение коллектора. Транзистор, вследствие этого, переходит в режим насыщения.

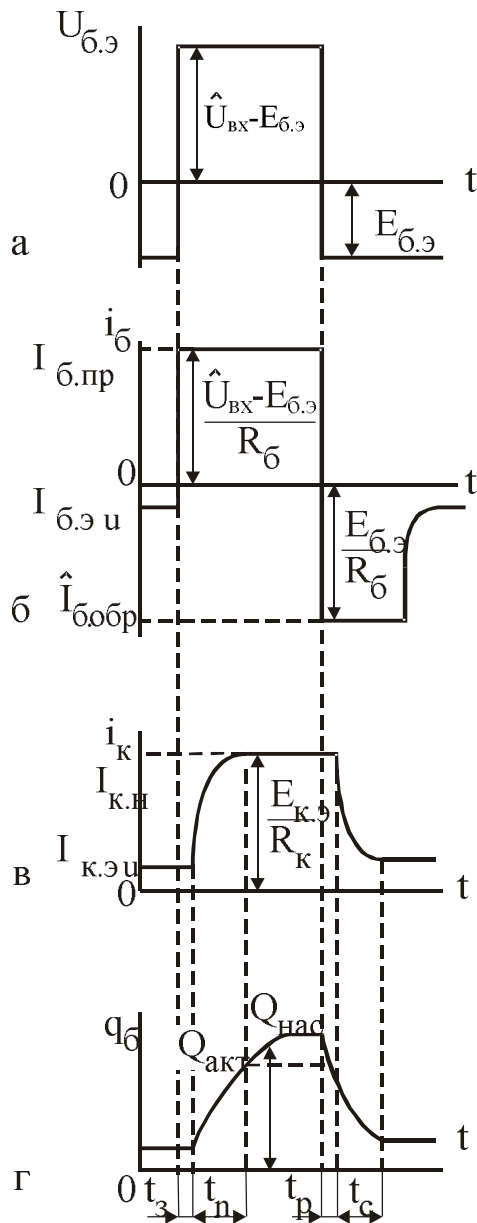


Рис.2.6.36

Величина прямого тока  $I_{б}$  определяется в основном сопротивлением ограничительного резистора  $R_{б}$ . После переключения эмиттерного перехода на обратное ток перехода имеет большую величину, ограниченную сопротивлением  $R_{б}$ , т.к. обратное сопротивление эмиттерного перехода в первый момент после переключения очень мало вследствие насыщения базы неравновесными носителями заряда. По мере рассасывания заряда обратное сопротивление эмиттерного перехода  $R_{б.э}$  увеличивается.

Импульс выходного тока  $i_{к}$  появляется с задержкой  $t_3$ , которая определяется в основном скоростью нарастания напряжения эмиттерного перехода, зависящей от емкости перехода и прямого тока базы, т.е. скоростью разряда эмиттерного перехода. Коллекторный ток постепенно нарастает, достигая установившегося значения за время  $t_n$ , определяемого скоростью накопления неравновесного заряда в базе и скоростью разряда ёмкости коллектора.

Полное время включения транзистора состоит из времени задержки и нарастания:  $t_{вкл} = t_3 + t_n$  и может составлять величину от нескольких наносекунд до нескольких микросекунд.

При подаче в цепь базы запирающего тока коллекторный ток прекращается не сразу. На протяжении времени рассасывания  $t_p$  он сохраняет свою ве-

личину, т.к. концентрация носителей заряда в базе и у коллекторного перехода ещё остаётся равновесной и коллекторный переход оказывается открытым. После ухода дырок из базы и рекомбинации ток коллектора начинает спадать, достигая за время спада  $t_c$  установившегося значения  $I_{к.эу}$ .

Время выключения транзистора будет определяться временем рассасывания и спада  $t_{\text{выкл}} = t_p + t_c$ .

Конструктивно-технологические меры, обеспечивающие высокое быстродействие ключевых транзисторов, практически такие же, как и для усилительных транзисторов, имеющих высокую предельную частоту усиления.

Кроме этого, удачным методом повышения быстродействия транзистора, работающего в качестве ключа, является шунтирование коллекторного перехода диодом Шоттки, в котором отсутствует инжекция неосновных носителей заряда и их накопление при прямом смещении. Структура такого транзистора и его эквивалентная схема приведены на рис. 2.6.37 а, б. Наибольшее распространение такие транзисторы получили в интегральных микросхемах.

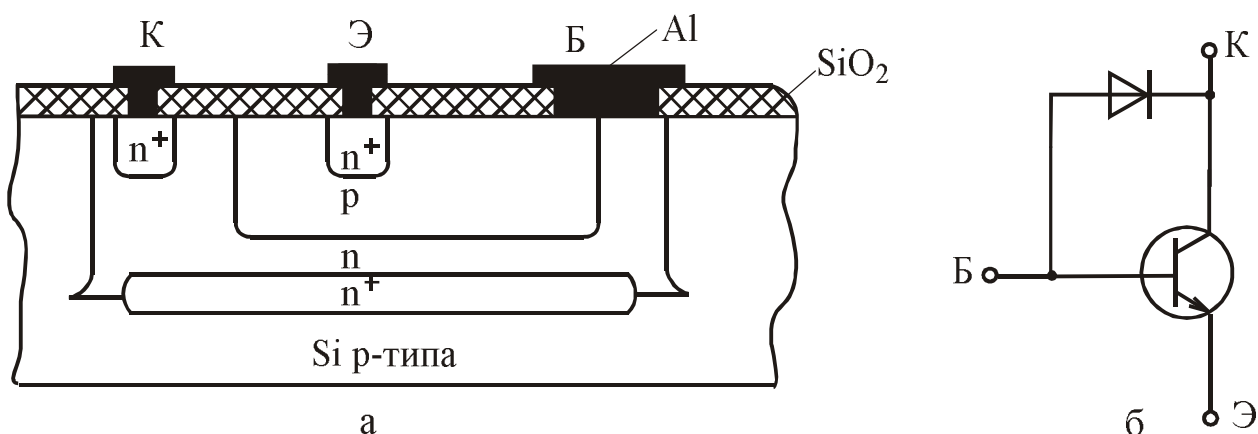


Рис.2.6.37

### 2.6.20 Классификация транзисторов по мощности и частоте

В зависимости от максимально допустимой мощности рассеяния биполярные транзисторы можно подразделить на транзисторы малой мощности ( $P_{\text{max}} \leq 0,3\text{Вт}$ ), средней мощности ( $0,3 \leq P_{\text{max}} \leq 1,5\text{Вт}$ ) и большой мощности ( $P_{\text{max}} > 1,5\text{Вт}$ ); в зависимости от предельной частоты коэффициента передачи тока – на транзисторы низкой частоты ( $f_{\text{пр}} \leq 3\text{МГц}$ ), средней частоты ( $3\text{МГц} < f_{\text{пр}} \leq 30\text{МГц}$ ), высокой частоты ( $30 < f_{\text{пр}} \leq 300\text{МГц}$ ) и сверхвысокой частоты  $f_{\text{пр}} > 300\text{МГц}$ .

В настоящее время основным полупроводниковым материалом для транзисторов служит кремний. Германиевые транзисторы, ранее широко применявшиеся в схемах, вытесняются кремниевыми, имеющими лучшие параметры: большую максимальную рабочую температуру, мощность, коэффициент передачи тока и граничную частоту. По конструктивным особенностям и технологии изготовления транзисторы делят на эпитаксиально-планарные, планарные,

диффузионные, сплавные. Для большинства дискретных транзисторов характерна эпитаксиально-планарная структура.

### 2.6.21. Методы формирования транзисторных структур и конструкции транзисторов различного назначения

Основным методом формирования транзисторных структур современных транзисторов является планарная технология. Одним из преимуществ планарной технологии является её универсальность, позволяющая на одном и том же оборудовании организовать производство различных по параметрам транзисторов. При планарной технологии можно создавать транзисторы с хорошими частотными свойствами. Это обусловлено тем, что в данном случае можно проводить селективную диффузию, т.е. вводить примеси в небольшие ограниченные области, строго контролируя глубину диффузии. В результате возможно изготовление транзисторов с толщиной базы в доли микрометра и размерами выпрямляющих переходов в единицы микрометров.

Для уменьшения объёмного сопротивления коллекторной области транзистора формирование транзисторной структуры производят в тонком эпитаксиальном слое с относительно малой концентрацией примесей, нанесенной на низкоомную подложку с электропроводностью того же типа (рис. 2.6.38).

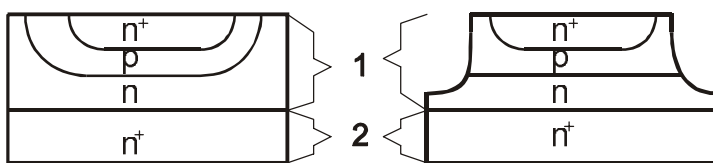


Рис. 2.6.38

Коллекторная область состоит из высокоомной тонкой части эпитаксиального слоя 1 и низкоомной подложки 2. Коллекторный переход, расположенный в высокоомном эпитак-

сиальном слое, имеет небольшую барьерную ёмкость и высокое пробивное напряжение. Такие транзисторы носят название эпитаксиально-планарных и составляют основную часть транзисторов массового производства.

Кремниевые низкочастотные маломощные транзисторы изготавливаются чаще всего по эпитаксиально-планарной технологии. Планарные транзисторы создают в подложке n-типа без эпитаксиального слоя.

Германиевые транзисторы, обычно p-n-p-типа, изготавливаются по сплавной технологии или диффузионно-сплавной технологии.

Диффузионно-сплавные транзисторы в отличие от сплавных являются дрейфовыми и имеют значительно меньшую (1-2 мкм) толщину базы.

Низкочастотные транзисторы имеют достаточно большие емкости переходов (10-100 пФ) и время рассасывания (около 1 мкс). Обратные токи кремниевых транзисторов не превышают 1 мкА, для германиевых – 100 мкА при  $T = 25^{\circ}\text{C}$ .

Высокочастотные маломощные транзисторы имеют в основном кремниевые эпитаксиально-планарные и планарные структуры и отличаются меньшими площадями переходов, толщинами базы и коллектора, а также временем жизни неосновных носителей. Поэтому для них характерны большие граничные час-

тоты, меньшие ёмкости переходов (менее 10 пФ), время рассасывания (доли микросекунды) и постоянные времени цепи обратной связи (около 1нс).

Сверхвысокочастотные транзисторы имеют ряд важных структурных и конструктивных особенностей. Для повышения граничной частоты необходимо уменьшать время пролета носителей от эмиттерного перехода до коллекторного.

С этой целью используются кремниевые n-p-n-структуры, у которых подвижность электронов в 3 раза выше, чем подвижность дырок. Современные технологические методы позволяют получить реальную толщину базы 0,1-0,3 мкм.

Для снижения ёмкости эмиттерного перехода уменьшают ширину полоскового эмиттера (менее 1 мкм), однако при этом снижается и максимально допустимый ток транзистора.

С целью уменьшения сопротивления базы  $r_b$  применяют дополнительное легирование пассивной области базы.

Барьерные емкости переходов СВЧ-транзисторов очень малы (десятые доли пикофарады), поэтому на предельную частоту влияют паразитные емкости и индуктивности выводов. Конструкции корпусов должны обеспечивать малые значения этих параметров. Для этих целей используются корпуса транзисторов с плоскими выводами либо бескорпусные транзисторы.

Таким образом, СВЧ-транзисторы характеризуются низким рабочим напряжением и током, меньшими значениями отдаваемой высокочастотной мощности, а также допустимой рассеиваемой мощности. Анализ экспериментальных данных показал, что при заданном уровне технологии  $P \cdot f^2 = \text{const}$ . При современном уровне технологии  $P \cdot f^2 = 4 \cdot 10^2 \text{ Вт} \cdot \text{ГГц}^2$ . Предельная частота при отдаваемой мощности около 1 Вт составляет 10 ГГц.

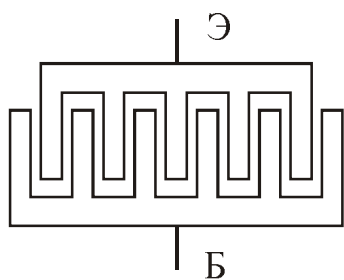


Рис. 2.6.39

Мощные транзисторы отличаются большими напряжениями и токами коллектора, что и определяет особенности их структуры. Для достижения большого рабочего тока применяются многоэмиттерные структуры (рис. 3.39), содержащие большое число узких эмиттерных полосок, между которыми расположены выводы базы. Все эмиттеры расположены внутри одной базовой области, а их выводы объединяются общим эмиттерным выводом.

Для повышения рабочих напряжений в мощном транзисторе увеличивают напряжение лавинного пробоя. С целью обеспечения хорошего теплоотвода кристалл мощного транзистора устанавливается на массивное металлическое основание корпуса, имеющее специальный радиатор.

Современные мощные транзисторы имеют предельный ток коллектора до 250 мА и рассеиваемую мощность до 600 Вт.

## 2.6.22 Общие сведения о полевых транзисторах

Полевым транзистором называется полупроводниковый прибор, в котором электрический ток создается основными носителями заряда под действием продольного электрического поля, а управление током осуществляется поперечным электрическим полем управляющего электрода. Область полупроводника, по которой осуществляется дрейфовое движение основных носителей, называется каналом.

Электрод, от которого носители уходят в канал, называется истоком, а электрод, принимающий носители в конце канала – стоком. Исток и сток имеют одинаковый тип электропроводности (n или p). Управляющее поперечное поле создается с помощью электрода, называемого затвором.

Затвор должен быть изолирован от канала. В зависимости от способа изоляции различают:

- транзисторы с управляющим p-n-переходом, в котором изоляция затвора от канала осуществляется обедненным слоем p-n-перехода;
- транзисторы с изолированным затвором (изоляция затвора от канала осуществляется диэлектриком).

В качестве управляющего перехода используется p-n-переход или контакт металл-полупроводник (барьер Шотки).

Полевые транзисторы с изолированным затвором сокращенно называют МДП-транзисторами (М- металл, Д- диэлектрик, П- полупроводник). МДП-транзисторы подразделяются на транзисторы со встроенным каналом и с индуцированным каналом. В МДП-транзисторах со встроенным каналом на стадии изготовления технологически создается (встраивается) проводящий канал путем введения соответствующей примеси.

Во втором случае канал индуцируется (возникает) только при подаче на изолированный затвор напряжения определенной полярности и величины.

В МДП-транзисторе со встроенным каналом и в транзисторе с управляющим переходом при нулевом напряжении на затворе существует канал и в нем протекает начальный ток при подаче напряжения между истоком и стоком.

Такие транзисторы называют МДП-транзисторами обедненного типа, т.к. управление током будет заключаться в уменьшении тока (обеднении канала). МДП-транзисторы с индуцированным каналом называют транзистором обогащенного типа, т.к. канал в нем появляется при подаче напряжения на затвор.

Условное графическое обозначение полевых транзисторов на схемах приведено на рис. 2.6.40.

Наименование	Обозначение
Полевой транзистор с управляющим переходом с n-каналом и p-каналом	
Полевой транзистор с изолированным затвором обогащенного типа с n-каналом и p-каналом	
Полевой транзистор с изолированным затвором обедненного типа с n-каналом и p-каналом	

Рис. 2.6.40

### 2.6.23 Полевой транзистор с управляющим p-n-переходом

Устройство и схема полевого транзистора с управляющим p-n-переходом показаны на рис. 2.6.41, а, б.

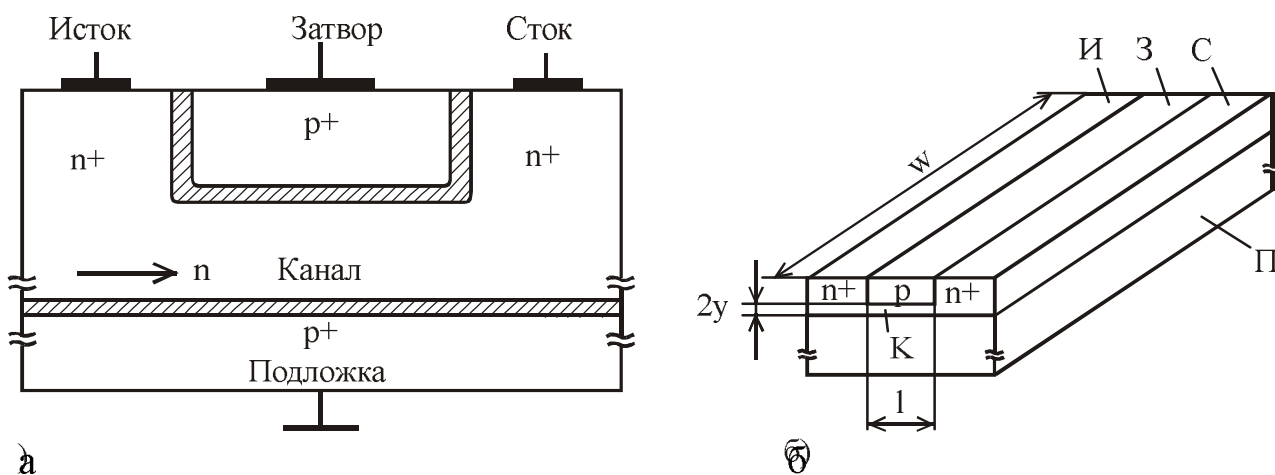


Рис. 2.6.41

На подложке из кремния p-типа создаётся тонкий слой полупроводника n-типа, выполняющий функции канала, сопротивление которого регулируется электрическим полем. Нижний p-n-переход (канал-подложка) служит для установки начальной толщины канала. Прикладывая к затвору обратное напряжение  $U_{з,и}$ , можно изменять ширину верхнего p-n-перехода. При этом изменяется толщина канала, а следовательно, и его электропроводность. Изменяется величина тока стока  $I_c$ , протекающего по каналу под воздействием приложенного

напряжения  $U_{3,И}$ . При некотором обратном напряжении затвора можно добиться полного перекрытия канала. Это напряжение называется напряжением отсечки.

Если напряжение стока  $U_{н.э}$  равно нулю, толщина канала по всей его длине постоянна и равна

$$y = h - 2\delta = h - 2 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot \xi}{N_d \cdot e} \cdot (\varphi_K + U_{3,И})}, \quad (2.6.76)$$

где  $\delta$  - толщина р-п-перехода,  $h$  - расстояние между металлургическими границами п-слоя (рис. 2.6.42),  $N_d$  - концентрация донорной примеси в канале,  $y$  - толщина

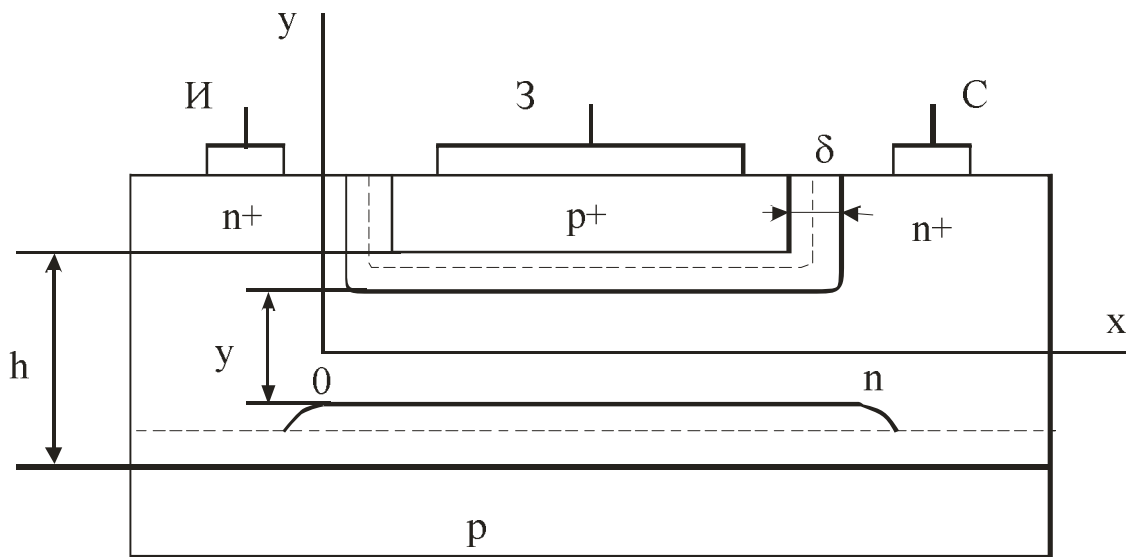


Рис. 2.6.42

Из (4.1) найдем  $U_{3,И} = U_{отс}$ , полагая  $y=0$ .

$$U_{3,И} = U_{отс} = \frac{N_d \cdot e \cdot h^2}{8 \cdot \xi}, \quad \varphi_K \ll U_{отс}. \quad (2.6.77)$$

$$\text{Толщина канала } y = h \left( 1 - \sqrt{\frac{\varphi_K + U_{3,И}}{U_{отс}}} \right). \quad (2.6.78)$$

$$\text{Начальная толщина канала при } U_{3,И} = 0 \text{ равна } y_0 = h \left( 1 - \sqrt{\frac{\varphi_K}{U_{отс}}} \right). \quad (2.6.79)$$

Сопротивление канала при этом будет минимальным  $R_{к0} = \frac{\rho \cdot l}{h \cdot W}$ ,

где  $\rho$  - удельное сопротивление канала,

$l$  и  $W$  - соответственно длина и ширина канала (рис. 2.6.41, б).

С ростом напряжения на затворе сопротивление канала увеличивается:

$$R_K = \frac{R_{K0}}{1 - \sqrt{\frac{U_{з.и}}{U_{отс}}}} \quad (2.6.80)$$

Если  $U_{з.и} \rightarrow U_{отс}$ ,  $R_K \rightarrow \infty$ , и транзистор закрывается.

Этот режим является режимом омического сопротивления, когда напряжение  $U_{н.з}$  близко к нулю.

При подаче на сток положительного напряжения сток – исток  $U_{с.и} > 0$  в канале возникает ток стока  $I_c$ , вследствие чего вдоль канала появляется падение напряжения. Величина падения напряжения зависит от координаты  $x$ , т.е. от расстояния до истока. Совместное воздействие напряжения  $U_x$  и напряжения затвора  $U_{з.и}$  изменяет ширину канала, которая становится переменной. Ширина канала будет минимальна у стока и максимальна у истока.

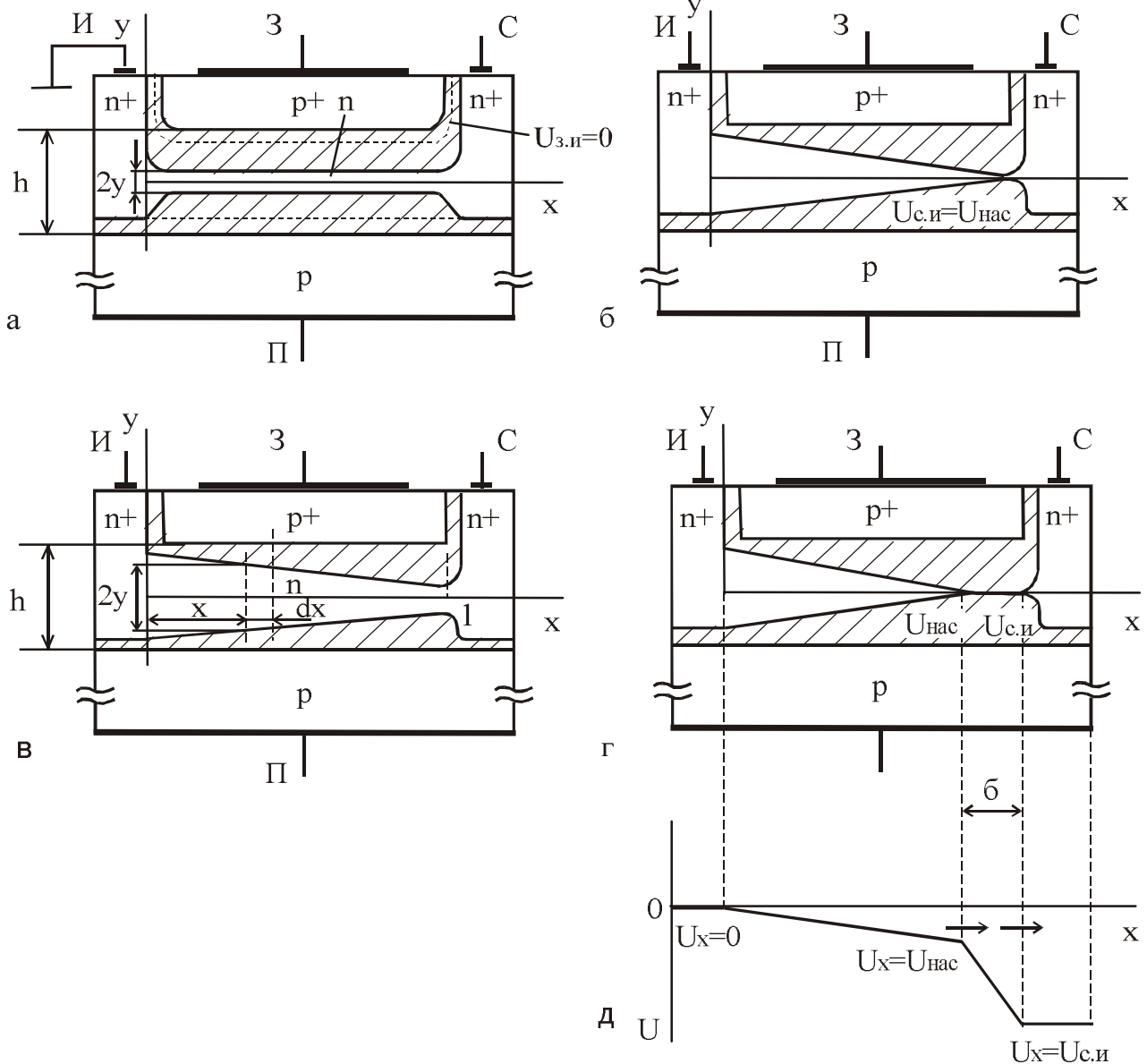


Рис. 2.6.43

Подставляя в выражение (2.6.78) вместо  $U_{з.и}$  значения  $U_{з.и} + U_x$ , получим напряжение стока  $U_{с.и} = U_{нас}$ , называемое напряжением насыщения:

$$U_{нас} = U_{отс} - U_{з.и} - \varphi_k,$$

при котором происходит перекрытие канала.

$$I_{с\max} = \frac{U_{нас}}{R_{кн}}$$

Транзистор работает в режиме насыщения. В отличие от режима отсечки при  $U_{з.и} = U_{отс}$  перекрытие канала  $\delta$  вблизи стока не приводит к отсечке тока, а происходит отсечка его приращения  $U_{с.и} - U_{нас}$ . На этом участке перекрытия канала падает весь избыток напряжения  $U_{с.и} - U_{нас}$ , а напряжение на проводящей части канала остается равным  $U_{с.и.нас}$ .

На перекрытом участке ток протекает за счет экстракции носителей из канала в обедненную область, где под действием напряжения  $U_{с.и}$  экстрагируемые носители попадают на сток.

#### 2.6.24. Статические характеристики полевого транзистора с управляющим р-п-переходом

Полевые транзисторы могут включаться по схеме с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ) (рис. 2.6.44. а, б, в).

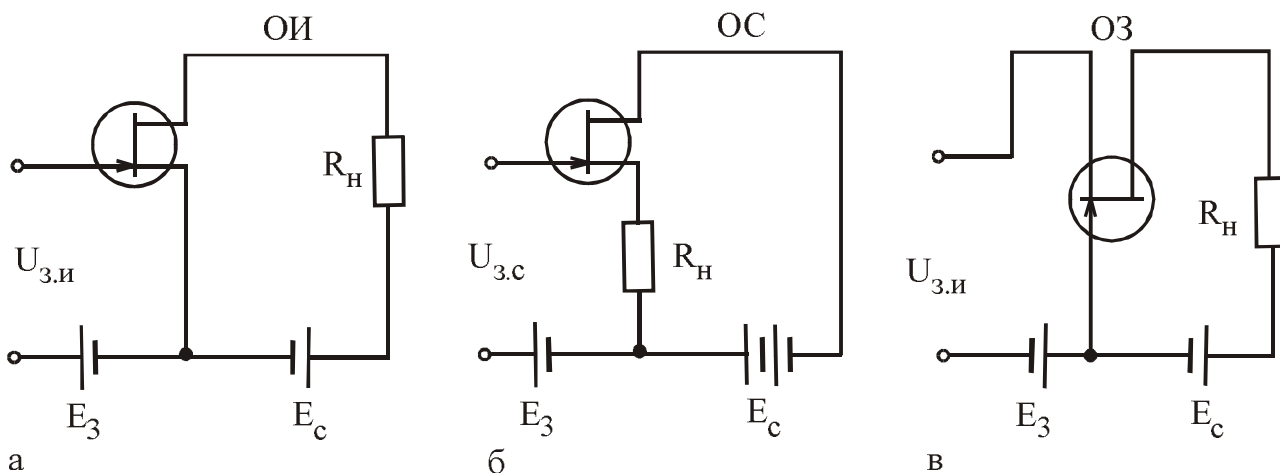


Рис. 2.6.44.

Они имеют большие выходные и входные сопротивления, поэтому статические характеристики удобнее исследовать с помощью источников напряжения в качестве источников питания. Важнейшими характеристиками полевого транзистора являются выходные и передаточные (сток-затворные). Основной

схемой включения полевого транзистора с управляющим р-п-переходом как усилителя колебаний является схема с общим истоком (рис. 2.6.44, а).

Выходные (стоковые) характеристики представляют зависимость тока стока от напряжения на стоке при различных постоянных напряжениях на затворе:  $I_c = f(U_{c,и})$  при  $U_{з,и} = \text{const}$  (рис. 2.6.45, а).

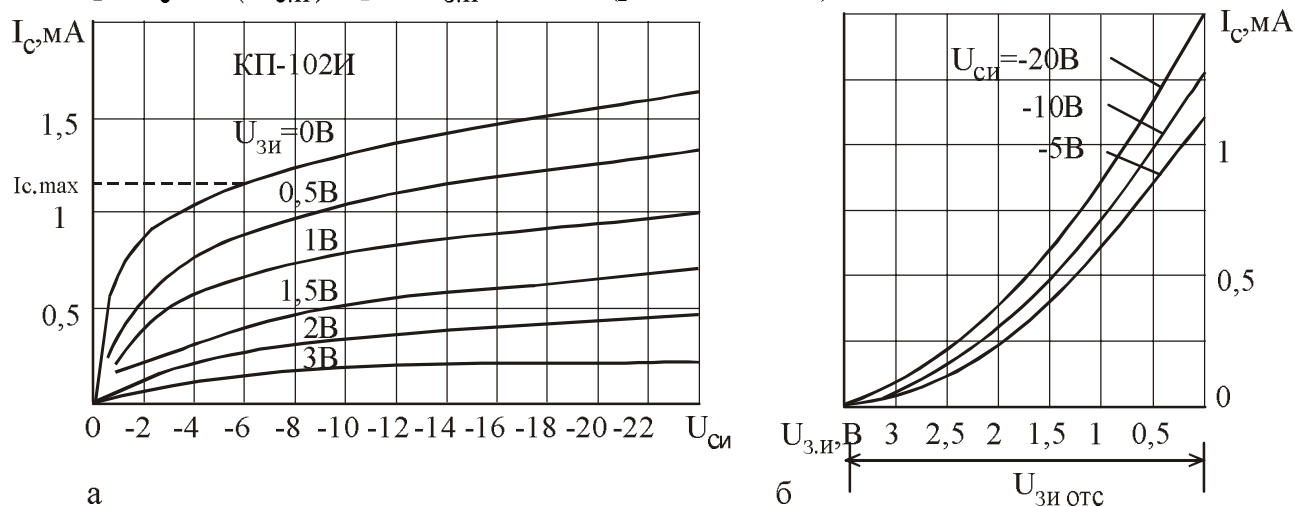


Рис. 2.6.45.

На выходных характеристиках различают два участка: почти линейный участок при  $0 < U_{c,и} < U_{c,и. \text{нас}}$  и пологий участок при  $U_{c,и} > U_{c,и. \text{нас}}$ , соответствующий режиму насыщения. Характеристики выходят из начала координат под углом, соответствующим начальному сопротивлению канала.

При повышении напряжения стока  $U_{c,и}$  ток стока возрастает, но одновременно при этом увеличивается толщина канала по всей длине, увеличивается его сопротивление, и характеристики переходят в пологую часть.

При напряжении насыщения  $U_{c,и. \text{нас}}$  происходит перекрытие канала из-за увеличения толщины р-п-перехода затвора. Ток стока при дальнейшем увеличении напряжения стока почти не растет. Следует учитывать условность понятия «перекрытие» канала, т.к. само перекрытие канала является следствием увеличения тока стока. Можно считать, что в результате увеличения напряжения на стоке автоматически устанавливается некоторое малое сечение канала со стороны стока.

В канале устанавливается максимальный ток стока  $I_{c \max}$ . При дальнейшем увеличении напряжения стока сверх напряжения насыщения участок перекрытия канала увеличивается, и весь избыток напряжения падает на этом участке.

Если на затвор подается обратное напряжение  $U_{з,и}$ , то перекрытие наступает при меньшем напряжении стока.

Ток стока на участке насыщения можно описать уравнением Шокли, предложившим этот прибор:

$$I_c = I_{c \max} \cdot \left[ 1 - 3 \cdot \frac{U_{з.и}}{U_{отс}} + 2 \cdot \left( \frac{U_{з.и}}{U_{отс}} \right)^{3/2} \right]. \quad (2.6.80.)$$

Передаточные (сток-затворные) характеристики определяют зависимость  $I_c = f(U_{з.и})$  при  $U_{с.и} = \text{const}$  (рис. 2.6.45, б).

При напряжении затвора равном нулю сечение канала максимально и ток стока имеет максимальную величину. Увеличение обратного напряжения на затворе сопровождается расширением р-п-перехода и сужением канала. Сопротивление канала возрастает, и ток стока уменьшается.

При некотором напряжении затвора, равном напряжению отсечки, канал полностью перекрывается, и ток стока практически уменьшается до нуля.

Передаточную характеристику полевого транзистора в режиме насыщения можно описать уравнением

$$I_c = I_{c \max} \cdot \left( 1 - \frac{U_{з.и}}{U_{отс}} \right)^2. \quad (2.6.81.)$$

### 2.6.25 Полевой транзистор с управляющим переходом типа металл – полупроводник

С момента своего появления в 1970 г. полевой транзистор на арсениде галлия (GaAs) занял важное место в полупроводниковой СВЧ-электронике. Основным преимуществом приборов на GaAs является более высокая скорость электронов, обеспечивающая большее быстродействие, и хорошие изолирующие свойства, позволившие уменьшить паразитные емкости и упростить процесс изготовления.

Они могут иметь затвор с управляющим р-п-переходом или на основе барьера Шотки (контакта металл-полупроводник). Во многих случаях эти приборы изготавливают непосредственно ионным внедрением примеси в полуизолирующую подложку из GaAs. Изолирующие свойства связаны с большей шириной запрещенной зоны (1,42 эВ) по сравнению с кремнием. Схематичное изображение полевого транзистора с барьером Шотки (ПТШ) на основе GaAs показано на рис. 2.6.46.

Принцип его работы аналогичен полевому транзистору с управляющим р-п-переходом. Подложка может выбираться п- и р-типа.

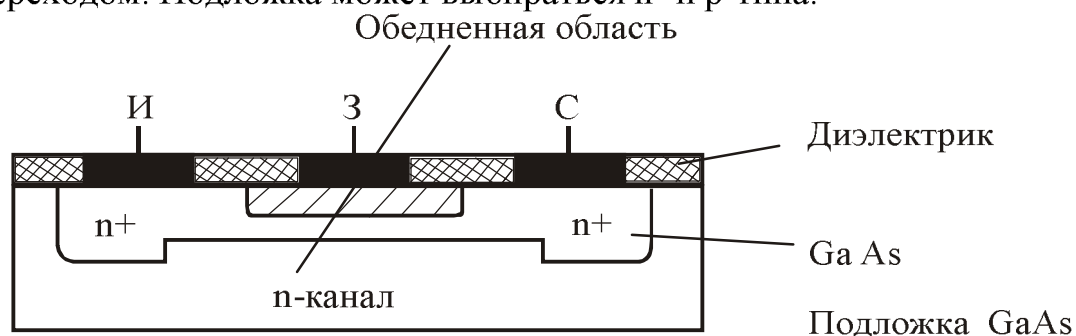


Рис. 2.6.46

### 2.6.26 Полевые транзисторы с изолированным затвором

Структуры полевых транзисторов с индуцированным и встроенным каналами приведены на рис. 2.6.47 а, б, в.

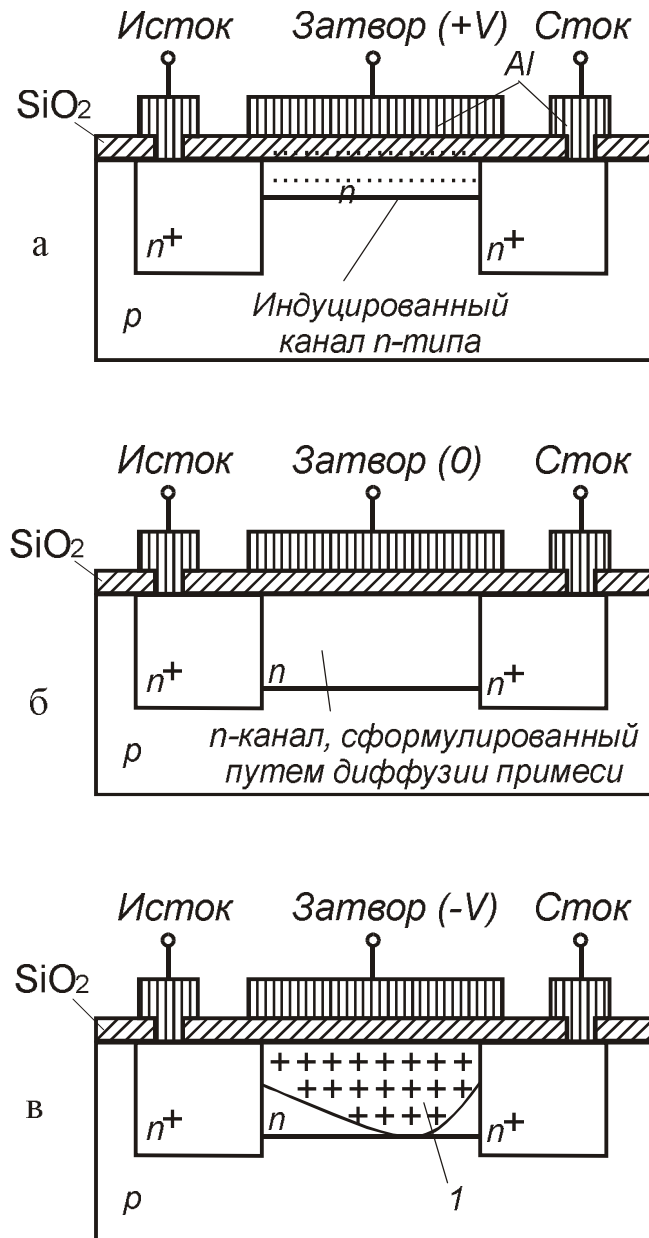


Рис. 2.6.47

В транзисторах с индуцированным каналом (рис. 2.6.47, а) на подложке n или p-типа методом диффузии создаются области истока и стока, не имеющие между собой соединения и с противоположным относительно подложки типом электропроводности. Поверхность подложки покрывается слоем диэлектрика

(двуокись кремния), на которую наносится металлический электрод, являющийся затвором. В результате получается структура металл-диэлектрик-полупроводник.

При напряжении на затворе относительно истока равном нулю и заданном напряжении между стоком и истоком ток в цепи стока ничтожно мал. Он представляет собой обратный ток р-п-перехода между подложкой и областью стока.

При положительном напряжении на затворе больше  $U_{з.и.пор.}$  в результате проникновения электрического поля через слой диэлектрика в полупроводник под затвором возникает инверсный слой, который является проводящим каналом между истоком и стоком:  $n^+ - n - n^+$ . С изменением напряжения на затворе изменяется концентрация носителей заряда в канале, а также поперечное сечение канала, в результате чего изменяется ток стока. Так как ток в цепи затвора очень мал, мала и мощность, потребляемая от источника сигнала в цепи затвора, необходимая для управления относительно большим током стока, это значит МДП-транзистор с индуцированным каналом работает в режиме обогащения канала носителями заряда.

В транзисторах со встроенным каналом (рис. 2.6.47, б) проводящий канал под затвором может быть сформирован на стадии изготовления транзистора. Тип проводимости канала противоположен типу подложки. Принцип действия и физические процессы в транзисторах с индуцированным и встроенным каналом одинаковы. Модуляция сопротивления проводящего канала МДП-транзистора со встроенным каналом (рис. 2.6.47, в) может происходить при изменении напряжения на затворе как положительной, так и отрицательной полярности. Такой транзистор может работать в режиме обогащения и в режиме обеднения канала носителями заряда. Эта особенность МДП-транзистора со встроенным каналом отражается на статических характеристиках.

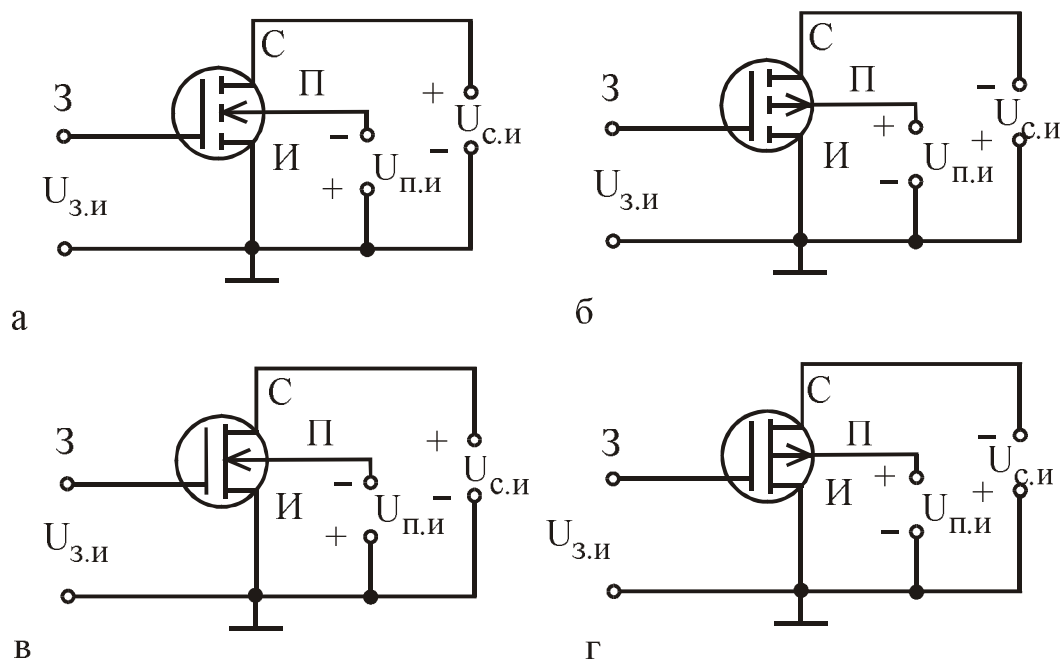


Рис. 2.6.48.

На рис. 2.6.48, а-г приведены схемы включения МДП-транзисторов с ОИ. Для транзисторов с индуцированными каналами цепь исток – сток изображается штриховой линией (рис. 2.6.48, а, б), а для транзисторов со встроенными каналами – сплошной (рис. 2.6.48, в, г). Для транзисторов с каналом п-типа стрелка направлена в сторону канала от подложки, для транзисторов с каналом р-типа направление стрелки противоположно.

### 2.6.27 Статические характеристики МДП-транзисторов

Выходные характеристики  $I_c = f(U_{c,и})$  при  $U_{з,и} = \text{const}$  с индуцированным и встроенным каналами приведены на рис. 2.6.49, а, б.

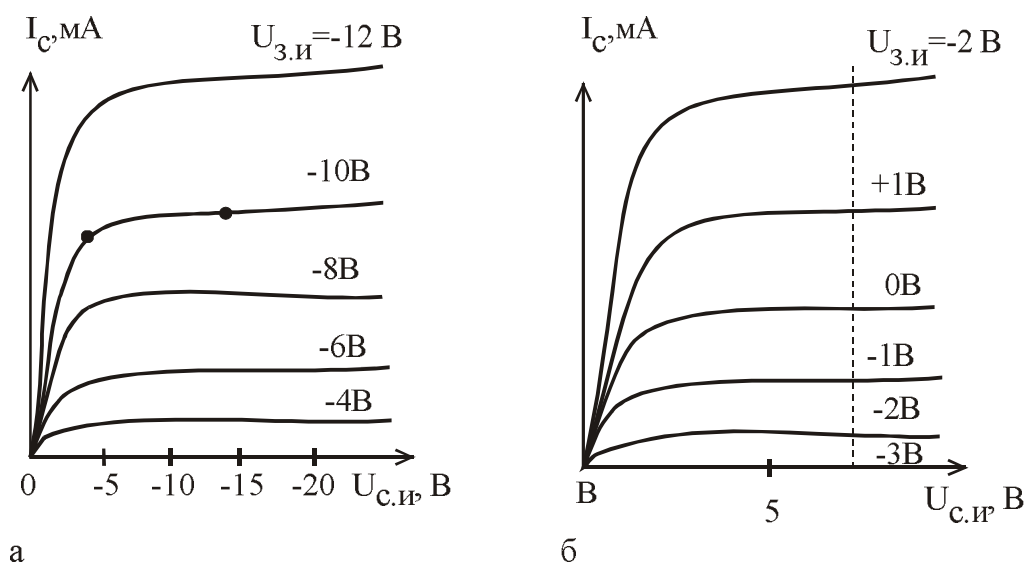


Рис. 2.6.49

По форме они напоминают аналогичные характеристики транзисторов с управляющим р-п-переходом.

При  $U_{c,и} = 0$  и  $U_{з,и} = U_{\text{пор}}$  тока в канале нет, и МДП-транзистор находится в состоянии равновесия. При малых напряжениях стока характеристики линейны, а канал представляет собой резистор, сопротивление которого уменьшается обратно пропорционально напряжению затвора. При определённом напряжении стока  $U_{c,и} = U_{c,и.нас}$  плотность заряда электронов в канале у стока становится очень малой – происходит перекрытие канала:

$$U_{c,и.нас} = U_{з,и} - U_{\text{пор}}. \quad (2.6.81)$$

Увеличение напряжения на затворе (по абсолютному значению) приведет к смещению выходных характеристик в область больших токов стока для транзисторов с индуцированным каналом (см. рис. 2.6.49, а). Полярность напряжения на затворе должна быть одинаковой с полярностью напряжения на стоке.

В МДП-транзисторах со встроенными каналами, как уже говорилось, проводящий канал может быть создан в результате диффузии примесей в при-

поверхностный слой подложки. Модуляция сопротивления канала может происходить при изменении напряжения на затворе как положительной, так и отрицательной полярности, т.е. МДП-транзистор со встроенным каналом может работать в режиме обогащения и обеднения канала носителями заряда, что отражается и на смещении выходных характеристик при изменении напряжения на затворе и его полярности (см. рис.2.6.49, б).

Статические характеристики передачи МДП-транзисторов с индуцированным и встроенным каналами описываются квадратичной зависимостью. Квадратичность сток-затворных характеристик объясняется тем, что ток стока пропорционален плотности заряда электронов в канале и напряжению на непокрытой части канала, равному  $U_{с.и.нас}$

$$I_c \approx (U_{з.и} - U_{пор})^2. \quad (2.6.82)$$

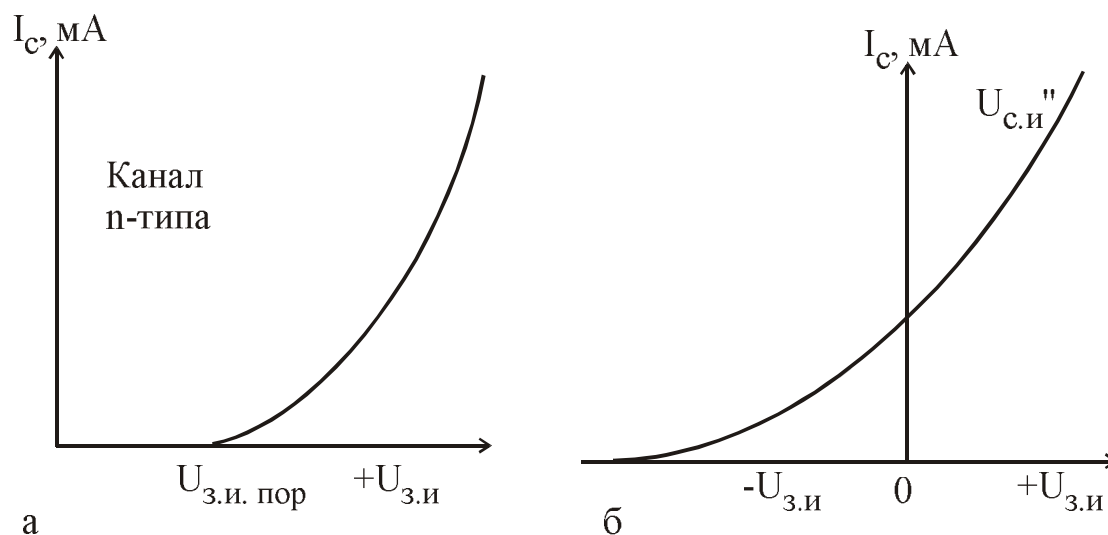


Рис. 2.6.50

В случае транзисторов с индуцированным каналом (рис. 2.6.50, а) при напряжении затвора, равном нулю, проводимость канала мала и ток стока равен обратному току р-п-перехода, т.е. пренебрежимо мал. При напряжении затвора, равном  $U_{з.и. пор}$ , происходит инверсия проводимости приповерхностного слоя и возникает проводящий канал. В выходной цепи появляется ток стока. С увеличением напряжения на стоке ток стока

У транзисторов со встроенным каналом (рис. 2.6.50, б) при нулевом напряжении затвора имеется определенная проводимость канала и соответствующий ток стока. В соответствии с принципом работы МДП-транзистора со встроенным каналом управление током стока возможно с помощью как положительного, так и отрицательного напряжения затвора. Сток-затворные характеристики выходят из точки на оси абсцисс, соответствующей напряжению отсечки  $U_{з.и. отс}$

## 2.6.28 Влияние температуры на вольт-амперные характеристики полевых транзисторов

Основными причинами изменения тока стока полевых транзисторов являются температурные зависимости подвижности носителей и контактной разности потенциалов в транзисторах с управляющим переходом, а также пороговое напряжение в МДП-транзисторах. Подвижность носителей заряда в канале уменьшается с ростом температуры, что приводит к уменьшению тока стока, а пороговое напряжение, уменьшаясь с ростом температуры, приводит к увеличению тока стока. Кроме этого, уменьшается и контактная разность потенциалов, что приводит также к увеличению тока стока. Таким образом, эти факторы оказывают на ток стока противоположное действие и могут скомпенсировать друг друга. Изменение тока стока с изменением температуры можно охарактеризовать температурным коэффициентом тока:

$$\text{TKI} = \frac{dI_c}{I_c \cdot dT}, \frac{\%}{\text{K}}. \quad (2.6.83)$$

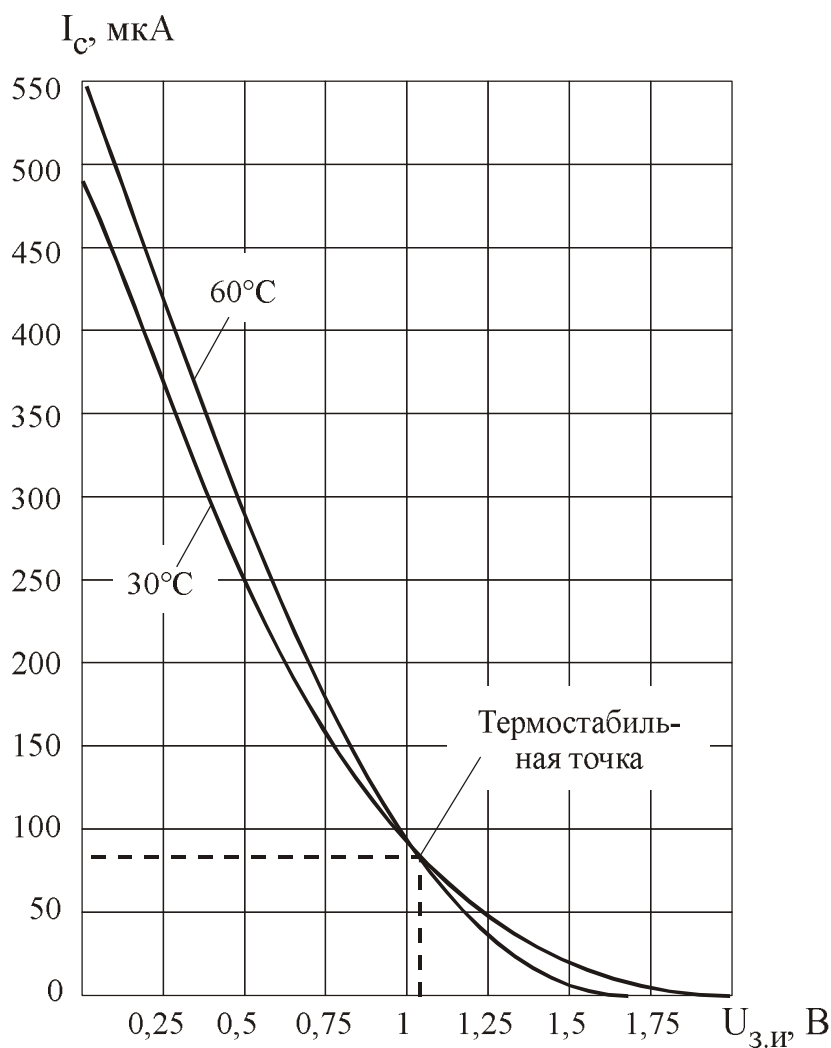


Рис. 2.6.51

Температурная зависимость передаточных характеристик показана на (рис. 2.6.51). Из характеристик видно, что в полевых транзисторах существует термостабильная точка, в которой ток стока не зависит от температуры. Величину тока стока в этой точке можно приближенно определить так:

$$I_A \approx \left( \frac{2T}{U_{отс}} \right)^2 \cdot I_{с\max}. \quad (2.6.84)$$

Ориентировочное положение термостабильной точки можно найти по формуле

$$U_{з.т} = U_{з.и.отс} - 0,65В. \quad (2.6.85)$$

Отмеченное свойство является большим преимуществом полевых транзисторов по сравнению с биполярными и позволяет создавать целый ряд электронных устройств с повышенной температурной стабильностью.

### 2.6.29. Дифференциальные параметры полевых транзисторов

Ток стока и ток затвора в полевых транзисторах зависят от напряжений на затворе и на стоке:

$$I_c = f(U_{з.и}, U_{с.и}); \quad I_z = f(U_{з.и}, U_{с.и}). \quad (2.6.86)$$

Запишем выражения полных дифференциалов токов:

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{з.и}} \cdot dU_{з.и} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{с.и}} \cdot dU_{с.и}; \quad (2.6.87)$$

$$dI_z = \frac{\partial I_z}{\partial U_{з.и}} \cdot dU_{з.и} + \frac{\partial I_z}{\partial U_{с.и}} \cdot dU_{с.и}. \quad (2.6.88)$$

Частные производные, имеющие размерности проводимостей, принимают в качестве Y-параметров.

В режиме короткого замыкания по переменному току на входе и выходе их можно записать:

$$S = Y_{21} = \frac{dI_c}{dU_{з.и}} \text{ при } dU_{с.и} = 0 \text{ — проводимость прямой передачи или кру-$$

тизна сток-затворной характеристики.

Она характеризует управляющее действие затвора и численно равна величине изменения тока стока при изменении напряжения затвора на 1В.

Из выражения передаточной характеристики получим

$$S = \frac{2I_{с\max}}{U_{отс}} \left( 1 - \frac{U_{з.и}}{U_{отс}} \right) = \frac{2}{3R_{к0}} \left( 1 - \frac{U_{з.и}}{U_{отс}} \right), \quad (2.6.89)$$

т.е. крутизна обратно пропорциональна сопротивлению канала.

Учитывая, что  $R_{к0} = \frac{\rho \cdot l}{hw}$ , следует, что для получения высокой крутизны необходимо использовать короткий и широкий канал. При прочих равных ус-

ловиях крутизна в n-полевых транзисторах выше, чем в p-канальных из-за большей подвижности электронов.

$$Y_{22} = \frac{dI_c}{dU_{c,и}} \text{ при } dU_{з,и} = 0 - \text{выходная проводимость транзистора.}$$

Вместо выходной проводимости на практике часто используется обратная величина

$$R_i = \frac{1}{Y_{22}}, \text{ называемая дифференциальным (внутренним) сопротивлением транзистора.}$$

Наименьшее значение  $R_i$  соответствует крутым участкам выходных характеристик. На пологих участках сопротивление  $R_i$  возрастает, что обусловлено эффектом модуляции длины канала. Оно составляет десятки и сотни килоом.

$$Y_{11} = \frac{dU_{з,и}}{dI_з} \text{ при } dU_{c,и} = 0 - \text{входная проводимость, или обратная величина}$$

$$R_{вх} = \frac{1}{Y_{11}}. \text{ Ток затвора - обратный ток, создаваемый неосновными носителями}$$

через p-n-переход, мал (порядка  $10^{-9}$  А), поэтому входное сопротивление  $R_{вх}$  очень высокое (порядка нескольких мегаом); мала также и входная емкость.

$$Y_{12} = \frac{dI_з}{dU_{c,и}} \text{ при } dU_{з,и} = 0 - \text{проводимость обратной передачи.}$$

Так как  $I_з \approx 0$ ,  $Y_{12} = 0$ .

Для оценки усилительных свойств полевого транзистора вводится коэффициент усиления по напряжению, учитывающий относительное влияние напряжения стока и затвора на ток стока:

$$\mu = \frac{dU_c}{dU_{з,и}} \text{ при } I_c = \text{const.} \quad (2.6.89)$$

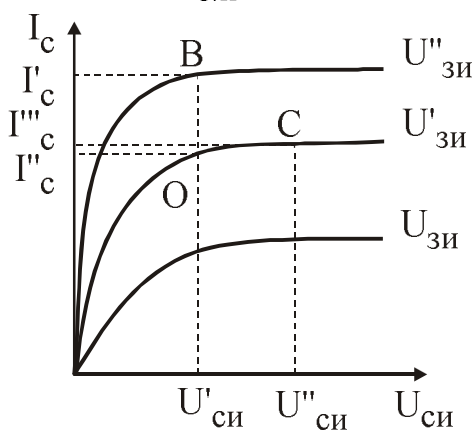


Рис. 2.6.52

По найденным значениям  $S$  и  $R_i$  можно определить коэффициент усиления:

$$\mu = SR_i. \quad (2.6.90)$$

Величина  $\mu$  достигает нескольких сотен.

На рис. 4.13 показан пример определения дифференциальных параметров по выходным характеристикам.

В общем случае все  $Y$ -параметры являются комплексными.

На низких частотах, когда влиянием реактивных элементов можно пренебречь,  $Y$ -параметры становятся вещественными величинами.

Заменяя дифференциальные приращения их конечно разностными величинами, можно определить указанные параметры в заданной точке на характеристике:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{зи}} = \frac{I''_c - I'_c}{U''_{зи} - U'_{зи}} \Big|_{U_{си} = \text{const}}; \quad (2.6.91)$$

$$R_i = \frac{\Delta U_{си}}{\Delta I_c} = \frac{U''_{си} - U'_{си}}{I''_c - I'_c} \Big|_{U_{зи} = \text{const}}. \quad (2.6.92)$$

### 2.6.30. Частотные свойства полевых транзисторов и эквивалентные схемы

Частотные свойства полевых транзисторов обусловлены в основном влиянием междуэлементарных емкостей и распределенных сопротивлений канала, истока и стока. К ним относятся:

емкость затвор – исток, определяющая реактивную составляющую входного тока;

емкость затвор – сток, создающая цепь обратной связи выходной и входной цепей, ограничивающая устойчивость усиления на высоких частотах;

емкость сток – исток или сток – подложка, обуславливающая реактивную составляющую выходного тока.

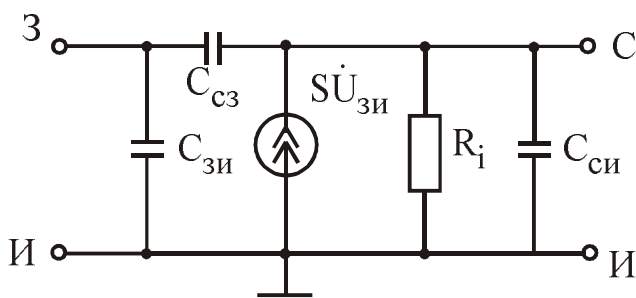


Рис. 2.6.53

С учетом влияния этих элементов можно представить упрощенную эквивалентную схему полевого транзистора (рис. 2.6.53). Генератор тока отражает усилительные свойства транзистора.  $SU_{зи}$  Внутреннее сопротивление  $R_i$  характеризует воздействие стока на ток стока. Сопротивление истока и стока составляют доли ом или

единицы ом и ими можно пренебречь.

Крутизна транзистора зависит от частоты входного сигнала, уменьшаясь с ростом частоты:

$$|S| = \frac{S_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_s}\right)^2}}, \quad (2.6.93)$$

где  $S_0$ -значение крутизны на низкой частоте.

При  $f=f_s$  крутизна  $S = \frac{S_0}{\sqrt{2}}$ . Частота  $f_s$  называется предельной частотой крутизны.

Внутреннее сопротивление  $R_i$  ввиду того, что длина канала мала, можно считать независимым от частоты.

### 2.6.31. Работа полевого транзистора в режиме усиления

При использовании полевого транзистора в режиме усиления, он может быть включен по схеме с ОИ, ОС, ОЗ.

Рассмотрим работу усилительного каскада на полевом транзисторе в схеме с ОИ (рис. 4.15).

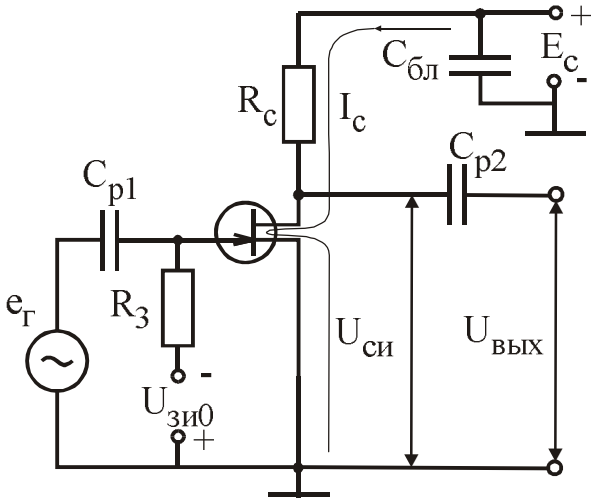


Рис. 2.6.54

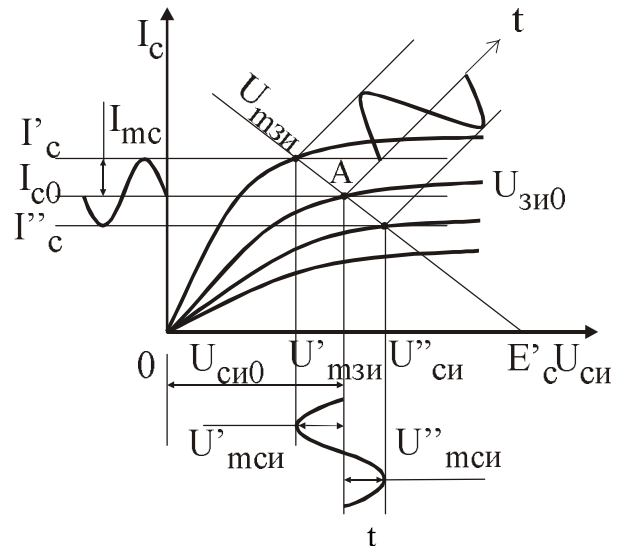


Рис. 2.6.55

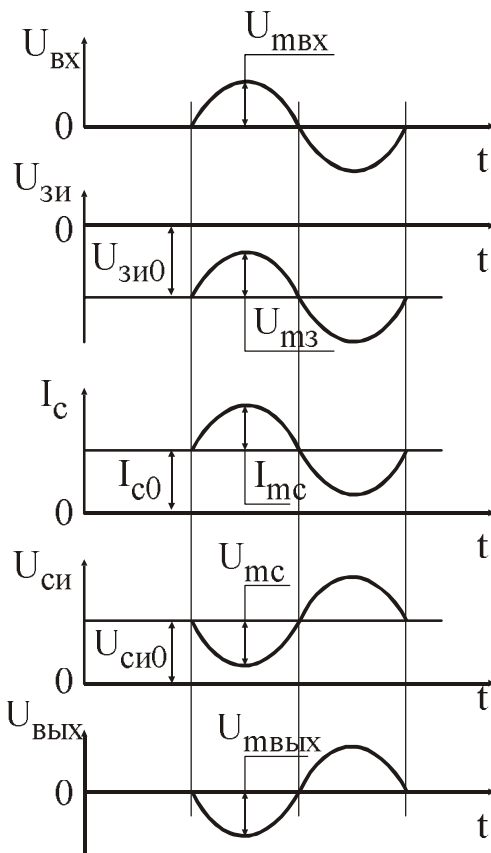


Рис. 2.6.56

Так же как в усилителе, на БТ во входной цепи включается источник переменного сигнала  $U_{вх} = U_{мз} \cdot \sin \omega t$ . Положение рабочей точки А обеспечивается напряжением смещения. Для обеспечения смещения в цепь затвора включается сопротивление  $R_3$ . В цепь стока включается нагрузка  $R_c$ . Построение нагрузочных характеристик и выбор рабочей точки аналогичны, как и в случае биполярного транзистора (рис. 2.6.55). Диаграммы, иллюстрирующие процесс усиления, приведены на(рис. 2.6.56).

Когда  $U_{вх} = 0$ , напряжение на стоке  $U_{с.и0} = E_c - I_{c0} \cdot R_c$ . При подаче на вход синусоидального сигнала напряжение на затворе будет  $U_{з.и} = -U_{з.и0} + U_{мз} \cdot \sin \omega t$ . В результате будут изменяться ток стока  $i_c = I_{c0} - I_{mc} \cdot \sin \omega t$  и напряжение на стоке  $U_{с.и0} = E_c - I_{c0} \cdot R_c - I_{mc} \cdot R_c \cdot \sin \omega t$ .

Основные параметры режима усиления:

- рабочая крутизна:

$$S_p = \left. \frac{dI_c}{dU_{з.и}} \right|_{R_c = \text{const}} ; \quad (2.6.94)$$

- коэффициент усиления по напряжению:

$$K_u = \left. \frac{dU_R}{dU_{з.и}} \right|_{R_c = \text{const}} ;$$

- выходная мощность:

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \cdot dI_c \cdot dU_{RC}.$$

Вычисление рабочих параметров с помощью нагрузочных характеристик иллюстрируется на рис. 2.6.56.

Определив амплитуды тока и напряжений, запишем:

$$S_p = \frac{dI_{mc}}{dU_{m з.и}}. \quad (2.6.95)$$

$$K_u = \frac{dU_{m с.и}}{dU_{m з.и}}. \quad (2.6.96)$$

$$P_{\text{вых}} = \frac{1}{2} \cdot dI_{mc} \cdot dU_{m с.и}. \quad (2.6.97)$$

Рабочие параметры ПТ можно выразить через статические  $S$ -,  $R_i$ -,  $\mu$ -параметры. Продифференцируем выражение тока стока  $I_c = f(U_{зи}, U_{си})$ :

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{з.и}} \cdot dU_{з.и} + \frac{\partial I_c}{\partial U_{с.и}} \cdot dU_{с.и}.$$

$$U_{с.и} = E_c - I_c \cdot R_c; \quad dU_{с.и} = -R_c \cdot dI_c.$$

$$dI_c = \frac{\partial I_c}{\partial U_{з.и}} \cdot dU_{з.и} - \frac{\partial I_c}{\partial U_{с.и}} \cdot R_c dI_c,$$

$$dI_c = S \cdot dU_{з.и} - \frac{R_c dI_c}{R_i}; \quad dI_c \cdot \left(1 + \frac{R_c}{R_i}\right) = S \cdot dU_{з.и}.$$

Отсюда:

$$S_p = \frac{dI_c}{dU_{з.и}} = \frac{S}{1 + \frac{R_c}{R_i}}, \quad (2.6.98)$$

$$K_u = \frac{dU_{R_c}}{dU_{з.и}} = -\frac{R_c \cdot dI_c}{dU_{з.и}} = -\frac{\mu}{1 + \frac{R_i}{R_c}} = S_p \cdot R_c, \quad (2.6.99)$$

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{2} \cdot dI_{\text{м с}} \cdot dU_{\text{м с.и}} = \frac{1}{2} \cdot S_p^2 \cdot U_{\text{м з.и}}^2 \cdot R_c. \quad (2.6.100)$$

Максимальная амплитуда напряжения затвора должна быть меньше напряжения отсечки с целью уменьшения искажений:

$$U_{\text{м з.и}} \leq \frac{U_{\text{отс}}}{2}, \text{ тогда } P_{\text{ВЫХ}} = \frac{1}{8} \cdot S_p^2 \cdot U_{\text{отс}}^2 \cdot R_c. \quad (2.6.101)$$

Отсюда следует, что для получения высокой выходной мощности необходимо иметь транзистор с высокой крутизной и большим напряжением отсечки.

Полевые транзисторы широко используют и в импульсном (ключевом) режиме. Анализ показывает, что для повышения быстродействия ключа необходимо увеличивать удельную крутизну транзистора (за счет уменьшения длины канала), снижать пороговое напряжение и выходную емкость. В настоящее время наибольшее применение находят транзисторы с изолированным затвором, благодаря внедрению микроэлектроники. МДП-транзисторы широко используются в кремниевых интегральных схемах, особенно в сверхбольших интегральных схемах (СБИС), микропроцессорах, микроЭВМ, электронных калькуляторах, запоминающих устройствах большой информационной емкости, в электронных часах, а также в медицинской электронике и др.

Мощные МДП-транзисторы применяют в переключающих схемах. Транзисторы с управляющим переходом металл – полупроводник на GaAs используются для создания сверхскоростных цифровых интегральных схем и в СВЧ-устройствах.

Транзисторы с управляющим переходом на кремнии используют в основном как низкочастотные дискретные приборы.