

### 3. ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

#### 3.1. Общие сведения о биполярном транзисторе

Биполярным транзистором называется электропреобразовательный полупроводниковый прибор, имеющий в своей структуре два взаимодействующих р-п-перехода и три внешних вывода, и предназначенный, в частности, для усиления электрических сигналов. Термин "биполярный" подчеркивает тот факт, что принцип работы прибора основан на взаимодействии с электрическим полем частиц, имеющих как положительный, так и отрицательный заряд, - дырок и электронов. В дальнейшем для краткости будем его называть просто - транзистором.

Плоская одномерная структура транзистора приведена на рис. 3.1. Как видно из рисунка, транзистор имеет три области полупроводника, причем две крайние области имеют одинаковый тип электропроводности, а средняя область - противоположный. Структура, приведенная на рисунке, называется **п-р-п-структурой**, а сам транзистор - **п-р-п-транзистором**. Области структуры транзистора имеют внешние выводы, называемые его электродами, с помощью которых транзистор включается в электрическую схему.

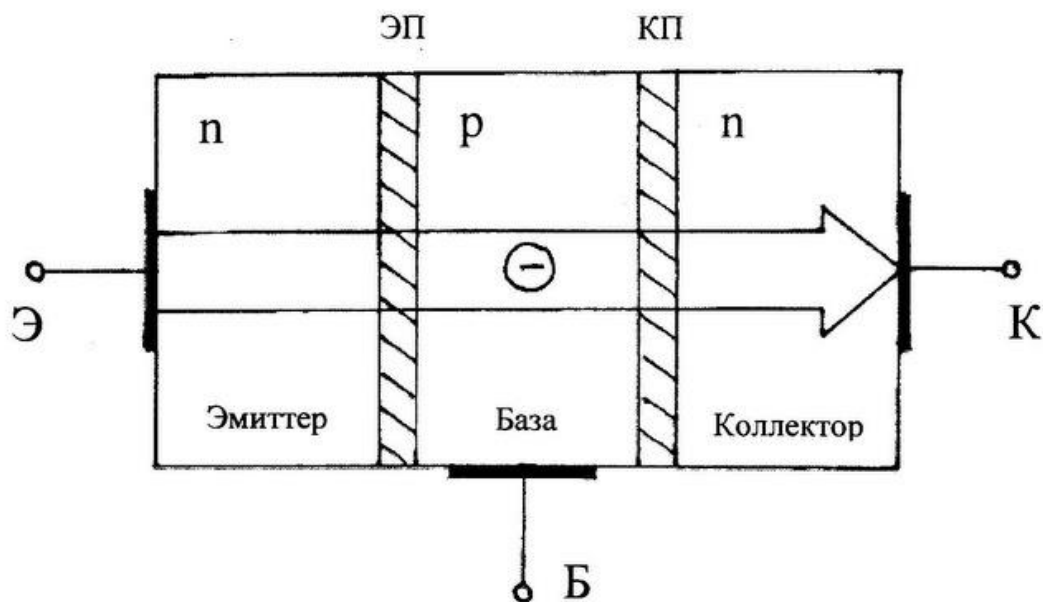


Рис. 3.1. Плоская одномерная структура биполярного транзистора.

На рис. 3.2 приведена реальная структура п-р-п-транзистора, выполненного по диффузионной технологии. Структура транзистора формируется в тонкой полупроводниковой пластине, называемой подложкой. Одна из крайних областей транзистора, имеющая наименьшие размеры, называется эмиттером (Э). Она предназначена для создания сильного потока основных носителей заряда (в данном случае электронов), пронизывающего всю структуру прибора (показан на рис. 3.1 и рис 3.2). Поэтому эмиттер характеризуется очень высокой степенью легирования ( $N_{ДЭ} = 10^{18} \dots 10^{19} \text{ см}^{-3}$ ). Другая крайняя область транзистора, называемая коллектором (К),

предназначена для **собираения потока носителей**, создаваемого эмиттером. Поэтому **коллектор имеет наибольшие размеры** среди электродов транзистора. Легируется коллектор значительно слабее эмиттера. Средняя область транзистора называется **базой (Б)**. Она предназначена для **управления потоком носителей**, движущихся из эмиттера в коллектор. Для уменьшения потерь электронов на рекомбинацию с дырками в базе ее ширина  $W_B$  делается **очень маленькой** ( $W_B \ll L_n$ ), а степень легирования - **низкой** - на 2...3 порядка ниже, чем у эмиттера ( $N_{AB} \ll N_{ДЭ}$ ).

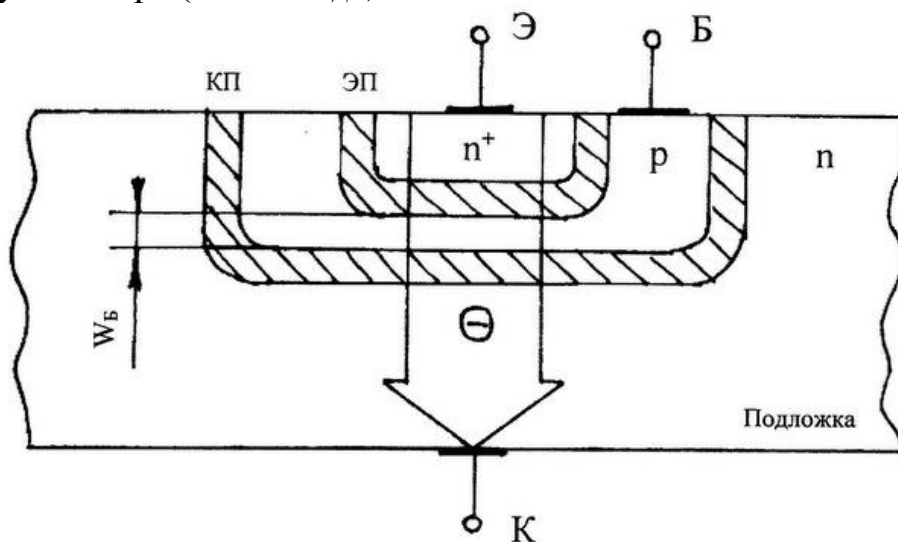


Рис. 3.2. Структура n-p-n-транзистора, выполненного по диффузионной технологии.

Между электродами транзистора образуются **p-n-переходы**. Переход, разделяющий эмиттер и базу, называется **эмиттерным переходом (ЭП)**, а переход, разделяющий базу и коллектор, - **коллекторным переходом (КП)**. С учетом резкой асимметрии эмиттерного перехода ( $N_{ДЭ} \gg N_{AB}$ ) он характеризуется **односторонней инжекцией**: поток электронов, инжектируемых из эмиттера в базу, значительно превосходит встречный поток дырок, инжектируемых из базы в эмиттер.

В зависимости от того, в каких состояниях находятся переходы транзистора, различают режимы его работы. Поскольку в транзисторе имеется два перехода (эмиттерный и коллекторный), и каждый из них может находиться в двух состояниях (открытом и закрытом), различают четыре режима работы транзистора. Основным режимом является **активный режим**, при котором **эмиттерный переход находится в открытом состоянии, а коллекторный - в закрытом**. В этом режиме транзисторы работают в усилительных схемах. Помимо активного, выделяют **инверсный режим**, при котором **эмиттерный переход закрыт, а коллекторный - открыт**, **режим насыщения**, при котором **оба перехода открыты**, и **режим отсечки**, при котором **оба перехода закрыты**.

Наряду с транзисторами n-p-n-структуры, существуют транзисторы симметричной ей **p-n-p-структуры**, в которых используется **поток дырок**. Условные обозначения n-p-n- и p-n-p-транзисторов, используемые в электрических схемах, приведены на рис. 3.3. Стрелка на выводе эмиттера

показывает направление эмиттерного тока в активном режиме. Круг, обозначающий корпус дискретного (выполненного в отдельном корпусе) транзистора, в изображении бескорпусных транзисторов (входящих в состав интегральных микросхем) не используется. Принцип работы n-p-n- и p-n-p-транзисторов одинаков, а полярности напряжений между их электродами и направления токов в цепях электродов противоположны. В современной электронике наибольшее распространение получили транзисторы n-p-n-структуры, которые, благодаря более высоким значениям подвижности и коэффициента диффузии электронов по сравнению с дырками ( $\mu_n > \mu_p$ ;  $D_n > D_p$ ), обладают бо'льшим усилением и меньшей инерционностью, чем транзисторы p-n-p-структуры. Поэтому ниже рассматриваются именно n-p-n-транзисторы.

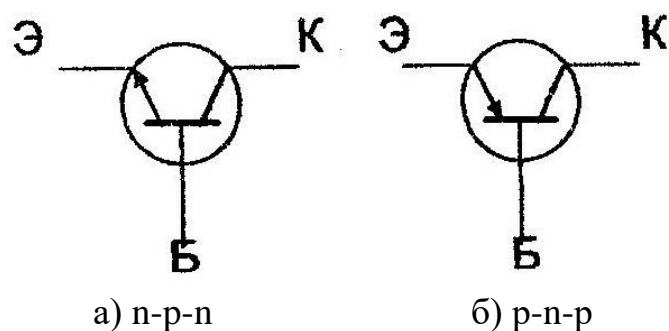


Рис. 3.3. Изображение биполярного транзистора в электрических схемах.

В большинстве электрических схем транзистор используется в качестве четырехполюсника, то есть устройства, имеющего два входных и два выходных вывода. Поскольку транзистор имеет только три вывода, для его использования в качестве четырехполюсника необходимо один из выводов транзистора сделать общим для входной и выходной цепей. Соответственно различают три схемы включения транзистора: **схемы с общей базой (ОБ), общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК)**. На рис. 3.4 показаны полярности напряжений и направления токов, соответствующие активному режиму в указанных схемах включения транзистора. Следует отметить, что токи транзистора обозначаются одним индексом, соответствующим названию электрода, во внешней цепи которого протекает данный ток, а напряжения между электродами обозначаются двумя индексами, причем вторым указывается индекс, соответствующий названию общего электрода (см. рис. 3.4).

В схеме с общей базой (см. рис. 3.4, а) входной цепью является цепь эмиттера, а выходной - цепь коллектора. Приведенные на рисунке полярности напряжений ( $u_{ЭБ} < 0$ ;  $u_{КБ} > 0$ ) обеспечивают открытое состояние эмиттерного перехода и закрытое состояние коллекторного перехода, что соответствует активному режиму работы транзистора.

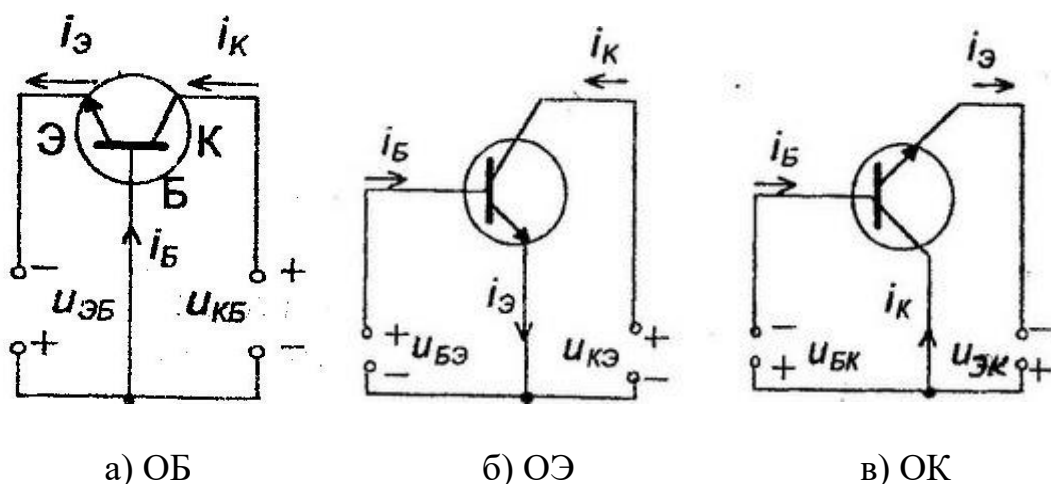


Рис. 3.4. Схемы включения биполярного транзистора.

В схеме с **общим эмиттером** (см. рис. 3.4, б) **входной цепью является цепь базы, а выходной - цепь коллектора**. В схеме ОЭ напряжение  $U_{БЭ} > 0$  прикладывается к эмиттерному переходу и отпирает его. Напряжение  $U_{КЭ}$  распределяется между обоими переходами:  $U_{КЭ} = U_{КБ} + U_{БЭ}$ . Для того, чтобы коллекторный переход был закрыт, необходимо  $U_{КБ} = U_{КЭ} - U_{БЭ} > 0$ , что обеспечивается при  $U_{КЭ} > U_{БЭ} > 0$ .

В схеме с **общим коллектором** (см. рис.3.4, в) **входной цепью является цепь базы, а выходной - цепь эмиттера**.

**Физические процессы в транзисторе от схемы включения не зависят.** Действительно, если в разных схемах включения задать одинаковые напряжения между электродами, то токи транзистора во всех схемах будут одинаковы. Однако **усилительные, частотные и другие свойства транзистора в указанных схемах включения оказываются различными.**

**Различие усилительных свойств определяется в основном тем, как в каждой схеме соотносятся между собой величины входного и выходного токов и входного и выходного напряжений.** Так в **схеме ОБ** входной и выходной токи создаются одним и тем же сквозным потоком электронов (см. рис. 3.1 и 3.2), поэтому **усиления по току эта схема не обеспечивает**. С другой стороны, входное напряжение, отпирающее эмиттерный переход невелико (доли вольта), а выходное напряжение, приложенное к запертому коллекторному переходу, может быть очень велико (десятки-сотни вольт). Поэтому **схема ОБ обеспечивает усиление сигнала по напряжению**. В **схеме ОЭ** входным является маленький ток базы, определяемый в основном эффектом рекомбинации электронов с дырками в базе, а выходным током является ток коллектора, создаваемый сильным сквозным потоком электронов. Поэтому **наряду с усилением по напряжению схема ОЭ обеспечивает усиление сигнала по току**. Соответственно **усиление по мощности в ней оказывается выше, чем в схемах ОБ и ОК, которая обеспечивает усиление только по току.**

Более высокие усилительные свойства схемы ОЭ определяет более широкое ее использование по сравнению с другими схемами. В дальнейшем при

анализе процессов, протекающих в транзисторе, будем рассматривать его в схеме с общим эмиттером.

### 3.2. Активный режим работы биполярного транзистора

На рис. 3.5 представлена плоская одномерная структура транзистора, включенного по схеме ОЭ. Показанные на рисунке полярности напряжений обеспечивают **активный режим** работы транзистора. Для простоты анализа пренебрежем падением напряжения на областях эмиттера, базы и коллектора и будем считать, что внешние напряжения целиком прикладываются к переходам транзистора. В этом случае к эмиттерному переходу прикладывается **прямое напряжение**  $U_{ЭП} = U_{БЭ} > 0$ , а к коллекторному – **обратное напряжение**  $U_{КП} = U_{КЭ} - U_{БЭ} > 0$ , что обеспечивается, как отмечалось выше (см. разд. 3.1) при  $U_{КЭ} > U_{БЭ} > 0$ .

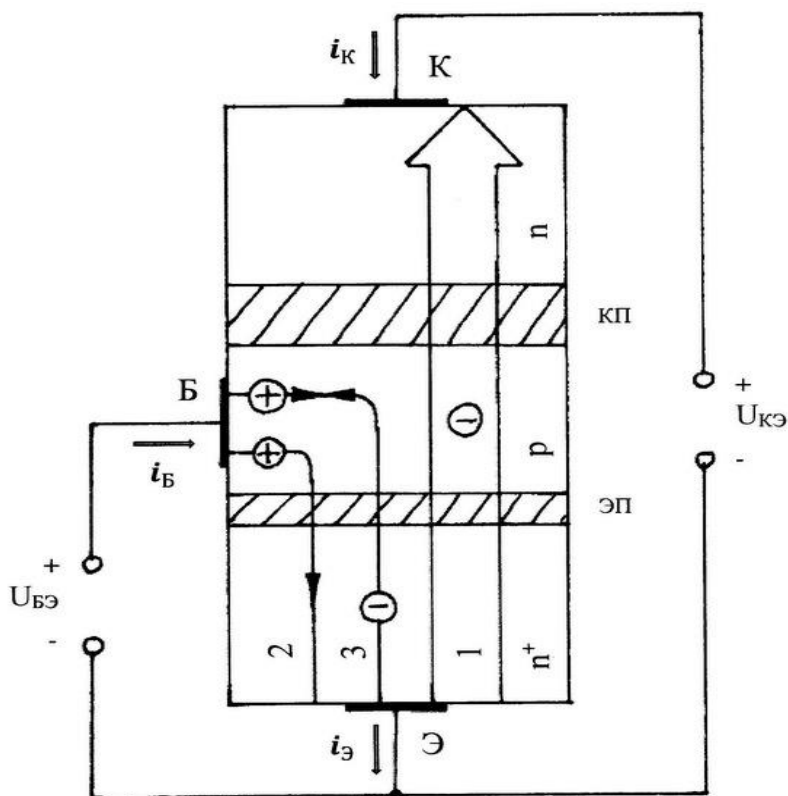


Рис. 3.5. Плоская одномерная структура транзистора, включенного по схеме ОЭ.

При подаче прямого напряжения на эмиттерный переход потенциальный барьер в нем снижается, и происходит инжекция электронов из эмиттера в базу (поток 1 на рис.3.5) и дырок из базы в эмиттер (поток 2). В результате инжекции концентрация электронов (неосновных носителей) на границе базы и эмиттерного перехода резко возрастает по сравнению с их концентрацией в глубине базы, вследствие чего электроны диффундируют к коллекторному переходу. Часть электронов в процессе движения в базе рекомбинирует с дырками (основными носителями заряда) и до

коллекторного перехода на доходит. Эти электроны составляют поток 3 на рис. 3.5. Потери дырок на их рекомбинацию с электронами восполняются их потоком из внешней цепи через вывод базы (также показан на рис. 3.5).

Дошедшие до коллекторного перехода электроны (как неосновные носители заряда) не встречают в нем потенциального барьера, и все экстрагируются в коллектор. Таким образом в активном режиме всю структуру транзистора от эмиттера до коллектора пронизывает мощный сквозной поток электронов. Протекание его определяется тремя процессами – инжекцией (через эмиттерный переход), диффузией (через базу) и экстракцией (через коллекторный переход). Этот поток создает в цепях эмиттера и коллектора токи  $i_{\text{э}}$  и  $i_{\text{к}}$ , направленные навстречу движению электронов. Именно этот сквозной поток обеспечивает усилительные свойства транзистора и поэтому считается единственным полезным потоком в его структуре. Потоки 2 и 3 в усилении не участвуют, поэтому для того, чтобы усилительные свойства были высокими, необходимо чтобы указанные потоки были значительно слабее сквозного потока 1. С этой целью, как отмечалось в п. 3.1, база делается очень тонкой ( $W_{\text{б}} \ll L_n$ ) и легируется гораздо слабее эмиттера ( $N_{\text{АБ}} \ll N_{\text{ДЭ}}$ ).

Следует также подчеркнуть, что рассмотренный сквозной поток электронов и, соответственно, токи эмиттера и коллектора очень эффективно управляются входным напряжением  $u_{\text{БЭ}}$ . В первом приближении ток коллектора можно определить по известной формуле (2.5)

$$i_{\text{к}} = I_0 \exp(u_{\text{БЭ}}/u_{\text{Т}}), \quad (3.1)$$

где  $I_0 = qS (D_n n_p / W_{\text{б}})$  - тепловой ток транзистора (в зарубежной литературе называемый током насыщения). Этот ток аналогичен электронной составляющей теплового тока изолированного р-п-перехода с тонкой базой.

Связанные со встречной инжекцией дырок и рекомбинацией электронов в базе потоки 2 и 3 замыкаются через вывод базы и создают в нем ток  $i_{\text{б}}$ . Для связи тока базы с током коллектора вводится статический коэффициент передачи тока базы  $\beta = i_{\text{к}}/i_{\text{б}}$ . Поскольку ток базы очень мал (по сравнению с током коллектора)  $\beta \gg 1$ . В реальных транзисторах  $\beta = 50 \dots 350$  и выше. Ток базы является входным током в схеме ОЭ, а ток коллектора – выходным, соответственно коэффициент  $\beta$  определяет величину коэффициента усиления по току в этой схеме.

В схеме ОБ входным током является ток эмиттера, а выходным – ток коллектора. Для их связи вводится статический коэффициент передачи тока эмиттера  $\alpha = i_{\text{к}}/i_{\text{э}}$ . Поскольку часть электронов, инжектируемых из эмиттера, до коллектора не доходит  $i_{\text{к}} < i_{\text{э}}$ , и, соответственно  $\alpha < 1$ . В реальных транзисторах  $\alpha = 0,98 \dots 0,995$ . Таким образом, схема ОБ действительно не обеспечивает усиления по току.

Коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  связаны между собой формулами

$$\alpha = \beta / (1 + \beta); \quad (3.2)$$

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha) \cdot \quad (3.3)$$

В том случае, когда входной ток транзистора поддерживается постоянным (при питании входной цепи от источника заданного тока), для расчета выходного тока  $i_K$  можно использовать формулы

$$i_K = \beta i_B - \text{ для схемы ОЭ}; \quad (3.4)$$

$$i_K = \alpha i_E - \text{ для схемы ОБ}. \quad (3.5)$$

Запишем также важные соотношения для тока эмиттера

$$i_E = i_K + i_B; \quad i_E = i_K / \alpha; \quad i_E = i_B (\beta + 1). \quad (3.6)$$

Следует заметить, что при обратном напряжении на коллекторном переходе через него протекает обратный ток генерационной природы (см. выше, п. 2.3). Однако **в кремниевых транзисторах величина этой генерационной составляющей тока и величина теплового тока коллекторного перехода пренебрежимо малы** по сравнению с током, который создает сквозной поток электронов.

Теперь рассмотрим **влияние коллекторного напряжения  $u_{KЭ}$  на токи в цепях электродов транзистора**. Поскольку в активном режиме коллекторный переход заперт, и как уже отмечалось все достигшие его электроны экстрагируются его полем в коллектор, в первом приближении ток коллектора не должен зависеть от величины  $u_{KЭ}$ . Однако, такая зависимость есть, она определяется **эффектом Эрли (эффектом модуляции ширины базы)**. Суть этого эффекта заключается в **изменении ширины базы при изменении напряжения на коллекторном переходе**. Как отмечалось в п. 2.3, при увеличении обратного напряжения на коллекторном переходе его ширина увеличивается. При этом переход расширяется преимущественно в сторону базы, как более слабо легированного по сравнению с коллектором электрода, в результате чего ширина базы уменьшается. **Сужение базы приводит к некоторому увеличению токов эмиттера и коллектора и уменьшению тока базы**. Влияние эффекта Эрли на токи транзистора учитывается эмпирически. Для этого в формулу (3.1) вводится соответствующий сомножитель

$$i_K = I_0 (1 + u_{KЭ} / U_A) \exp (u_{БЭ} / u_T), \quad (3.7)$$

где  $U_A$  - **напряжение Эрли** (положительная величина, достигающая десятков вольт).

Следует подчеркнуть, что **влияние выходного напряжения  $u_{KЭ}$  на токи в цепях электродов транзистора**, и прежде всего на его выходной ток  $i_K$ , оказывается **в сотни раз слабее, чем влияние входного напряжения  $u_{БЭ}$** . Таким образом **в активном режиме ток  $i_K$ , создаваемый источником питания в коллекторной цепи, очень эффективно управляется малым входным напряжением**. Это позволяет преобразовать энергию источника питания в энергию усиленного сигнала, и таким образом реализовать усиление сигнала.

Для расчета токов в активном режиме можно использовать простейшую эквивалентную схему транзистора, приведенную на рис. 3.6. Здесь резистор

$r_{кэ}$ , отражающий влияние эффекта Эрли, следует учитывать только при большой величине сопротивления нагрузки.

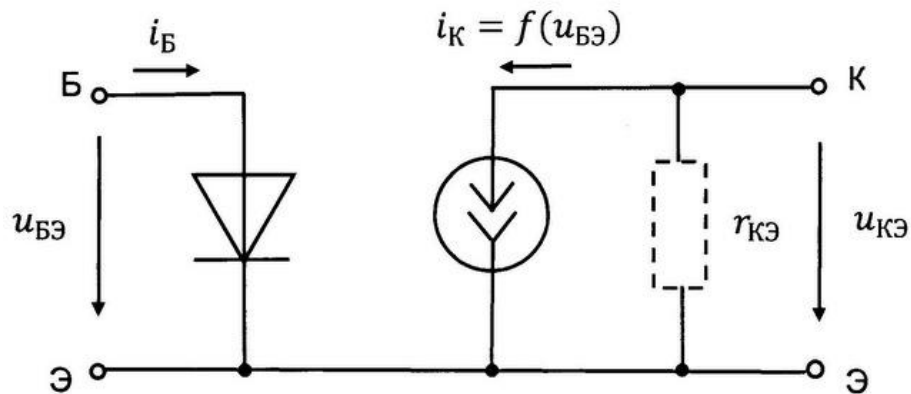


Рис. 3.6. Простейшая эквивалентная схема биполярного транзистора в активном режиме.

### 3.3. Усиление электрических сигналов с помощью биполярного транзистора

В п. 3.2 было показано, что **работающий в активном режиме биполярный транзистор позволяет преобразовать энергию источника питания в энергию сигнала и получать таким образом усиление электрических сигналов.** Упрощенная схема усилительного каскада приведена на рис. 3.7. В этой схеме **входной сигнал вводится в базовую цепь. В коллекторную цепь**

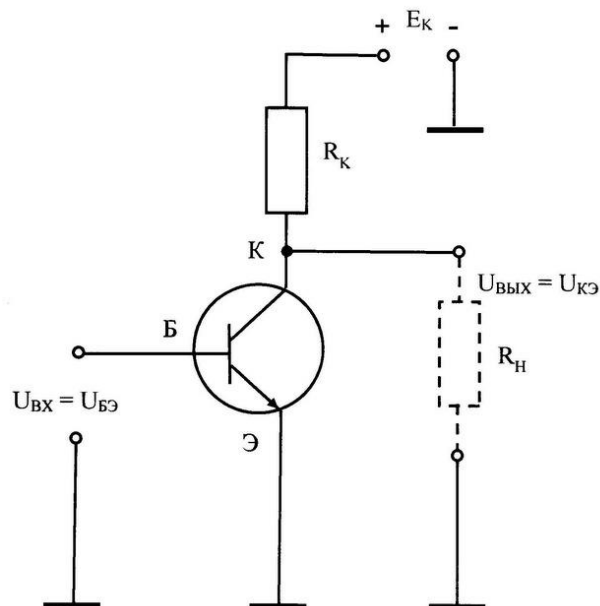


Рис. 3.7. Упрощенная схема усилительного каскада на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ.

**включается резистор  $R_K$ . Резистор  $R_H$ , моделирующий сопротивление полезной нагрузки каскада, включается между выводом коллектора и**



землей – см. рис. 3.7. В многокаскадных схемах в качестве полезной нагрузки выступает входное сопротивление следующего усилительного каскада. С учетом того, что полюса источника питания  $E_K$  шунтируются конденсатором большой емкости, резисторы  $R_K$  и  $R_H$ , а также структура транзистора, по переменному току оказываются включены параллельно. Заметим в этой связи, что резистор  $R_K$  предотвращает замыкание переменной составляющей тока коллектора на землю. В тех случаях, когда рассматриваемый каскад является окончательным (выходным) каскадом усилителя, его полезная нагрузка (динамик, светодиод, обмотка реле и т.п.) включается в коллекторную цепь вместо резистора  $R_K$ . Для простоты анализ процессов в усилительном каскаде будем проводить в режиме холостого хода на выходе ( $R_H = \infty$ ).

В схеме, приведенной на рис. 3.7, напряжение источника коллекторного питания  $E_K$  распределяется между резистором  $R_K$  и структурой транзистора. В этом случае напряжение между коллектором и эмиттером можно определить по формуле

$$u_{кэ} = E_K - i_K R_K. \quad (3.8)$$

Выражая значение тока  $i_K$  из (3.1) получаем

$$u_{кэ} = E_K - I_0 \exp(u_{бэ}/u_T) R_K. \quad (3.9)$$

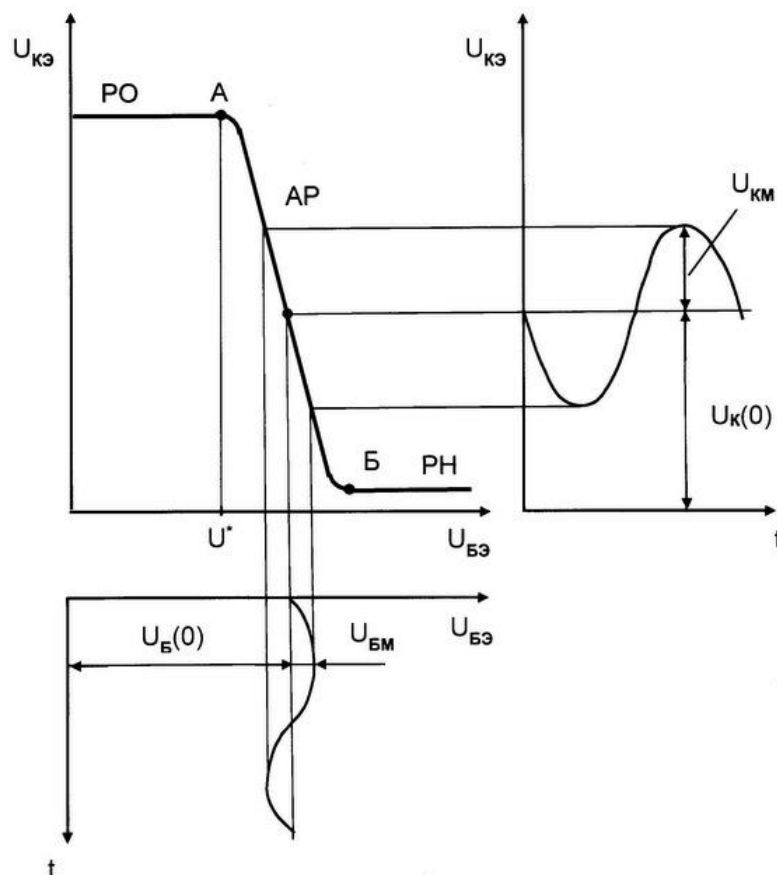


Рис. 3.8. Передаточная характеристика усилительного каскада на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ, и временные зависимости входного и выходного напряжений.

Последнее уравнение позволяет построить **передаточную характеристику усилительного каскада**, представляющую собой зависимость выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}} = u_{\text{КЭ}}$  от входного напряжения  $u_{\text{ВХ}} = u_{\text{БЭ}}$ .

Передаточная характеристика приведена на рис. 3.8. Отметим, что эта зависимость учитывает не только параметры транзистора, но и величину сопротивления  $R_{\text{К}}$ . Поскольку с **ростом входного напряжения  $u_{\text{БЭ}}$**  растет ток коллектора и, соответственно, падение напряжение на резисторе  $R_{\text{К}}$  **выходное напряжение  $u_{\text{КЭ}}$**  уменьшается. **Падающий участок характеристики между точками А и Б соответствует активному режиму работы транзистора.** Слева от точки А при  $u_{\text{БЭ}} < U^*$  эмиттерный переход заперт, и транзистор находится в режиме отсечки. В этом режиме выходное напряжение  $u_{\text{КЭ}} = E_{\text{К}}$ . **Участок правее точки Б соответствует режиму насыщения.** Как видно из рисунка, для работы в активном режиме напряжение  $u_{\text{БЭ}}$  в любой момент времени должно быть больше порогового напряжения  $U^*$ . Однако, реальные источники сигнала формируют двухполярное напряжение с нулевой постоянной составляющей. Поэтому **во входную цепь последовательно с источником усиливаемого сигнала необходимо включить источник постоянного напряжения (смещения)  $U_{\text{БЭ}}(0) > U^*$ .** Здесь и ниже будем обозначать индексом (0) постоянные токи и напряжения. В этом случае входное напряжение можно представить в виде

$$u_{\text{БЭ}} = U_{\text{БЭ}}(0) + \Delta u_{\text{БЭ}}(t), \quad (3.10)$$

где  $\Delta u_{\text{БЭ}}(t)$  – переменный входной сигнал, который может представлять собой достаточно сложную функцию времени. **Простейшим сигналом является синусоидально изменяющееся напряжение.** Отметим, что выбор напряжения смещения определяет многие параметры усилительного каскада – коэффициенты усиления, КПД, искажения и другие.

Обычно  $U_{\text{БЭ}}(0)$  выбирается таким образом, чтобы **рабочая точка по постоянному току находилась посередине падающего участка передаточной характеристики АБ** - см. рис. 3.8. На рисунке также приведены временные зависимости входного и выходного напряжений при подаче на вход синусоидального напряжения с амплитудой  $U_{\text{БМ}}$ . Как видно из рисунка, в малосигнальном режиме, когда рабочая точка, перемещаясь под действием входного сигнала, не выходит за пределы линейного участка передаточной характеристики, **выходной сигнал также представляет собой синусоидальное напряжение с амплитудой  $U_{\text{КМ}}$ .** Приведенные на рисунке зависимости позволяют оценить усиление сигнала по напряжению. Поскольку прямое напряжение на эмиттерном переходе  $u_{\text{БЭ}}$  не может превышать нескольких десятых долей вольта (см. выше, п. 2.2), **амплитуда входного напряжения  $U_{\text{БМ}}$**  как правило не превышает нескольких сотых долей вольта. Что касается амплитуды выходного напряжения  $U_{\text{КМ}}$ , то она, как видно из рисунка, может достигать величины, близкой к половине напряжения источника питания  $E_{\text{К}}$ , которое в свою очередь, может составлять десятки вольт. Таким

образом, **биполярный транзистор, включенный по схеме ОЭ, способен усиливать сигнал по напряжению в десятки-сотни раз.**

Следует также отметить, что **входное и выходное напряжения оказываются противофазны** (сдвинуты друг относительно друга на 180 градусов), что является **важной особенностью схемы ОЭ**. В других схемах включения транзистор не инвертирует фазу напряжения.

Схема простейшего усилительного каскада приведена на рис. 3.9. В этой схеме питание базовой и коллекторной цепей транзистора осуществляется от одного источника питания  $E_K$ . Это возможно, поскольку напряжение, отпирающее эмиттерный переход, и напряжение, запирающее коллекторный переход, имеют одинаковый знак (для n-p-n-транзистора – положительный). Резистор  $R_B$  задает постоянную составляющую тока базы  $I_B(0)$ , и, соответственно, постоянные составляющие  $U_{БЭ}(0)$ ,  $I_K(0)$  и  $U_{КЭ}(0)$ . Часто на входе и выходе каскада включаются разделительные конденсаторы, которые исключают влияние источника сигнала и нагрузки на режим работы каскада по постоянному току.

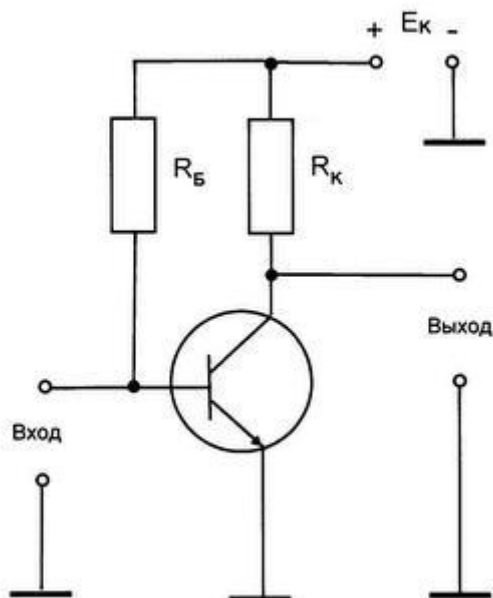


Рис. 3.9. Схема простейшего усилительного каскада на n-p-n-транзисторе, включенном по схеме ОЭ.

Будем полагать, что усилительный каскад работает в **малосигнальном режиме**, т.е. выполняется критерий малосигнальности, рассмотренный в п. 2.7. В этом случае характеристики транзистора могут быть линеаризованы, и **малое приращение тока коллектора может быть определено через его полный дифференциал**

$$\Delta i_K = \frac{\partial i_K}{\partial u_{БЭ}} \Delta u_{БЭ} + \frac{\partial i_K}{\partial u_K} \Delta u_{КЭ} = S \Delta u_{БЭ} + \Delta u_{КЭ} / r_{КЭ}, \quad (3.11)$$

$$\text{где } S = \frac{\partial i_K}{\partial u_{БЭ}} = \frac{I_K(0)}{u_T} \quad (3.12)$$

- крутизна транзистора;

$$r_{кЭ} = \frac{\partial u_{кЭ}}{\partial i_{к}} = \frac{U_A}{I_{к}(0)} \quad (3.13)$$

- дифференциальное выходное сопротивление транзистора. Как правило  $r_{кЭ} \gg R_{к}$ , и его влиянием можно пренебречь. Аналогично, для малого приращения тока базы можно записать

$$\Delta i_{Б} = \frac{\partial i_{Б}}{\partial u_{БЭ}} \Delta u_{БЭ} = \Delta u_{БЭ} / r_{БЭ}, \quad (3.14)$$

$$\text{где } r_{БЭ} = \frac{\partial u_{БЭ}}{\partial i_{Б}} = \frac{u_T}{I_{Б}(0)} \quad (3.15)$$

- дифференциальное входное сопротивление транзистора. Часто вместо формулы (3.15) используют

$$r_{БЭ} = \frac{(\beta+1)u_T}{I_{Э}(0)} = (\beta+1)r_{Э}, \quad (3.16)$$

$$\text{где } r_{Э} = \frac{\partial u_{БЭ}}{\partial i_{Э}} = \frac{u_T}{I_{Э}(0)} \quad (3.17)$$

- дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода. В соответствие с выражениями (3.8) - (3.17) для расчета малых переменных составляющих токов и напряжений транзистора может быть использована малосигнальная эквивалентная схема, приведенная на рис. 3.10.

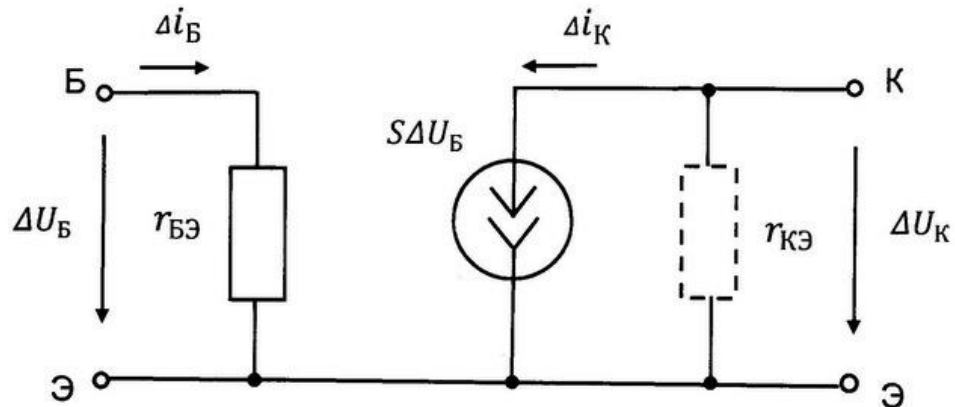


Рис.3.10. Упрощенная малосигнальная эквивалентная схема биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ.

Используя (3.11) для малосигнального режима можно записать

$$\Delta u_{кЭ} = -\Delta i_{к} R_{к} = -S \Delta u_{БЭ} R_{к}. \quad (3.18)$$

Тогда коэффициент усиления по напряжению  $K_U = U_{ВЫХ} / U_{ВХ}$  равен

$$K_U = \Delta u_{кЭ} / \Delta u_{БЭ} = -S R_{к}. \quad (3.19)$$

В том случае, когда к выходу каскада подключена полезная нагрузка  $R_H$ , в выражении (3.19) резистор  $R_{к}$  следует заменить эквивалентным сопротивлением нагрузки  $R'_H = R_{к} \parallel R_H$ . В итоге получаем

$$K_U = -S R'_H. \quad (3.20)$$

Знак минус отражает противофазность входного и выходного напряжений. В том случае, когда необходимо учесть влияние выходного сопротивления транзистора  $r_{кэ}$ , включаемого параллельно резисторам  $R_K$  и  $R_H$ , его следует учесть в правой части выражения для  $R'_H$ . Коэффициент усиления по току  $K_I = I_{ВЫХ}/I_{ВХ}$  в простейшем случае равен

$$K_I = \beta. \quad (3.21)$$

Таким образом, усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, обеспечивает усиление и по напряжению, и по току. Поэтому он обеспечивает максимальный среди всех схем включения транзистора коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_{ВЫХ}/P_{ВХ} = K_U K_I, \quad (3.22)$$

где  $P_{ВХ}$  и  $P_{ВЫХ}$  - мощности сигнала на входе и выходе каскада соответственно.

### 3.4. Режимы насыщения и отсечки. Электронный ключ на биполярном транзисторе

Как уже отмечалось в п. 3.1, режим насыщения соответствует открытому состоянию эмиттерного и коллекторного переходов. В этом режиме прямые напряжения значительно уменьшают потенциальные барьеры в переходах, в результате чего разности потенциалов между всеми тремя электродами транзистора оказываются очень маленькими (порядка 0,1 В и ниже). Кроме того, за счет двойной инжекции (из эмиттера и коллектора) база и оба перехода насыщаются электронами, и их сопротивления и, соответственно, сопротивление всей структуры транзистора резко уменьшается. Таким образом, в первом приближении можно считать, что в режиме насыщения биполярный транзистор стягивается в эквипотенциальную точку или представляет собой короткое замыкание электрической цепи – см. рис. 3.11, а. В режиме отсечки оба перехода заперты, и их сопротивления оказываются очень высокими, поэтому транзистор можно считать разрывом цепи – см. рис. 3.11, б.

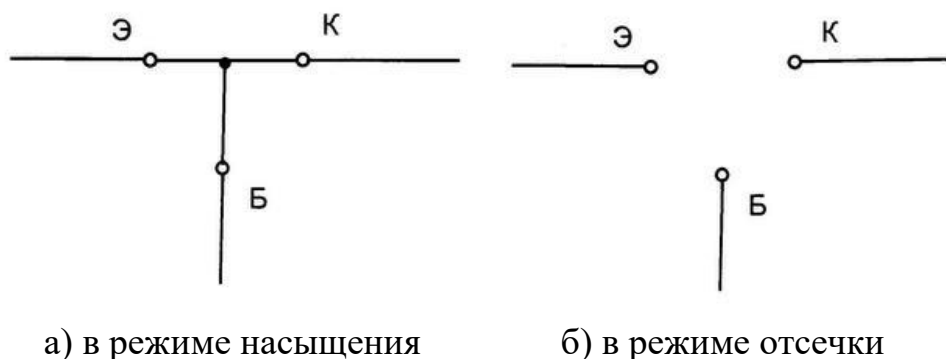


Рис. 3.11. Упрощенные эквивалентные схемы биполярного транзистора.

Рассмотренные особенности транзистора в режимах насыщения и отсечки позволяют реализовать на его основе **электронный ключ, представляющий собой переключающее устройство, имеющее два устойчивых состояния – открытое (включенное, замкнутое) и закрытое (выключенное, разомкнутое)**. На рис. 3.12 приведена простейшая схема электронного ключа. В этой схеме так же, как и в рассмотренной в п. 3.3 схеме усилительного каскада, **транзистор включен по схеме ОЭ**.

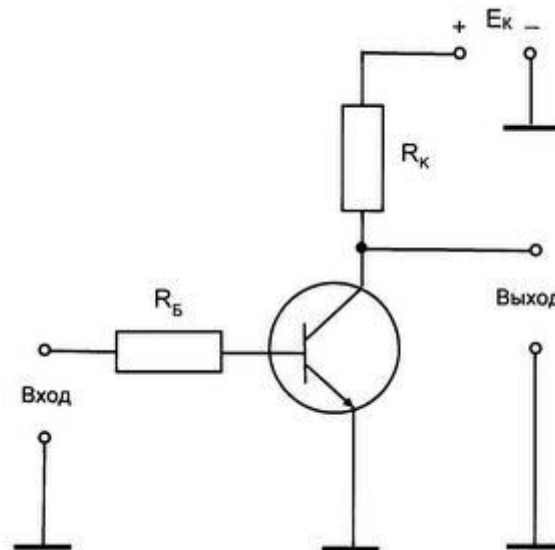


Рис. 3.12. Простейшая схема электронного ключа на биполярном транзисторе.

При подаче на вход низкого уровня напряжения  $U_{БЭ} < U^*$  эмиттерный переход заперт. Коллекторный переход заперт обратным напряжением  $U_{БК} = U_{БЭ} - U_{КЭ}$ , и транзистор находится в режиме отсечки. При этом выходное напряжение практически равно напряжению источника питания  $U_{ВЫХ} = U_{КЭ} \approx E_K$ . Такое состояние ключа называется закрытым.

При подаче на вход высокого уровня напряжения  $U_{ВХ} = E_K$  напряжение  $U_{БЭ} > U^*$ , эмиттерный переход открывается, и резко увеличивается ток коллектора  $I_K$ , а напряжение  $U_{КЭ}$ , в соответствии с (3.8), резко уменьшается. При большом токе  $I_K$  напряжение на коллекторном переходе  $U_{БК}$  становится прямым, коллекторный переход открывается, и транзистор переходит в режим насыщения. В этом случае выходное напряжение  $U_{ВЫХ} = U_{КЭ НАС} = 0,1 В$  и ниже. Такое состояние ключа называется открытым.

Режим насыщения можно рассматривать как суперпозицию активного и инверсного режимов. При этом прямой поток электронов из эмиттера в коллектор и, соответственно, создаваемый им ток  $I_K$  на первый взгляд должны уменьшаться за счет инверсного потока из коллектора в эмиттер. Однако, поскольку прямое напряжение  $U_{БК}$ , отпирающее коллекторный пере-

ход, образуется за счет падения напряжения на резисторе  $R_K$ , которое вызывается именно током  $I_K$ , уменьшение тока коллектора не происходит, а только насыщается его рост, и ток достигает значения  $I_{K \text{ НАС}}$ .

Отметим также, что в режиме насыщения дифференциальные входное  $r_{БЭ}$  и выходное  $r_{КЭ}$  сопротивления транзистора, как правило, оказываются значительно ниже сопротивлений резисторов  $R_B$  и  $R_K$ . Поэтому токи в цепях электродов транзистора в режиме насыщения определяются в основном внешними элементами схемы ключа и слабо зависят от параметров транзистора

$$I_{K \text{ НАС}} = \frac{E_K - U_{КЭ \text{ НАС}}}{R_K} \approx \frac{E_K}{R_K}, \quad (3.23)$$

$$I_{B \text{ НАС}} = \frac{E_K - U^*}{R_B} \approx \frac{E_K}{R_B}. \quad (3.24)$$

В режиме насыщения величина выходного напряжения определяется формулой

$$U_{КЭ \text{ НАС}} = \Delta U^* + I_{K \text{ НАС}} r_{K \text{ НАС}}, \quad (3.25)$$

где  $\Delta U^*$  - разность пороговых напряжений встречно включенных эмиттерного и коллекторного переходов (обычно  $\Delta U^* = 0,05 \dots 0,2 \text{ В}$ );  $r_{K \text{ НАС}}$  - выходное сопротивление транзистора в режиме насыщения (реально  $r_{K \text{ НАС}} \approx r'_K$ , где  $r'_K$  - сопротивление тела коллектора). Более точные расчеты можно проводить с помощью моделей Эберса-Молла и Гумеля-Пуна.

В заключение отметим, что схема электронного ключа на биполярном транзисторе, по существу, совпадает с рассмотренной в п. 3.3 схемой усилительного каскада. Различие между этими устройствами наиболее наглядно можно проследить с помощью передаточной характеристики, приведенной на рис. 3.8. Как видно из рисунка, в усилительном каскаде рабочая точка в любой момент времени находится на крутом участке передаточной характеристики АБ. При этом транзистор работает в активном режиме. В ключе в закрытом состоянии рабочая точка выбирается на горизонтальном участке, соответствующем режиму отсечки ( $U_{БЭ} < U^*$ ), а в открытом состоянии рабочая точка выбирается на другом горизонтальном участке, соответствующем режиму насыщения. Поэтому для переключения ключа из одного состояния в другое на его вход подается импульсное напряжение, имеющее достаточно большой размах. Заметим, что в процессе переключения транзистор находится в активном режиме.

Таким образом, транзистор может использоваться в качестве электронного ключа, коммутирующего ток в цепи нагрузки. При этом скорость переключения на порядки превосходит скорость электромеханического ключа (реле). В цифровой схемотехнике, где импульсное напряжение используется для кодирования двоичной информации, транзисторный ключ выполняет логическую функцию инверсии (функцию НЕ), т.е. является простейшим логическим элементом – инвертором.

### 3.5. Статические характеристики биполярного транзистора

Как уже отмечалась в п. 3.1, транзистор в электрических схемах используется в качестве четырехполюсника, характеризующегося четырьмя величинами: входным и выходным напряжениями и входным и выходным токами ( $u_{BX}$ ,  $u_{ВЫХ}$ ,  $i_{BX}$ ,  $i_{ВЫХ}$ ). Функциональные зависимости между этими величинами называются статическими характеристиками транзистора. Чтобы установить функциональные связи между указанными величинами необходимо две из них взять в качестве независимых переменных, а две оставшиеся выразить в виде функций этих независимых переменных. Как правило, применительно к биполярному транзистору в качестве независимых переменных выбирают входной ток и выходное напряжение. В этом случае входное напряжение и выходной ток выражаются следующим образом:

$$\begin{cases} u_{BX} = F_1(i_{BX}, u_{ВЫХ}) \\ i_{ВЫХ} = F_2(i_{BX}, u_{ВЫХ}) \end{cases} \quad (3.26)$$

На практике удобнее использовать функции одной переменной. Для перехода к таким функциям необходимо вторую переменную, называемую в этом случае параметром характеристики, поддерживать постоянной. В результате получаются четыре типа характеристик транзистора:

- входная характеристика:

$$u_{BX} = f_1(i_{BX}) \quad | \quad u_{ВЫХ} = const, \quad (3.27)$$

- характеристика обратной передачи (связи) по напряжению:

$$u_{BX} = f_2(u_{ВЫХ}) \quad | \quad i_{BX} = const, \quad (3.28)$$

- характеристика (прямой) передачи тока, называемая также управляющей или передаточной характеристикой:

$$i_{ВЫХ} = f_3(i_{BX}) \quad | \quad u_{ВЫХ} = const, \quad (3.29)$$

- выходная характеристика:

$$i_{ВЫХ} = f_4(u_{ВЫХ}) \quad | \quad i_{BX} = const. \quad (3.30)$$

Статические характеристики транзистора могут задаваться соответствующими аналитическими выражениями, могут представляться в виде таблицы, а могут быть представлены графически. Несколько характеристик одного типа, полученные при различных значениях параметра, образует семейство характеристик. Семейства входных и выходных характеристик транзистора считаются основными и приводятся в справочниках, с их помощью легко могут быть получены два других семейства характеристик.

В различных схемах включения транзистора в качестве входных и выходных токов и напряжений выступают токи, протекающие в цепях различных электродов, и напряжения, приложенные между различными электродами. Поэтому конкретный вид статических характеристик зависит от схемы включения транзистора. Рассмотрим статические характеристики транзистора в наиболее распространенных схемах ОБ и ОЭ.



В схеме с общей базой входным током является ток эмиттера  $i_{\text{Э}}$ , а выходным – ток коллектора  $i_{\text{К}}$ , соответственно, входным напряжением является напряжение  $u_{\text{ЭБ}}$ , а выходным – напряжение  $u_{\text{КБ}}$ .

Входная характеристика в схеме ОБ в соответствии с (3.27) представляет собой зависимость  $u_{\text{ЭБ}} = f_1(i_{\text{Э}}) \mid u_{\text{КБ}} = \text{const}$ . Однако реально в справочниках приводится обратная зависимость  $i_{\text{Э}} = \varphi_1(u_{\text{ЭБ}}) \mid u_{\text{КБ}} = \text{const}$ . Семейство входных характеристик n-p-n-транзистора приведено на рис. 3.13.

Выражение для идеализированной входной характеристики транзистора в активном режиме имеет вид:

$$i_{\text{Э}} = I_0 \left( 1 + \frac{1}{\beta} \right) \exp \left( - \frac{u_{\text{ЭБ}}}{u_T} \right), \quad (3.31)$$

где  $u_{\text{ЭБ}} < 0$  – прямое напряжение на эмиттерном переходе. Как видно из рисунка, вид входной характеристики транзистора аналогичен виду прямой ветви вольтамперной характеристики p-n-перехода.

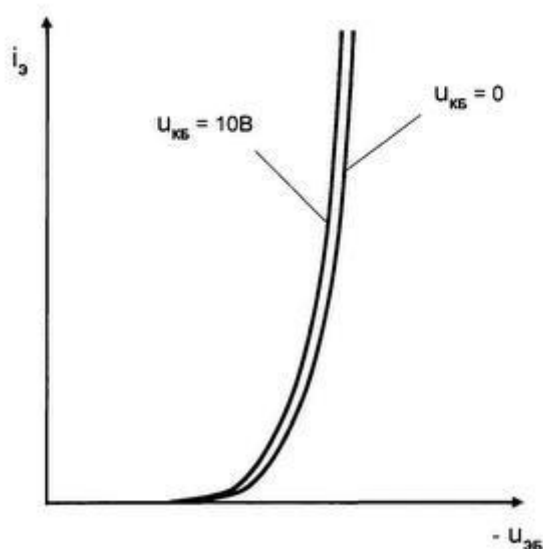


Рис. 3.13. Семейство входных характеристик биполярного транзистора в схеме ОБ

Следует отметить, что в выражении (3.31) отсутствует зависимость тока  $i_{\text{Э}}$  от напряжения на коллекторном переходе  $u_{\text{КБ}}$ . Реально такая зависимость существует и связана она с эффектом Эрли: при увеличении обратного напряжения  $u_{\text{КБ}}$  расширяется коллекторный переход и сужается база транзистора, в результате чего несколько увеличивается ток эмиттера  $i_{\text{Э}}$ . Увеличение тока  $i_{\text{Э}}$  с ростом  $u_{\text{КБ}}$  отражается небольшим смещением входной характеристики в сторону меньших напряжений  $|u_{\text{ЭБ}}|$  - см. рис. 3.13. Режиму отсечки формально соответствует обратное напряжение  $u_{\text{ЭБ}} > 0$ , хотя реально

эмиттерный переход остается закрытым ( $i_{\text{Э}} \approx 0$ ) и при прямых напряжениях меньших порогового напряжения ( $-u_{\text{ЭБ}} < U^*$ ).

На практике часто используется кусочно-линейная аппроксимация входных характеристик транзистора, в соответствии с которой входной ток  $i_{\text{Э}}$  определяется следующим образом:

$$i_{\text{Э}} = \begin{cases} 0 & \text{при } -u_{\text{ЭБ}} < U^*, \\ \frac{-u_{\text{ЭБ}} - U^*}{r'_{\text{Б}}} & \text{при } -u_{\text{ЭБ}} > U^*, \end{cases} \quad (3.32)$$

где  $r'_{\text{Б}}$  - сопротивление тела базы транзистора, подобное сопротивлению тела базы полупроводникового диода (см. п. 2. 5).

Выходная характеристика транзистора в схеме ОБ представляет собой зависимость  $i_{\text{К}} = f_2(u_{\text{КБ}}) | i_{\text{Э}} = \text{const}$ . Семейство выходных характеристик n-p-n-транзистора приведено на рис. 3.14. Выражение для идеализированной выходной характеристики в активном режиме имеет вид:

$$i_{\text{К}} = \alpha \cdot i_{\text{Э}} + I_{\text{КБ0}}, \quad (3.33)$$

где  $I_{\text{КБ0}}$  - тепловой ток коллекторного перехода в схеме ОБ при обрыве цепи эмиттера. В соответствии с этим выражением ток коллектора определяется током эмиттера и не зависит от напряжения  $u_{\text{КБ}}$ . Реально имеет место очень небольшой рост  $i_{\text{К}}$  при увеличении обратного напряжения  $u_{\text{КБ}}$ , связанный с эффектом Эрли. В активном режиме характеристики практически эквидистантны (расположены на одинаковом расстоянии друг от друга). В режиме отсечки (при  $i_{\text{Э}} = 0$ ) в цепи коллектора протекает тепловой ток  $I_{\text{КБ0}}$ .

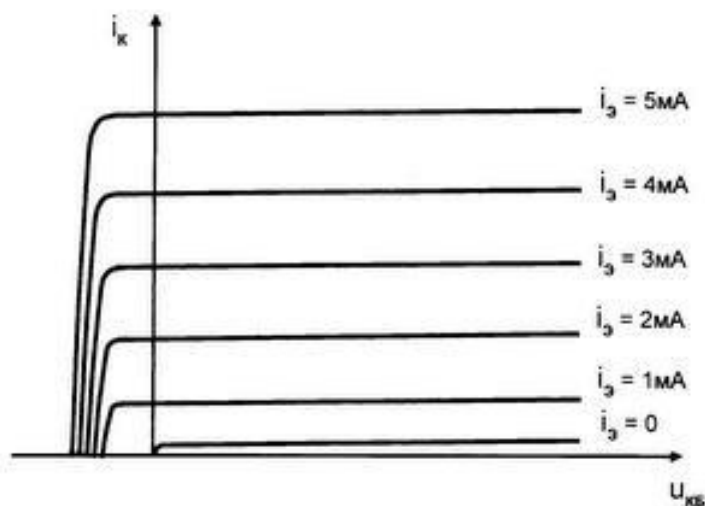


Рис. 3.14. Семейство выходных характеристик биполярного транзистора в схеме ОБ

В режиме насыщения на коллекторный переход подается прямое напряжение  $u_{\text{КБ}} < 0$ , открывающее коллекторный переход. В структуре транзистора появляется инверсный сквозной поток электронов, движущийся из коллектора в эмиттер навстречу нормальному сквозному потоку, движущемуся

из эмиттера в коллектор (потоку 1 на рис. 3.5). **Инверсный поток очень резко увеличивается с ростом  $u_{кБ}$ , в результате чего коллекторный ток уменьшается и очень быстро спадает до нуля.**

**В схеме с общим эмиттером входным током является ток базы  $i_B$ , а выходным ток коллектора  $i_K$ , соответственно, входным напряжением является напряжение  $u_{БЭ}$ , а выходным напряжением  $u_{КЭ}$ .**

**Входная характеристика в схеме ОЭ представляет собой зависимость  $u_{БЭ} = f_1(i_B) | u_{КЭ} = const$ . Однако, реально в справочниках приводится обратная зависимость  $i_B = \varphi_1(u_{БЭ}) | u_{КЭ} = const$ . Семейство входных характеристик n-p-n-транзистора приведено на рис. 3.14.**

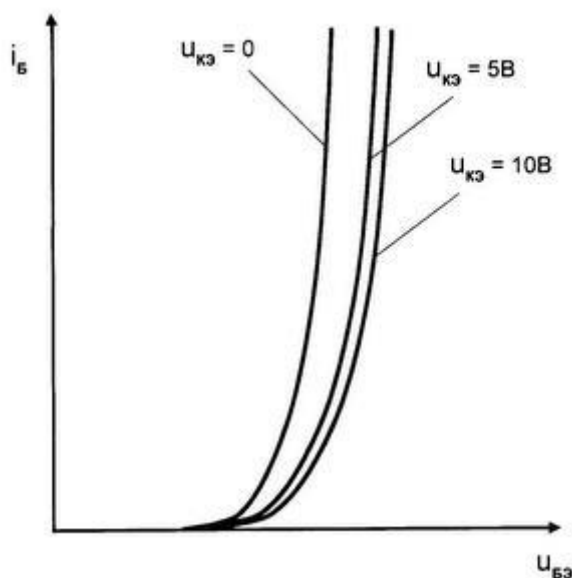


Рис. 3.15. Семейство входных характеристик биполярного транзистора в схеме ОЭ

Выражение для **идеализированной входной характеристики в активном режиме** имеет вид:

$$i_B = \frac{I_0}{\beta} \exp \frac{u_{БЭ}}{u_T}, \quad (3.34)$$

где  $u_{БЭ}$  - **прямое напряжение на эмиттерном переходе**. Так же, как и в схеме ОБ, **входная характеристика имеет вид, характерный для прямой ветви ВАХ p-n-перехода** (см. рис. 3.13), однако, **входной ток  $i_B$  здесь в  $(\beta + 1)$  раз меньше, чем в схеме ОБ**. Экспоненциальный рост тока базы при увеличении  $u_{БЭ}$  связан с увеличением инжекции электронов в базу и соответствующим усилением их рекомбинации с дырками.

В выражении (3.34) отсутствует зависимость тока  $i_B$  от напряжения  $u_{КЭ}$ . Реально эта зависимость имеет место, она связана с **эффектом Эрли**. С ростом обратного напряжения на коллекторном переходе сужается база транзистора, в результате чего уменьшается рекомбинация носителей в базе и, соответственно,

уменьшается ток базы. Снижение тока базы с ростом  $u_{кэ}$  отражается небольшим смещением характеристик в область бо'льших напряжений  $u_{бэ}$  - см. рис. 3.15.

При малых напряжениях  $u_{кэ} < u_{бэ}$  открывается коллекторный переход, и транзистор переходит в режим насыщения. В этом режиме вследствие двойной инжекции в базе накапливается большой избыточный заряд электронов, их рекомбинация с дырками усиливается, и ток базы резко возрастает - см. кривую, соответствующую  $u_{кэ} = 0$ , на рис. 3.15.

Выходная характеристика в схеме ОЭ представляет собой зависимость  $i_{к} = f_2(u_{кэ}) \mid i_{б} = const$ . Семейство выходных характеристик n-p-n-транзистора приведено на рис. 3.16. Выражение для идеализированной выходной характеристики в активном режиме имеет вид:

$$i_{к} = \beta i_{б} + I_{кэ0}, \quad (3.35)$$

где  $I_{кэ0} = \beta I_{кбо}$  – тепловой ток коллекторного перехода в схеме ОЭ при обрыве цепи базы, называемый также сквозным тепловым током транзистора.

Особенностью выходной характеристики транзистора в схеме ОЭ по сравнению с характеристикой в схеме с ОБ является то, что она целиком лежит в первом квадранте. Это связано с тем, что в схеме ОЭ напряжение  $u_{кэ}$  распределяется между обоими переходами, и при  $u_{кэ} < u_{бэ}$  напряжение на коллекторном переходе меняет знак и становится прямым, в результате транзистор переходит в режим насыщения при  $u_{кэ} > 0$ . В режиме насыщения

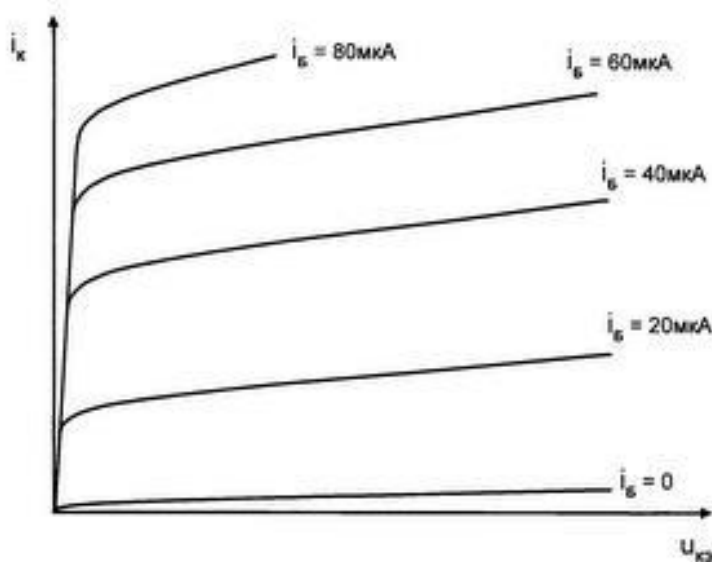


Рис. 3.16. Семейство выходных характеристик биполярного транзистора в схеме ОЭ

характеристики практически сливаются в одну линию, то есть ток коллектора не зависит от тока базы.

Так же, как и в схеме ОБ, идеализированная характеристика в активном режиме не зависит от напряжения  $u_{кэ}$ . Реально имеет место **заметный рост тока  $i_k$  с ростом  $u_{кэ}$ , связанный с эффектом Эрли**. Этот рост выражен значительно сильнее, чем в схеме ОБ в связи с более резкой зависимостью от напряжения на коллекторном переходе коэффициента передачи тока базы  $\beta$  по сравнению с коэффициентом передачи тока эмиттера  $\alpha$ . Также более резкой зависимостью  $\beta$  от тока эмиттера и, соответственно, от тока базы объясняется **практическое отсутствие эквидистантности выходных характеристик**. В режиме отсечки (при  $i_B = 0$ ) в цепи коллектора протекает тепловой ток  $I_{кэ0}$ .

В режиме насыщения широко используется **линейная аппроксимация выходных характеристик транзистора**, в соответствии с которой

$$i_{к\text{нас}} = u_{кэ} / r_{к\text{нас}}, \quad (3.36)$$

где  $r_{к\text{нас}}$  - **выходное сопротивление транзистора в режиме насыщения**, определяемое (в основном) **сопротивлением тела коллектора  $r'_k$** .

**Статические характеристики** транзистора, приводимые в справочниках или снимаемые экспериментально, **применяются для расчета параметров транзисторных каскадов графическим методом**. Однако, это возможно только на **низких частотах**.

### 3.6. Математические модели и эквивалентные схемы биполярного транзистора

Среди многочисленных моделей биполярного транзистора наибольшую известность получила ставшая **классической нелинейной модель Эберса-Молла**, описанная в [1,2]. Эквивалентная схема, соответствующая этой модели для включения транзистора по схеме ОБ приведена на рис. 3.17. Здесь **встречно включенные диоды отражают идеализированные эмиттерный и коллекторный переходы** транзистора. Протекающие через них токи  $i_1$  и  $i_2$ , отражающие **инжекцию электронов** из эмиттера и коллектора в базу, связаны с напряжениями на переходах  $u_{эб}$  и  $u_{кб}$  экспоненциальными выражениями, характерными для ВАХ идеализированного перехода [1-3]. **Встречно включенные нелинейные генераторы тока отражают экстракцию электронов** из базы в коллектор (правый генератор) и из базы в эмиттер (левый генератор). Токи в цепях электродов транзистора определяются системой уравнений

$$\begin{aligned} i_э &= i_1 - \alpha_I i_2 \\ i_к &= \alpha i_1 - i_2, \\ i_Б &= i_э - i_к = (1 - \alpha) i_1 + (1 - \alpha_I) i_2, \end{aligned} \quad (3.37)$$

где  $\alpha$  - статический коэффициент передачи тока эмиттера;

$\alpha_I = i_{\text{Э}}/i_{\text{К}}$  - инверсный коэффициент передачи тока.

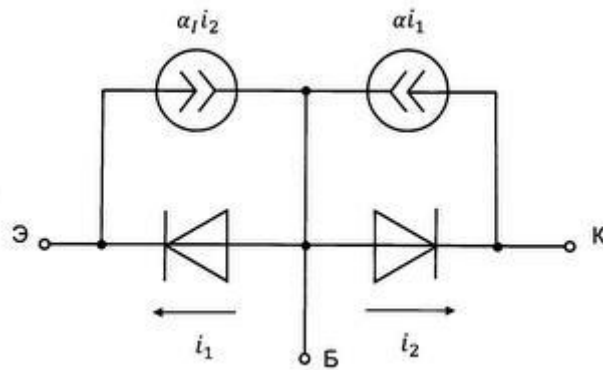


Рис. 3.17. Эквивалентная схема биполярного транзистора, соответствующая классической модели Эберса-Молла.

С развитием компьютеров применительно к машинному моделированию процессов в транзисторах и расчету схем на их основе более перспективной оказалась так называемая «передаточная» модель Эберса-Молла, описанная в [3]. На рис. 3.18 приведена эквивалентная схема биполярного транзистора, соответствующая передаточной модели Эберса-Молла. Эта модель может ис-

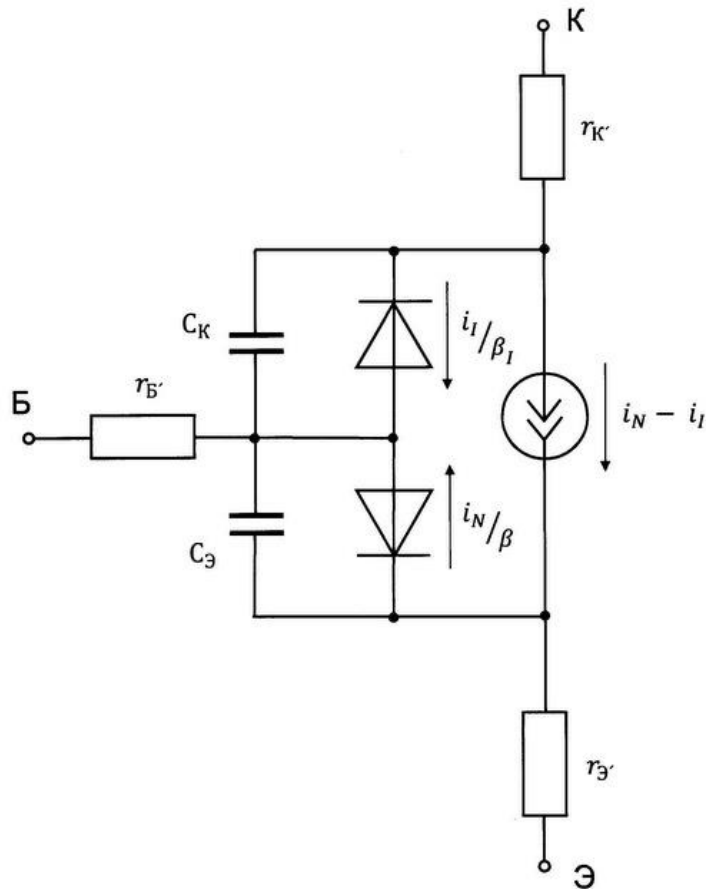


Рис. 3.18. Эквивалентная схема биполярного транзистора, соответствующая передаточной модели Эберса-Молла.

использоваться в режимах большого сигнала и высоких частот. В основе этой модели лежит представление о том, что в структуре биполярного транзистора могут протекать два встречных сквозных потока электронов: нормальный сквозной поток из эмиттера в коллектор и инверсный поток из коллектора в эмиттер. Реально оба потока присутствуют только в режиме насыщения. Соответственно центральное место в приведенной на рисунке эквивалентной схеме занимает генератор сквозного тока, представляющего разность нормальной составляющей  $i_N$ , создаваемой нормальным потоком, и инверсной составляющей  $i_I$ , создаваемой инверсным потоком. Заметим, что только нормальная составляющая этого тока  $i_N$  является полезной. Отмеченный генератор тока является нелинейным. Связь его составляющих с напряжениями на переходах определяется системой

$$\begin{cases} i_N = I_0 (e^{\frac{u_{БЭ}}{u_T}} - 1) \\ i_I = I_0 (e^{\frac{u_{БЭ} - u_{КЭ}}{u_T}} - 1) \end{cases}, \quad (3.38)$$

где  $I_0$  – тепловой ток транзистора.

Встречно включенные диоды на рис. 3.18 отражают идеализированные эмиттерный и коллекторный переходы. Токи, протекающие через них, создаются за счет встречной инжекции дырок из базы и рекомбинации электронов с дырками в базе – см. потоки 2 и 3 на рис. 3.3. В соответствии с эквивалентной схемой токи в цепях электродов транзистора определяются системой

$$\begin{aligned} i_Э &= i_N - i_I + \frac{i_N}{\beta} \\ i_К &= i_N - i_I - \frac{i_I}{\beta_I}, \\ i_Б &= \frac{i_N}{\beta} + \frac{i_I}{\beta_I} \end{aligned}, \quad (3.39)$$

где  $\beta = i_К / i_Б$  - (нормальный) статический коэффициент передачи тока базы;  $\beta_I = i_Э / i_Б$  - инверсный статический коэффициент передачи тока базы. В реальных транзисторах  $\beta \gg \beta_I$ . Таким образом в простейшем случае для расчета токов транзистора используются только три параметра ( $I_0$ ,  $\beta$  и  $\beta_I$ ).

Резисторы, включенные последовательно в цепи электродов транзистора, отражают объемные сопротивления соответствующих его областей (сопротивления тел эмиттера, базы и коллектора). Заметим, что объемное сопротивление эмиттера, как сильно легированной области, как правило считается равным нулю ( $r'_{Э} = 0$ ).

На высоких частотах (в динамическом режиме) необходимо учитывать конечное время перезарядки емкостей переходов  $C_Э$  и  $C_К$ . Эти емкости в

общем случае содержат **барьерные и диффузионные** составляющие и **нелинейно зависят от приложенных напряжений** (см. выше п. 2.6).

В реальных компьютерных программах используется более точная модель **Гуммеля-Пуна**, позволяющая учесть более тонкие эффекты, такие как эффект Эрли, высокий уровень инжекции и ряд других.

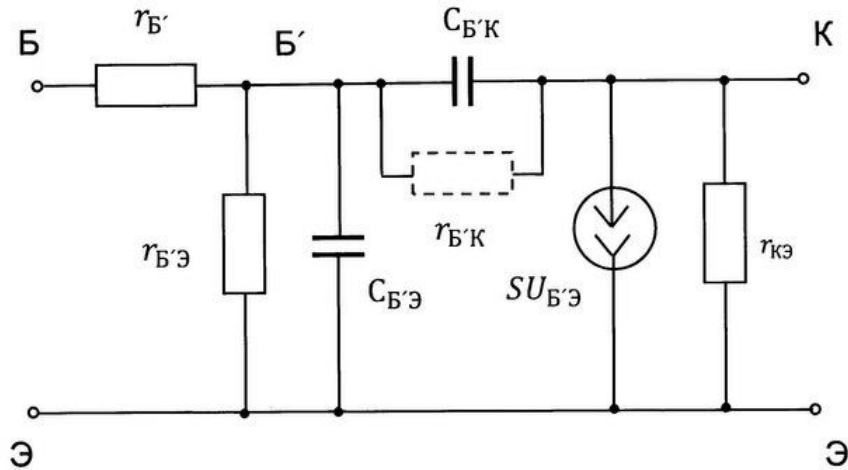


Рис. 3.19. Малосигнальная физическая эквивалентная схема биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ.

Для расчетов в **малосигнальном режиме** осуществляется **линеаризация** нелинейной модели в заданной рабочей точке по постоянному току (см. выше п. 3.4). Для этого все функциональные зависимости заменяются полными дифференциалами. **Малосигнальная физическая эквивалентная схема** биполярного транзистора, полученная на основе линеаризации передаточной модели Эберса-Молла, приведена на рис. 3.19. Точка **Б'** на рисунке соответствует **«внутренней» точке базы**, через которую протекает нормальный сквозной поток электронов. Между ней и внешним выводом базы включается **резистор  $r'_{Б}$** , отражающий сопротивление тела базы. **Нелинейный источник тока** в коллекторной цепи управляется **напряжением  $U_{Б'Э}$** . **Крутизна  $S$**  и **дифференциальное выходное сопротивление транзистора  $r_{КЭ}$**  определяются соответственно формулами (3.12) и (3.13). **Сопротивления  $r_{Б'Э}$  и  $r_{Б'К}$**  определяются по формулам

$$r_{Б'Э} = \frac{\partial U_{Б'Э}}{\partial i_{Б}} = \frac{\partial U_{Б'Э}}{\partial i_{К} / \beta} = \frac{\beta}{S}, \quad (3.40)$$

$$r_{Б'К} = \frac{\partial U_{Б'К}}{\partial i_{Б}} = \frac{\partial U_{Б'К}}{\partial i_{Б} / \beta} \approx \beta r_{КЭ}. \quad (3.41)$$

Заметим, что сопротивление  **$r_{Б'К}$**  очень велико и как правило считается равным бесконечности.

Более подробно применение моделей биполярного транзистора будет рассмотрено в рамках изучения дисциплины «Электроника».



### 3.7. Дрейфовые и гетероструктурные биполярные транзисторы.

В предыдущих разделах рассматривались процессы в биполярном транзисторе с равномерным распределением примеси в базе. В таком транзисторе движение электронов от эмиттерного перехода к коллекторному происходит **исключительно за счет диффузии**. Однако, диффузионное движение имеет существенную **инерционность**, что ограничивает **быстродействие транзистора**. Для повышения быстродействия область **базы** большинства современных транзисторов **легируется неравномерно**: вблизи эмиттерного перехода концентрация акцепторной примеси выбирается максимальной и далее уменьшается от эмиттерного перехода к коллекторному. Как показано выше (см. п. 1.7), в этом случае **в базе возникает внутреннее электрическое поле**, вектор напряженности которого направлен от коллектора к эмиттеру. Это поле **ускоряет электроны**, движущиеся от эмиттера к **коллектору** и, соответственно, **уменьшает время пролета электронов через базу**. В результате **возрастает коэффициент передачи тока базы  $\beta$  и граничная частота**. Такие транзисторы получили название **дрейфовых**, поскольку под действием поля электроны приобретают дополнительную **дрейфовую составляющую скорости**.

Вместе с тем, существуют ограничения, которые не позволяют увеличить коэффициент  $\beta$  более чем на порядок по сравнению с обычным **бездрейфовым** транзистором (при неизменной ширине базы). Главное ограничение связано с тем, что **увеличение концентрации акцепторов** в базе вблизи эмиттерного перехода **увеличивает нежелательный встречный поток дырок**, инжектируемых из базы в эмиттер (поток 2 на рис. 3.3). Тем не менее, **дрейфовый транзистор имеет больше преимуществ, чем недостатков по сравнению с бездрейфовым**.

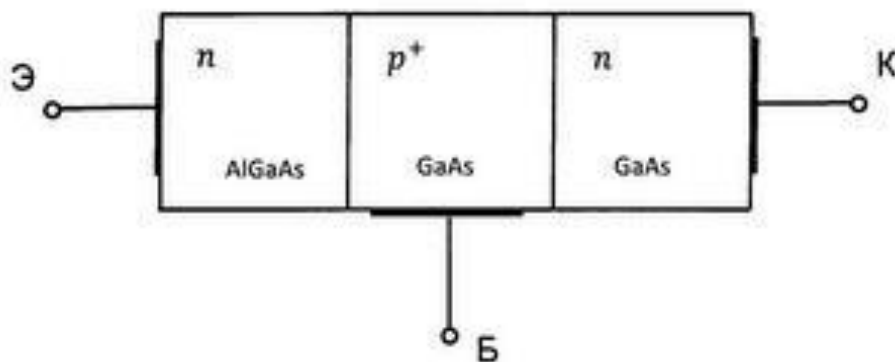


Рис. 3.20. Простейшая структура гетероструктурного биполярного транзистора.

Недостаток дрейфового транзистора, связанный с необходимостью сильного легирования базы вблизи эмиттерного перехода, можно устранить,

используя в качестве эмиттерного перехода гетеропереход. Простейшая модель структуры гетероструктурного биполярного транзистора (ГБТ) приведена на рис. 3.20.

Как отмечалось выше (см. п. 2.1) гетеропереход представляет собой контакт двух областей, выполненных из различных материалов. В данном транзисторе эмиттерная область, выполненная из AlGaAs, имеет бо́льшую ширину запрещенной зоны, чем базовая область, выполненная из GaAs. Одним из преимуществ гетероперехода является односторонняя инжекция, связанная с тем, что потенциальный барьер для электронов, движущихся через переход из широкозонной области, оказывается значительно ниже, чем для движущихся навстречу им дырок из узкозонной области. В результате ток, протекающий через эмиттерный переход, является практически чисто электронным при любых концентрациях примеси в эмиттере и базе. Это позволяет очень сильно (вплоть до вырождения) легировать область базы и тем самым уменьшить ее объемное сопротивление  $r'_B$  или уменьшить ширину базы  $W_B$ . В результате удается существенно повысить усилительные свойства (коэффициент передачи тока базы  $\beta > 1000$ ) и быстродействие (граничная частота до 200 ГГц) транзистора.