

## Глава 3. Биполярные транзисторы

### 3.1. Определение транзистора. ВАХ транзистора. Выбор рабочей точки.

Транзистор – это трёхэлектродный полупроводниковый прибор, служащий для усиления или переключения сигналов.

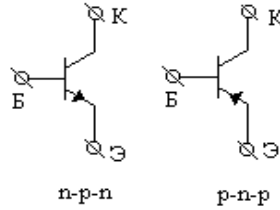


Рис. 3.1

В зависимости от порядка чередования  $p$ - и  $n$ - областей различают транзисторы  $p$ - $n$ - $p$ - и  $n$ - $p$ - $n$ -типов. Условные обозначения показаны на рис. 3.1

В зависимости от полярностей приложенных к  $p$ - $n$ -переходам транзистора напряжений различают три режима работы:

*отсечки* – оба  $p$ - $n$ - перехода закрыты, через транзистор течёт небольшой тепловой ток;

*насыщения* – оба  $p$ - $n$ - перехода открыты;

*активный* – один из  $p$ - $n$ - переходов открыт, другой закрыт.

В режиме отсечки и режиме насыщения управление транзистором почти отсутствует. Транзистор эффективно управляется только в активном режиме.

Большую информацию о свойствах и качестве транзистора можно узнать из его вольт-амперных характеристик. По этим характеристикам можно определить ряд параметров и их зависимость от режима, часть из которых не приводится в технических условиях или справочных материалах.

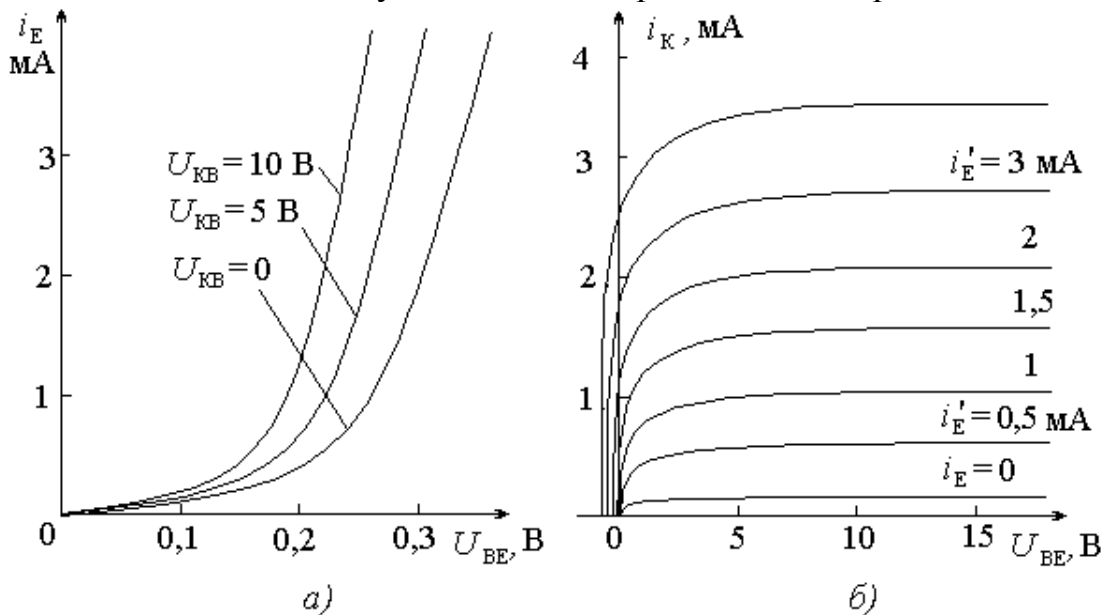


Рис. 3.2

На рис. 3.2 приведены входные и выходные ВАХ транзистора в схеме с ОБ.

Входные ВАХ транзистора в схеме с ОБ (рис. 3.2а) отражают зависимость тока эмиттера  $i_E$  от напряжения база-эмиттер  $U_{BE}$  при различных напряжениях между коллектором и базой  $U_{KB}$ . Эти характеристики по форме близки к соответствующей характеристике  $p$ - $n$ -перехода. При увеличении напряжения  $U_{KB}$  снижается энергетический барьер в эмиттерном переходе, усиливается инжекция электронов из области эмиттера в область базы и встречная инжекция дырок и ток эмиттера возрастают. Поэтому входные характеристики при больших напряжениях  $U_{KB}$  смещены влево.

Выходные ВАХ транзистора в схеме с ОБ (рис. 3.2б) – зависимость тока коллектора  $i_K$  от напряжения  $U_{KB}$  при различных токах эмиттера. При положительном напряжении на коллекторе ток  $i_K$  слабо зависит от  $U_{KB}$  и изменяется пропорционально изменению тока эмиттера  $i_E$ . Однако при  $i_E = 0$  ток коллектора называют *тепловым током* перехода база-коллектор.

При перемене полярности напряжения  $U_{KB}$  транзистор насыщается, ток коллектора перестаёт зависеть от тока эмиттера и резко уменьшается до нуля и уже при долях вольта меняет направление. Такая зависимость тока  $i_K$  обусловлена тем, что при  $U_{KB} \geq 0$   $p$ - $n$ -переход база-коллектор закрыт для электронов, находящихся в области базы. Когда становится  $U_{KB} < 0$ , то  $p$ - $n$ -переход база-коллектор открывается для электронов из области коллектора и дырок из области базы, появляется встречный поток носителей и вследствие этого ток коллектора резко уменьшается. Равенство  $i_K = 0$  означает, что составляющая тока коллектора, обусловленная движением носителей заряда из области эмиттера, равна составляющей, обусловленной движением носителей заряда из области коллектора.

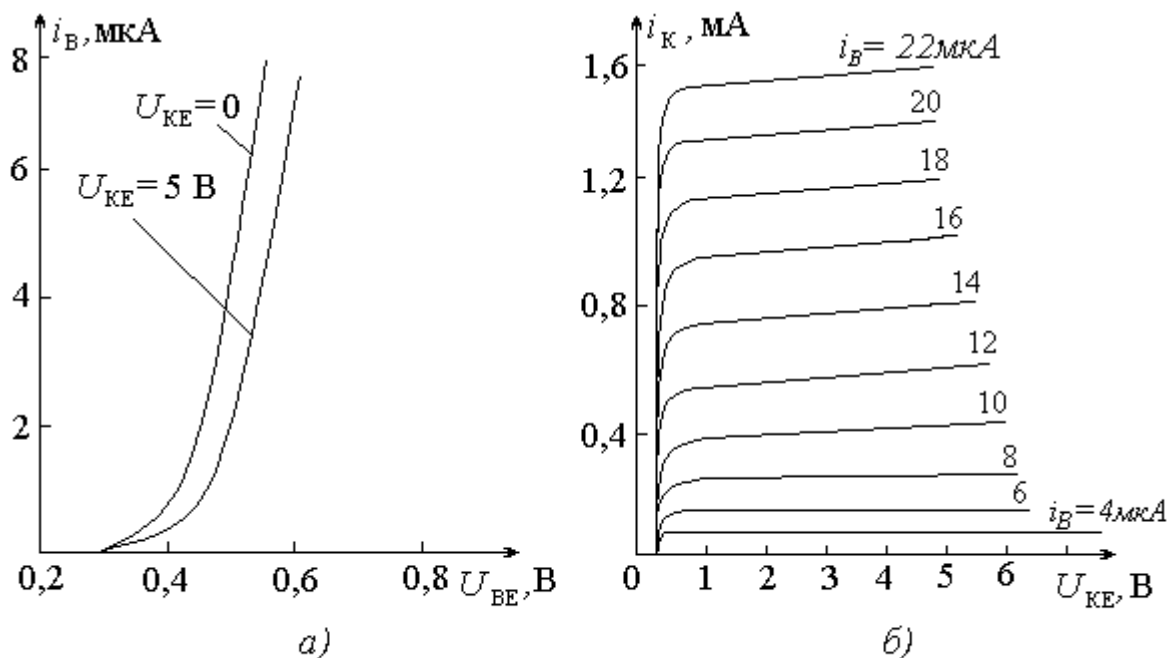


Рис. 3.3

Входная ВАХ транзистора в схеме с ОЭ (рис. 3.3а) при  $U_{KE} = 0$  совпадает с соответствующей характеристикой в схеме с ОБ. При  $U_{KE} > 0$  эта характеристика смещается вправо, так как через переход база-эмиттер течёт

также ток коллектора, создающий на этом переходе дополнительное напряжение, уменьшающее ток базы.

Выходные ВАХ транзистора с ОЭ показаны на рис. 3б. В этой схеме напряжение перехода коллектор-база равно разности напряжений коллектор-эмиттер и база-эмиттер, т.е.  $U_{КБ} = U_{КЕ} - U_{БЕ}$ , поэтому насыщение транзистора наступает при положительном напряжении  $U_{КЕ}$ . Увеличение напряжения  $U_{КЕ}$  частично падает на эмиттерном переходе, поэтому ток коллектора с ростом напряжения коллектора растёт быстрее, чем в схеме с ОБ. В остальном выходные ВАХ схемы с ОЭ аналогичны выходным ВАХ схемы с ОБ.

Повышение температуры увеличивает все токи транзистора, поэтому ВАХ поднимаются вверх.

В радиотехнических схемах на электроды транзистора подают постоянные питающие напряжения, определяющие положение рабочей точки на ВАХ транзистора. Рабочая точка выбирается так, чтобы ток и напряжение коллектора в процессе своего изменения не выходили за пределы максимально допустимых значений.

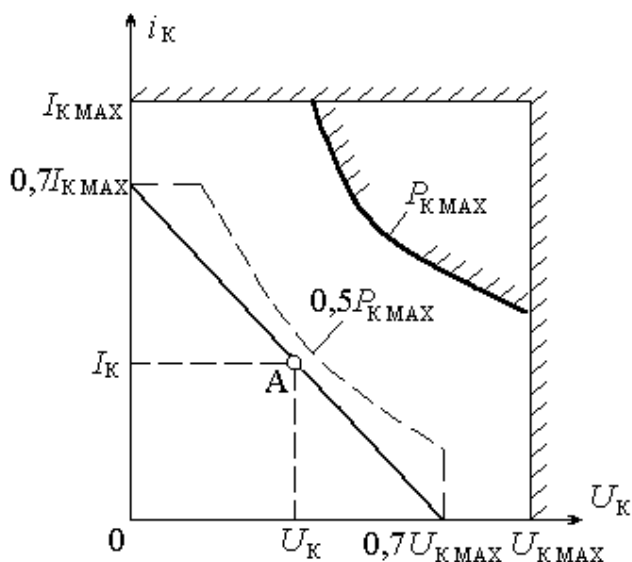


Рис. 3.4

На рис. 3.4 приведено семейство идеализированных выходных характеристик транзистора в схеме с ОБ в виде горизонтальных линий и указаны максимально допустимые значения тока коллектора  $I_{К MAX}$ , напряжения коллектора  $U_{К MAX}$  и рассеиваемой мощности коллектора  $P_{К MAX}$ . Там же указаны обычно рекомендуемые предельные значения тока и напряжения, составляющие 70% от максимально допустимых значений. В указанных границах и следует выбирать положение рабочей точки. Например, рабочую точку можно выбрать как среднюю точку линии, соединяющей  $0,7I_{К MAX}$  с  $0,7U_{К MAX}$ . Но так следует поступать лишь в том случае, когда требуются максимальные амплитуды выходных напряжения и тока.

### 3.2 Физические параметры транзистора в режиме малого сигнала. Эквивалентная схема транзисторного каскада ОЭ через его физические параметры

Режимом малого сигнала называется режим, при котором вследствие изменения входного сигнала параметры транзистора меняются не более чем на 10%. Другим менее строгим, но более наглядным признаком режима малого сигнала является тот факт, что амплитуды переменных составляющих токов и напряжений во входной и выходной цепях оказываются во много раз меньше постоянных составляющих этих же токов и напряжений.

При рассмотрении транзистора, как элемента схемы при малом переменном сигнале удобно не рассматривать семейство его входных и выходных характеристик, хотя они содержат подробную информацию о транзисторе, а представить его четырёхполюсником (Рис. 1).

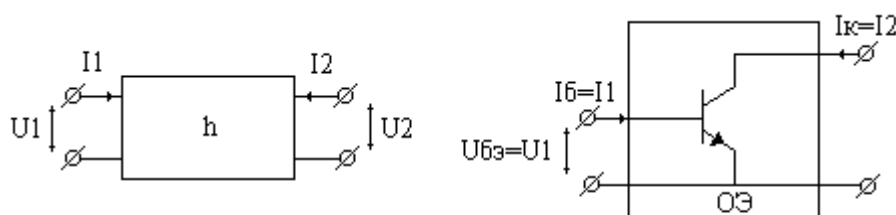


Рис. 3.5

Приведённые соображения позволяют считать, что для расчёта транзистора в режиме малого сигнала можно пользоваться дифференциальными параметрами, характеризующими его в рабочей точке (точке покоя). Например, система уравнений для транзистора, работающего в режиме малого сигнала, будет выглядеть так:

$$\Delta U_1 = \Delta I_1 \frac{\partial U_1}{\partial I_1} + \Delta U_2 \frac{\partial I_1}{\partial U_2},$$

$$\Delta I_2 = \Delta I_1 \frac{\partial I_2}{\partial I_1} + \Delta U_2 \frac{\partial I_2}{\partial U_2}.$$
(3.1)

Параметры в приведённой системе уравнений принято обозначать буквами  $h$ , т. е.:

$$\Delta U_1 = h_{11} \Delta I_1 + h_{12} \Delta U_2,$$

$$\Delta I_2 = h_{21} \Delta I_1 + h_{22} \Delta U_2.$$
(3.2)

Сравнивая (3.1) и (3.2), легко определить смысл каждого из  $h$ -параметров, а именно:

Параметр  $h_{11}$  (рис. 3.6) характеризует входное сопротивление транзистора при коротком замыкании в выходной цепи.

Определение входного сопротивления по переменному току включает в себя:

1. Задание рабочей точки по постоянному току на семействе входных ВАХ.
2. Проведение касательной в рабочей точке, угол наклона которой и характеризует входное сопротивление.

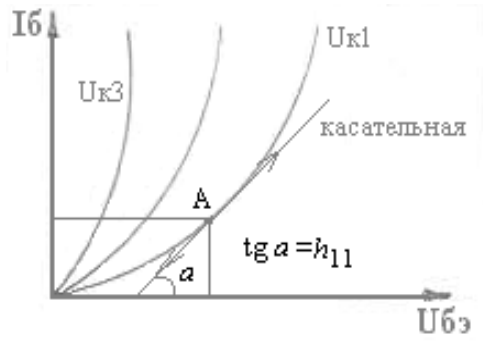


Рис. 3.6

$$h_{11} = \left. \frac{\partial U_1}{\partial I_1} \right|_{\Delta U_2=0}, \text{ для схемы с ОЭ: } h_{11Э} = \left. \frac{\partial U_{БЭ}}{\partial I_Б} \right|_{U_{КЭ}=0}. \quad (3.3)$$

Параметр  $h_{12}$  (рис. 3.7) – обратный коэффициент усиления, либо коэффициент обратной связи по напряжению, которая показывает на сколько изменилось входное воздействие, т.е.  $U_{БЭ}$  под действием изменившегося выходного напряжения  $U_{КЭ}$  при неизменном входном токе базы ( $I_Б = 0$ ) фактически означает сдвиг входной характеристики.

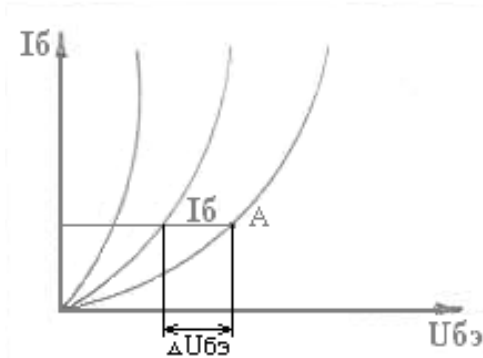


Рис. 3.7

$$h_{12} = \left. \frac{\partial U_1}{\partial U_2} \right|_{\Delta I_1=0}, \text{ для схемы с ОЭ: } h_{12Э} = \left. \frac{\partial U_{БЭ}}{\partial U_{КЭ}} \right|_{I_Б=0}. \quad (3.4)$$

Параметр  $h_{21}$  – коэффициент усиления по току (рис. 3.8).

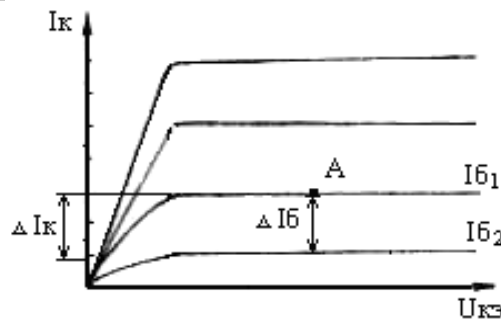


Рис. 3.8

$$h_{21} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial I_1} \right|_{\Delta U_2=0}, \text{ для схемы с ОЭ: } h_{21Э} = \left. \frac{\partial I_К}{\partial I_Б} \right|_{U_{БЭ}=0}. \quad (3.5)$$

Параметр  $h_{22}$  – выходная проводимость при холостом ходе во входной цепи (рис. 3.9).

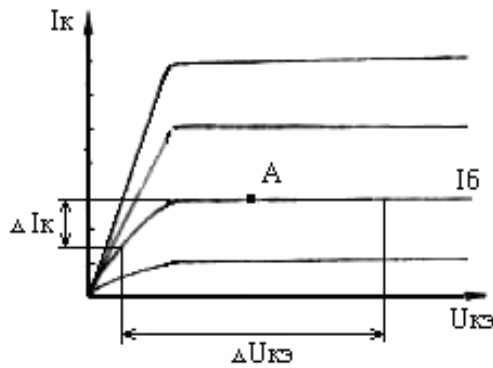


Рис. 3.9

$$h_{22} = \left. \frac{\partial I_2}{\partial U_2} \right|_{\Delta I_1=0}, \text{ для схемы с ОЭ: } h_{21Э} = \left. \frac{\partial I_{К}}{\partial U_{КЭ}} \right|_{I_{Б}=0}. \quad (3.6)$$

Эквивалентная схема транзисторного каскада ОЭ через  $h$ -параметры приведена на рис. 3.10

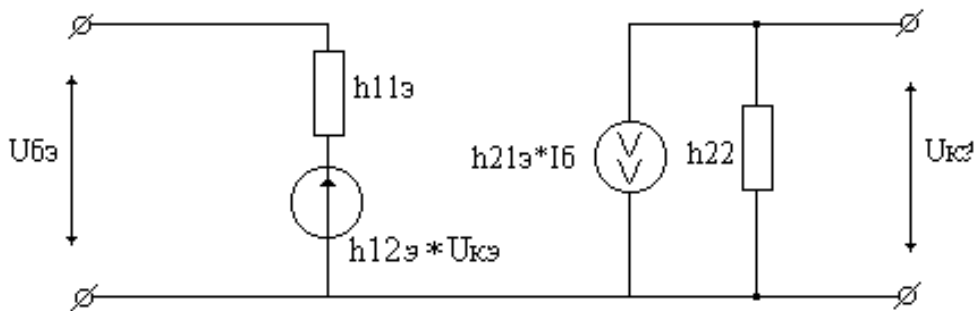


Рис. 3.10

Обычно численные значения параметров в режиме малого сигнала приводятся в справочной литературе по транзисторам, либо определяются по ВАХ методом конечного приращения.

### 3.3 Питание цепей транзистора и стабилизация режима работы

Питание транзистора обычно производят от одного источника постоянного тока, подключая к нему параллельно выходные цепи транзистора.

Для установления нужного режима работы транзистора между его базой и эмиттером обычно прикладывают небольшое напряжение смещения (порядка десятых долей вольта); смещение получают от того же источника питания, используя делитель напряжения или гасящее сопротивление. Смещение на транзистор можно подавать как последовательно (рис. 3.11а), так и параллельно (рис. 3.11б) источнику сигнала (при включении транзистора по схеме с ОЭ).

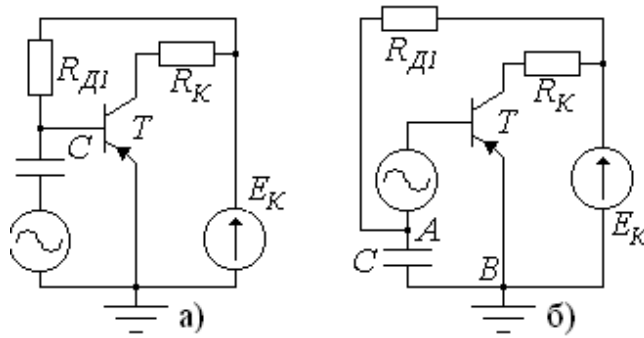


Рис. 3.11

Последовательная подача возможна лишь при источнике сигнала, хорошо проводящим постоянный ток и не соединенном с общим проводом ни одним из своих выводов. Она требует шунтирования точек  $AB$  (рис. 3.11б) конденсатором  $C$ , сопротивление которого на низшей рабочей частоте  $f_H$  должно быть много меньше сопротивления входной цепи. Необходимая емкость этого конденсатора определяется приближенным выражением

$$C = \frac{0.5 \div 1.5}{f_H (R_{вх} + R_H)}, \quad (3.7)$$

где  $R_{вх}$  – входное сопротивление каскада;

$R_H$  – сопротивление источника сигнала или выходное сопротивление предыдущего каскада.

Параллельная подача возможна лишь при источнике сигнала, не проводящем постоянный ток; при ней источник сигнала шунтируется сопротивлением цепи смещения. Простейшим способом подачи смещения в транзисторном каскаде является *фиксированное смещение*; его можно осуществить, подав во входную цепь транзистора или *фиксированный ток смещения* базы через гасящее сопротивление  $R_{Д1}$  большой величины (рис. 3.11), или *фиксированное напряжение смещения* от делителя  $R_{Д1}R_{Д2}$  с небольшим сопротивлением (рис. 3.12).

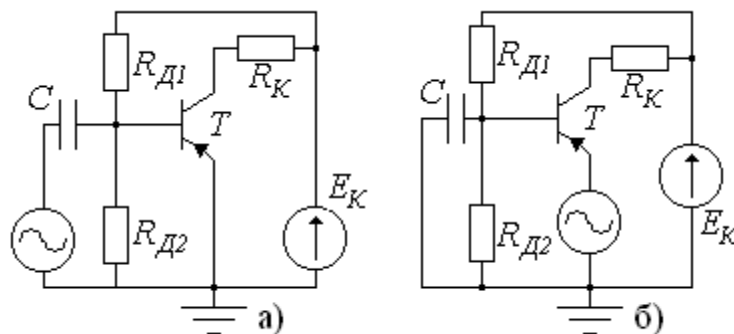


Рис. 3.12

Смещение фиксированным током базы пригодно лишь для каскадов, работающих в режиме А; величина сопротивления  $R_{Д1}$  здесь определяется уравнениями:

$$R_{Д1} = \frac{E_K - U_{Б0}}{I_{Б0}} = \frac{E_K - U_{Б0}}{(1-a)I_{Э0}} = \frac{a(E_K - U_{Б0})}{(1-a)I_{К0}}, \quad (3.8)$$

где  $E_K$  – напряжение питания;

$U_{Б0}$  – напряжение смещения базы;

$I_{Б0}, I_{Э0}, I_{К0}$  – токи покоя базы, эмиттера, коллектора;

$a$  – статический коэффициент усиления тока транзистора при включении с ОБ.

Подача смещения фиксированным напряжением пригодна для каскадов, работающих как в режиме А, так и в режиме В, но менее экономична из-за расхода мощности в делителе. Расчет сопротивлений  $R_{Д1}$  и  $R_{Д2}$  в данном случае производится по выражениям:

$$R_{Д1} = \frac{E_K - U_{Б0}}{I_{Б.ср} + I_{Д}}; \quad R_{Д2} = \frac{U_{Б0}}{I_{Д}}, \quad (3.9)$$

где  $I_{Б.ср}$  – среднее значение тока при максимальном расчетном сигнале;

$I_{Д}$  – ток через сопротивления  $R_{Д2}$ , его обычно берут порядка  $(1 - 10)I_{Б.ср}$ .

Фиксированное смещение件годно лишь для каскадов, работающих при малых изменениях окружающей температуры (не более  $10 - 20^\circ\text{C}$ ), и должно быть подобрано для устанавливаемого в каскад транзистора. При больших изменениях температуры или замене транзистора фиксированное смещение не обеспечивает необходимого постоянства положения точки покоя; в этих случаях применяют различные способы *стабилизации режима* при помощи смещения, автоматически изменяющегося при изменении температуры или замене транзистора.

Для того чтобы улучшить стабильность тока коллектора используется отрицательная ОС. Схемы стабилизации тока покоя транзистора с помощью отрицательной ОС подразделяются на эмиттерную, коллекторную и комбинированную.

Схема эмиттерной стабилизации получила распространение в усилительных каскадах переменного тока, охваченных отрицательной ОС. Схема с эмиттерной стабилизацией тока коллектора показана на рис. 3.13а

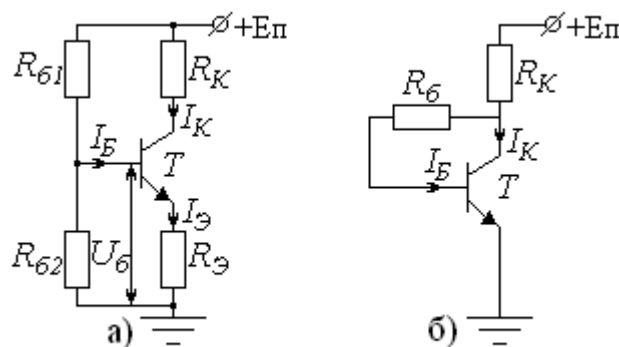


Рис. 3.13



Стабилизация тока коллектора в этой схеме осуществляется следующим образом. Если под действием какого-либо дестабилизирующего фактора увеличивается ток коллектора, то он вызывает рост эмиттерного тока, что приводит к увеличению падения напряжения на резисторе  $R_3$ . Это напряжение, приложенное плюсом к эмиттеру транзистора и минусом к корпусу, подается через параллельное соединение резисторов  $R_{\sigma 1}$  и  $R_{\sigma 2}$  на базу транзистора. напряжение, которое подводится через делитель ко входу транзистора,

$$U_{БЭ} = \frac{I_3 R_3 h_{11\beta}}{(R_\sigma + h_{11\beta})}, \text{ где } R_\sigma = \frac{R_{\sigma 1} R_{\sigma 2}}{R_{\sigma 1} + R_{\sigma 2}}. \quad (3.10)$$

С увеличением тока эмиттера модуль напряжения база – эмиттер возрастает, а так как это напряжение минусом подается на базу транзистора, то сильнее препятствует возрастанию тока коллектора. Таким способом и осуществляется поддержание коллекторного тока на одном уровне.

Недостатком схемы с эмиттерной стабилизацией тока покоя коллектора является большое число резисторов (четыре).

Схема с коллекторной стабилизацией более проста, она дает удовлетворительные результаты стабилизации при относительно небольшом технологическом разбросе параметров. Стабилизация осуществляется с помощью отрицательной ОС по напряжению. Схема с коллекторной стабилизацией показана на рис. 3.13б. Здесь элементом цепи ОС является резистор  $R_\sigma$ . стабилизация тока покоя коллектора осуществляется следующим образом. Пусть под действием дестабилизирующего фактора ток покоя коллектора увеличился, как следствие этого, возрос его ток эмиттера ( $I_K \approx I_3$ ), и уменьшилось напряжение коллектор – эмиттер ( $U_{КЭ} = E - I_3 R_K$ ), что привело к снижению тока базы  $I_B = (U_{КЭ} - U_{БЭ}) / R_B$ , а с уменьшением тока базы снизился и ток коллектора  $I_K = h_{21\beta} I_B$ . Иными словами, увеличение или уменьшение тока коллектора будет встречать противодействие со стороны отрицательной ОС. Параллельная отрицательная ОС уменьшает входное сопротивление каскада (обратно пропорционально глубине обратной связи):

$$R = \frac{h_{11\beta} R_\sigma}{(h_{11\beta} + R_\sigma + h_{21\beta} R_K)}. \quad (3.11)$$

Схема коллекторной стабилизации обеспечивает меньшую стабильность тока покоя коллектора по сравнению со схемой эмиттерной стабилизации. Это обусловлено большим сопротивлением резистора  $R_\sigma$  и относительно небольшим входным сопротивлением каскада.

Более эффективные результаты стабилизации коллекторного тока покоя дает комбинированный метод, в котором одновременно используются и эмиттерная, и коллекторная схемы стабилизации. Но из-за большого числа пассивных элементов и относительно большого напряжения питания он находит ограниченное применение.

### 3.4 Основные схемы транзисторных каскадов

#### 3.4.1 Схема с общим эмиттером (ОЭ) с заземленным эмиттером.

ОЭ усиливает ток в  $\beta$  раз, а также усиливает напряжение, так как напряжение на нагрузке может быть больше чем напряжение на входе транзистора, на участке база – эмиттер. Для маломощных транзисторов усиление мощности в схеме ОЭ составляет несколько тысяч. Схема ОЭ усиливает мощность во много раз больше чем схема общий коллектор ОК и схема общая база ОБ, и это одна из причин ее популярности. Каскад с ОЭ инвертирует фазу входного сигнала. Схема ОЭ показана на рис. 3.14

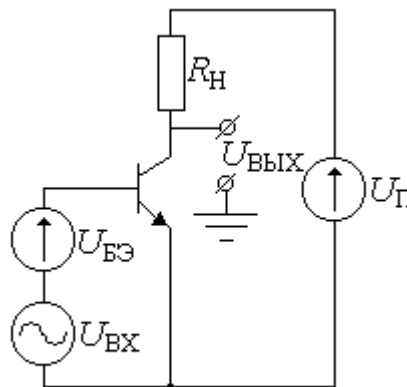


Рис. 3.14

Усиление по напряжению схемы ОЭ:

$$K_U = \frac{-R_H r_{кэ}}{r_э (r_{кэ} + R_H)} \approx -SR_H = \frac{R_H}{r_э} = \frac{I_K R_H}{U_T} = -\frac{U_H}{U_T}. \quad (3.12)$$

где  $S = 1/r_э$  – крутизна, которая физически характеризует усиление переменной составляющей тока коллектора при изменении напряжения сигнала в цепи база – эмиттер  $U_{БЭ}$  в рабочей точке при постоянном напряжении в цепи коллектор – эмиттер  $U_{кэ}$ :

$$S = \left. \frac{\partial I_K}{\partial U_{БЭ}} \right|_{U_{кэ}=\text{const}} \approx \frac{I_K}{U_T}, \quad U_T = \frac{kT}{q} \approx 26 \text{ мВ} \quad (\text{при } 300\text{К}); \quad (3.13)$$

или  $S = 1/r_э$ ,  $R_H$  – сопротивление нагрузки.

Реально достижимые коэффициенты усиления по напряжению при активной нагрузке лежат в пределах от 50 до 500. Больших коэффициентов можно достичь, если вместо  $R_H$  использовать источники постоянного тока.

Усиление по току:

$$K_I = \beta \frac{1}{1 + \frac{R_H}{R_{кэ}}} \approx \beta. \quad (3.14)$$

Теперь о входном сопротивлении  $R_{ВХ}$  и выходном  $R_{ВЫХ}$ . И входная цепь транзистора, и особенно выходная оказывают разное сопротивление

постоянному и переменному току. Допустим, в реальном случае при напряжении на коллекторе  $1 В$  через транзистор идет ток  $100 мА$ , для постоянного тока сопротивление коллекторной цепи  $10 Ом$ . Но если мы попробуем менять напряжение  $U_{кэ}$  и следить за изменением тока, то увидим, что коллекторный ток очень мало меняется при изменении напряжения на коллекторе. Так как менялся бы ток, если бы в цепи было включено сопротивление около  $10 кОм$ , и именно такое сопротивление оказывает транзистор меняющемуся коллекторному току, его переменной составляющей. Выходное сопротивление схемы с ОЭ считается по формуле:

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_H r_{кэ}}{R_H + r_{кэ}} \approx R_H, \quad (3.15)$$

так как  $R_H$  обычно значительно меньше  $r_{кэ}$ .

Выходное сопротивление транзистора  $r_{кэ}$  включенного в схеме с ОЭ составляет  $10 - 100 кОм$ , а входное сопротивление  $r_{бэ}$   $500 - 2500 Ом$ . Входное сопротивление схемы с ОЭ:

$$R_{ВХ} = r_{бэ} \approx \frac{\beta}{S} = \beta \frac{U_T}{I_K}. \quad (3.16)$$

### 3.4.2 Схема с общей базой (ОБ)

Усилительные каскады с резисторной нагрузкой в коллекторной цепи, реализованные по схеме с общей базой ОБ, имеют очень малые входные сопротивления, что создает определенные сложности при их соединении между собой. Поэтому в качестве каскадов предварительного усиления они применяются сравнительно редко. Схема резисторного каскада с ОБ изображена на рис. 3.15

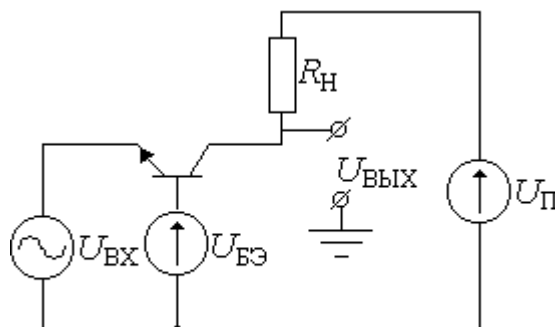


Рис. 3.15

Коэффициент передачи тока каскада с общей базой, примерно равен коэффициенту передачи тока транзистора в схеме с ОБ, т. е. усилительный каскад с ОБ не обеспечивает усиления по току.

$$K_I = \beta \frac{r_{кэ}}{R_H + r_{кэ}} \approx \beta. \quad (3.17)$$

где  $\beta$  – коэффициент усиления по току транзистора включенного по схеме с ОБ.

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОБ:

$$K_U = \frac{\beta R_H r_{кЭ}}{r_{бЭ}(R_H + r_{кЭ})} \approx SR_H = \frac{U_H}{U_T}. \quad (3.18)$$

Так как выходное сопротивление биполярного транзистора велико, то выходное сопротивление каскада с ОБ в основном определяется сопротивлением резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора:

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_H r_{кЭ}}{R_H + r_{кЭ}} \approx R_H. \quad (3.19)$$

Входное сопротивление каскада с ОБ определяется по выражению:

$$R_{ВХ} = \frac{r_{бЭ}}{\beta} \left( 1 + \frac{R_H}{r_{кЭ}} \right) \approx \frac{r_{бЭ}}{\beta} = r_{э} = \frac{U_T}{I_K}. \quad (3.20)$$

Таким образом усилительный каскад с ОБ не инвертирует фазу усиливаемого сигнала, обеспечивает значительный коэффициент усиления по напряжению, но его усиление по току меньше единицы, в результате его коэффициент усиления мощности меньше, чем у каскада с ОЭ. Каскад с ОБ имеет значительное выходное сопротивление и очень маленькое входное сопротивление.

### 3.4.3 Схема с общим коллектором (ОК)

Усилительный каскад, реализованный по схеме с ОК, имеет большое входное и малое выходное сопротивления. В усилителях предварительного усиления он применяется для согласования большого внутреннего сопротивления источника сигнала со сравнительно малым входным сопротивлением усилительного каскада на биполярном транзисторе или каскадов предварительного усиления на биполярных транзисторах между собой.

Схема каскада с общим коллектором изображена на рис. 3.16

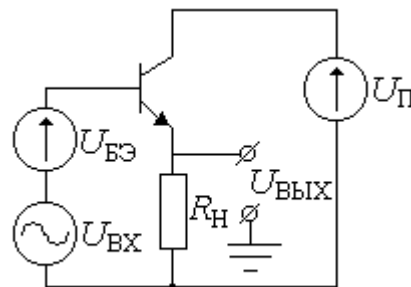


Рис. 3.16

Для этой схемы справедливо равенство  $U_{ВХ} = U_{БЭ} + U_{ВЫХ}$ . Если выходное напряжение  $U_{ВЫХ}$  значительно больше напряжения база-эмиттер  $U_{БЭ}$ , то выходное напряжение каскада приблизительно равно входному. Таким образом, каскад с ОК на выходе повторяет входное напряжение, поэтому является повторителем напряжения, а так как выходное напряжение снимается с эмиттера транзистора, то его называют *эмиттерным*

повторителем. Это каскад относится к усилителям с глубокой отрицательной ОС по напряжению.

Коэффициент усиления по напряжению транзистора в схеме с ОК:

$$K_U = \frac{1}{1 + \frac{r_{БЭ}}{\beta} \left( \frac{1}{R_Э} + \frac{1}{r_{КЭ}} \right)} \approx 1 \quad (3.21)$$

Коэффициент усиления по току практически не отличается от коэффициента усиления по току каскада с ОЭ:

$$K_I = \frac{\beta + 1}{1 + \frac{R_H}{r_{КЭ}}} \approx \beta \quad (3.22)$$

Как уже упоминалось, ОК способен обеспечивать сравнительно большое входное сопротивление:

$$r_{ВХ} = r_{БЭ} + \beta R_H = \beta(r_Э + R_H) \quad (3.23)$$

Выходное сопротивление ОК:

$$R_{ВЫХ} = r_Э + \frac{R_Г + r_{БЭ}}{1 + \beta} \quad (3.24)$$

Таким образом, выходное сопротивление ОК зависит от внутреннего сопротивления источника сигнала. При малом сопротивлении источника сигнала и большом коэффициенте усиления тока транзистора выходное сопротивление ОК стремится к  $r_Э$  и составляет всего несколько десятых Ом.

### 3.4.4 Схема ОЭ с эмиттерным сопротивлением в качестве ООС по току

Падение напряжения, создаваемое эмиттерным током ( $I_Э = I_К$ ) на сопротивлении  $R_Э$  действует навстречу входному напряжению транзистора. Схема (рис. 3.17а) обладает большим входным сопротивлением, что свойственно схеме с ОК. Выходное сопротивление почти равно сопротивлению нагрузки. Коэффициент усиления по напряжению определяется в основном подбором пассивных элементов  $R_H$  и  $R_Э$  (в частном случае  $R_Э > r_Э$ ).

Главное отличие этой схемы от схемы с заземленным эмиттером это то, что действие отрицательной обратной связи уменьшает коэффициент усиления по напряжению и увеличивает входное сопротивление. Т. к. крутизна  $S$  теперь зависит не только от сопротивления  $r_Э$  но и от сопротивления  $R_Э$  включенного в цепь эмиттера ( $R_Э$  и  $r_Э$  включены последовательно).

$$S = \frac{1}{R_Э + r_Э} \quad (3.25)$$

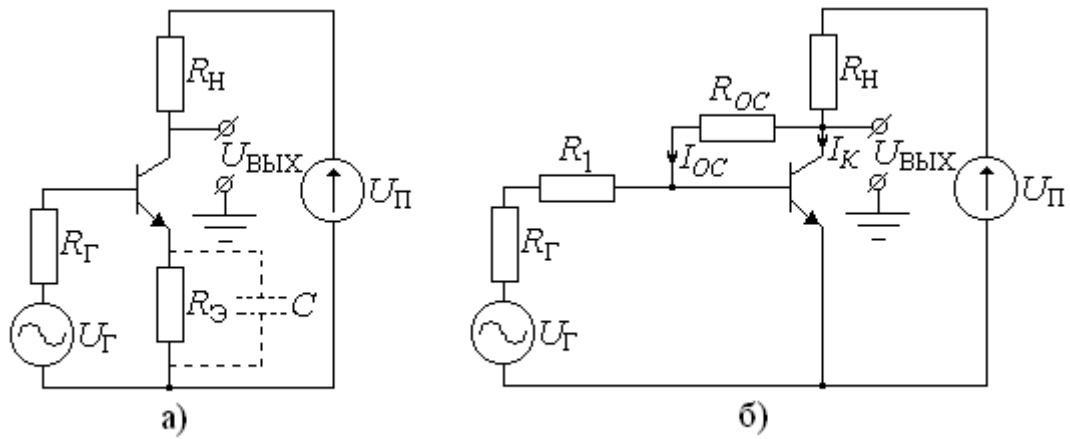


Рис. 3.17

Коэффициент усиления по напряжению при  $R_э \gg r_э$  в основном будет зависеть от  $R_э$ :

$$K_U = \frac{R_к r_{кэ}}{(R_э + r_э)(R_к + r_{кэ})} = \frac{R_к r_{кэ}}{S(R_к + r_{кэ})} \approx \frac{R_к r_{кэ}}{R_э (R_к + r_{кэ})}. \quad (3.26)$$

Входное сопротивление каскада увеличится на  $\beta R_э$  по сравнению со схемой с заземленным эмиттером, т. к. сопротивление  $R_э$  вносится во входную цепь каскада:

$$R_{вх} = \beta(r_э + R_э) = r_{бэ}(1 + SR_э) = r_{бэ} + \beta R_э. \quad (3.27)$$

Выходное сопротивление каскада не отличается от выходного сопротивления каскада ОЭ с заземленным эмиттером (см. 3.19).

Таким образом, из (3.26) видно, что сформировать заданный коэффициент усиления по напряжению можно с помощью подбора номиналов сопротивлений  $R_э$  и  $R_к$ , и тем самым обеспечить независимость параметров схемы от нелинейной переходной характеристики транзистора и его температурных свойств.

Чтобы избежать уменьшения коэффициента усиления по напряжению можно включить в эмиттерную цепь, параллельно сопротивлению  $R_э$ , емкость  $C$ , показанную на рис. 3.17а пунктирной линией. Емкость  $C$  будет шунтировать сопротивление  $R_э$  по переменной составляющей, но для этого необходимо чтобы реактивное сопротивление емкости  $C$  было меньше сопротивления  $R_э$  на самой нижней рабочей частоте. Емкость  $C$  рассчитывается по формуле:

$$C \geq \frac{1}{2\pi f_H R_э}, \quad (3.28)$$

где  $f_H$  – нижняя рабочая частота.

### 3.4.5 Схема ОЭ с ООС по напряжению

ООС основана на том, что ток обратной связи  $I_{оч}$  через сопротивление обратной связи  $R_{оч}$ , пропорциональный выходному напряжению  $U_{вых}$ ,

вычитается из коллекторного тока  $I_K$  пропорционального входному напряжению  $U_{BX}$ , т. к. схема ОЭ инвертирует входной сигнал, то  $U_{BX}$  при этом уменьшается (рис. 3.17б).

Один из недостатков ООС по напряжению это то, что она уменьшает входное сопротивление каскада. В данном случае входное сопротивление каскада определяется сопротивлением  $R_1$ :

$$R_{BX} = R_1. \quad (3.29)$$

Выходное сопротивление каскада увеличивается:

$$R_{ВЫХ} = \frac{R_{OC}}{\beta} \left( 1 + \frac{r_{БЭ}}{R_1 + R_r} \right) + \frac{1}{S} = \frac{R_{OC}}{R_1 + R_r} \left( \frac{R_1 + r_{БЭ}}{\beta} \right) + r_{Э}. \quad (3.30)$$

Коэффициент усиления по напряжению практически определяется сопротивлениями  $R_1$  и  $R_{OC}$ , т. е. изменяя номиналы этих сопротивлений можно сформировать нужный коэффициент усиления по напряжению, только при этом должны выполняться ограничения:

- сопротивление обратной связи  $R_{OC}$  должно быть приблизительно равным сопротивлению база-эмиттерного перехода:  $R_{OC} \approx r_{БЭ} = \beta r_{Э}$ ,
  - сопротивление обратной связи  $R_{OC}$  должно быть больше сопротивления  $R_K$ :  $R_{OC} > R_K$ ,
- иначе  $R_{OC}$  зашунтирует  $R_K$  как сопротивление нагрузки.

### 3.4.6 Эмиттерный повторитель, как усилитель мощности

На рис. 3.18 показана схема с ОК. Она называется также эмиттерным повторителем, так как напряжение на эмиттере по полярности совпадает с напряжением на входе и близко к нему по значению.

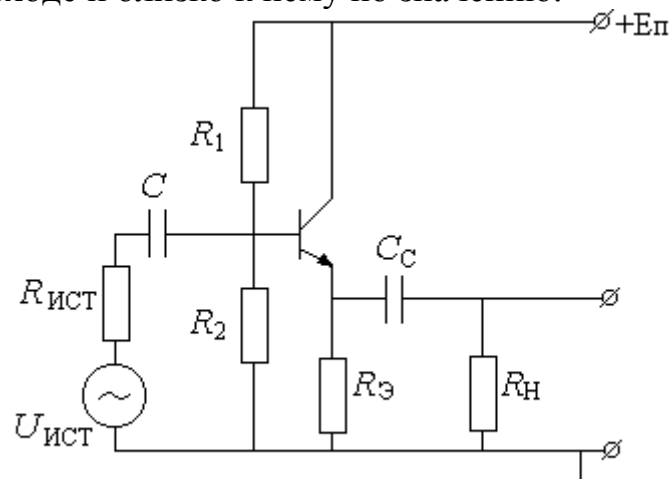


Рис. 3.18

Эмиттерный повторитель представляет собой каскад с последовательной (по входу) ООС по напряжению, увеличивающей входное сопротивление, уменьшающей выходное сопротивление, входную динамическую ёмкость и коэффициент гармоник каскада. Благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерный повторитель эквивалентен генератору

напряжения, которое мало изменяется при изменении сопротивления нагрузки (конечно, пока сопротивление нагрузки много больше выходного сопротивления генератора). Эмиттерный повторитель обычно применяют в качестве входного каскада усилителя в тех случаях, когда входное сопротивление каскада с общим эмиттером оказывается недостаточным.

Входное сопротивление транзистора  $R_{BX(OK)}$ , его динамическая входная ёмкость  $C_{ЭД(OK)}$ , выходное сопротивление  $R_{ВЫХ(OK)}$ , коэффициент усиления тока  $K_T$  и напряжения  $K$ , коэффициент гармоник  $K_{Г(OK)}$  для эмиттерного повторителя с достаточной точностью можно найти по следующим приближённым формулам:

$$\begin{aligned}
 R_{BX(OK)} &\approx R_{BX(OЭ)} + R_{Э\sim} (1 + \beta) \approx \frac{R_{BX(OБ)} + R_{Э\sim}}{1 - \alpha}; \\
 C_{ЭД(OK)} &\approx \frac{0,16}{f_{ГР}(R_{BX(OБ)} + R_{Э\sim})} + \frac{C_H}{1 + \beta} \approx \frac{0,16}{f_{ГР}(R_{BX(OБ)} + R_{Э\sim})} + C_H (1 - \alpha); \\
 R_{ВЫХ(OK)} &\approx \frac{R_{BX(OЭ)} + R_{ИСТ}}{1 + \beta} \approx R_{BX(OБ)} + R_{ИСТ} (1 - \alpha); \\
 K_T &\approx \frac{1}{1 - \alpha} \cdot \frac{R_{Э\sim}}{R_{BX(ТР.СЛ)}}; \\
 K &\approx \frac{R_{Э\sim} (1 + \beta)}{R_{BX(OЭ)} + R_{Э\sim} (1 + \beta)} \approx \frac{R_{Э\sim}}{R_{BX(OБ)} + R_{Э\sim}}; \\
 K_{Г(OK)} &\approx K_{Г} \frac{R_{ИСТ} + R_{BX(OБ)}}{R_{ИСТ} + R_{BX(OБ)} + R_{Э\sim} (1 + \beta)} \approx \frac{(R_{ИСТ} + R_{BX(OЭ)}) (1 - \alpha)}{(R_{ИСТ} + R_{BX(OЭ)}) (1 - \alpha) + R_{Э\sim}};
 \end{aligned} \tag{3.31}$$

где

$\alpha$  и  $\beta$  – статические коэффициенты усиления тока для включения с общей базой и общим эмиттером;

$R_{BX(OЭ)}$  и  $R_{BX(OБ)}$  – входные сопротивления транзистора переменному току в точке покоя при включении с общим эмиттером и общей базой (находятся из входных ВАХ транзистора);

$R_{Э\sim}$  и  $C_H$  – сопротивление нагрузки эмиттерной цепи переменному току и ёмкость нагрузки цепи эмиттера, равная  $C_{ВХ}$  следующего за повторителем каскада;

$R_{ИСТ}$  и  $K_{Г}$  – сопротивление источника сигнала переменному току с учётом цепи подачи смещения и коэффициент гармоник транзистора в том же режиме, но при включении с общим эмиттером;

$R_{ВХ(ТР.СЛ)}$  – входное сопротивление транзистора следующего каскада.

При использовании эмиттерного повторителя в качестве входного каскада для повышения входного сопротивления и снижения уровня шумов (что важно в каскадах с малым уровнем сигнала) напряжение коллектор–эмиттер берут не более 2-3 В, а ток покоя коллектора – меньше 1мА, также можно



увеличить сопротивление делителя, но это ухудшит стабильность точки покоя.

Как правило, выходная мощность ограничена  $U_{\text{пит}}$ . Поэтому, коэффициент усиления по мощности определяется коэффициентом усиления по току и именно для этих целей хорош транзистор в схеме с ОК. Чем больше  $\beta$ , тем больше коэффициент по мощности.

### 3.5 Напряжение смещения с помощью согласованной пары транзисторов

Согласованные транзисторы – это транзисторы имеющие идентичные параметры, выполненные на одном кристалле полупроводника. Свойства таких согласованных пар транзисторов одинаковы, вплоть до совпадения всех параметров (термостабильность,  $\beta$ ,  $I_{K \text{ max}}$ ,  $S$ ,  $I_{\text{ОБР.К}}$ ). На рис 3.19 показана схема для согласованной пары транзисторов.

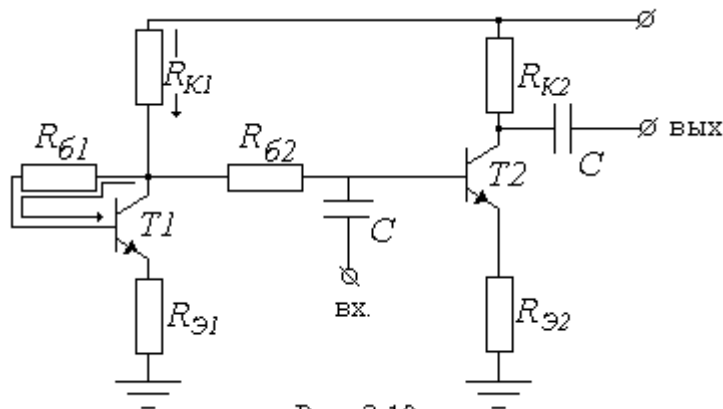


Рис. 3.19

Сопротивление коллектора  $R_{\text{К}}$  транзистора  $T_2$  – для формирования рабочей точки транзистора  $T_2$ , т. к. он должен работать в линейном режиме. Сопротивления  $R_{\text{Б1}}$  и  $R_{\text{Б2}}$  для ограничения базовых токов транзисторов  $T_1$  и  $T_2$  соответственно. Эти сопротивления не большие, в пределе могут быть равными 0, тогда транзистор  $T_1$  является охваченным отрицательной обратной связью большой глубины.

Транзистор  $T_1$  находится в линейном режиме, т.е. напряжение на коллекторе транзистора  $T_1$  больше чем напряжение насыщения коллектор-эмиттер.

Механизм температурной стабилизации можно объяснить следующим образом. Благодаря наличию 100% отрицательной обратной связи, при увеличении температуры напряжение на базе транзистора  $T_1$  увеличивается, вследствие чего увеличивается ток базы  $I_{\text{Б1}}$ , что приводит к увеличению тока коллектора  $I_{\text{К1}}$ . Под действием этого потенциал на коллекторе  $T_1$  уменьшится, причем ровно настолько же, произошло изменение потенциала на базе транзистора  $T_2$ , и оно будет равным некоторому соответствующему конкретной температуре значению. Так как  $T_1$  и  $T_2$  идентичны

(согласованны), то уменьшение напряжения на коллекторе транзистора  $T1$  приведет к уменьшению тока базы  $I_{B2}$  транзистора  $T2$  соответственно что и приводит к стабилизации тока коллектора  $I_{K2}$  транзистора  $T2$ .

### 3.6 Составные транзисторы. Схема Дарлингтона. Каскодное соединение транзисторов.

Стремление улучшить параметры транзисторов, используемых в качестве усилительных элементов, привело к созданию так называемых составных транзисторов – соединений, состоящих их двух и более одиночных транзисторов.

Существует большое количество способов соединения одиночных транзисторов в составной. Два (или более) транзистора, включенных по данным схемам, могут рассматриваться как один транзистор, называемый составным, так как он может иметь, как и обычный транзистор, только три внешних вывода. Наибольшее распространение получили два из них: соединение по схеме Дарлингтона и каскодное соединение.

Схема Дарлингтона. Составной транзистор по схеме Дарлингтона может быть получен соединением двух (рис. 3.20а) или более (рис. 3.20б) одиночных транзисторов. Его обычно используют в оконечном каскаде, включая по схеме с общим эмиттером. При этом мощность, отдаваемая в нагрузку определяется транзистором  $T1$ , а частотные свойства каскада – относительно маломощным транзистором  $T2$ .

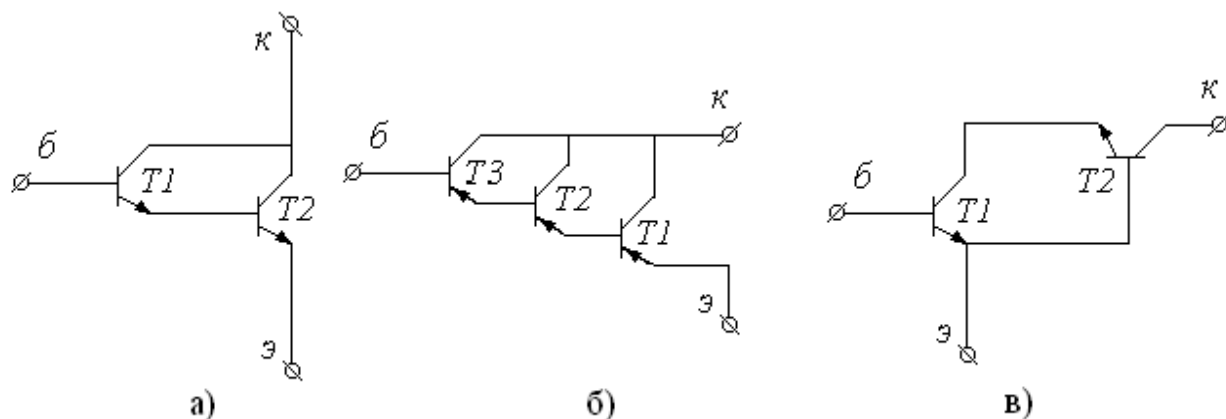


Рис. 3.20

Составной транзистор имеет следующие  $h$ -параметры:

$$\begin{aligned}
 h_{119} &= h_{119}^{(1)} + (h_{219}^{(1)} + 1)h_{119}^{(2)}; \\
 h_{129} &\approx h_{129}^{(1)}; \\
 h_{219} &= h_{219}^{(1)} + (h_{219}^{(1)} + 1)h_{219}^{(2)} \approx h_{219}^{(1)}h_{219}^{(2)}; \\
 h_{229} &\approx h_{229}^{(2)}.
 \end{aligned}
 \tag{3.32}$$

Основными достоинствами составного транзистора являются высокое входное сопротивление и большой коэффициент передачи тока.

Коэффициент усиления тока, обеспечиваемый составным транзистором, равен произведению коэффициентов усиления токов отдельных транзисторов:

$$\beta_{с.т} = \beta_1 \beta_2. \quad (3.33)$$

Недостатком – то, что первый транзистор в схеме Дарлингтона должен работать при очень малом токе эмиттера, так как его эмиттерный ток является базовым током второго транзистора. Чтобы первый транзистор мог работать при более высоком токе, между базой второго транзистора и его эмиттером включают генератор стабильного тока, имеющий малое сопротивление для постоянного тока и очень большое сопротивление для переменного тока. В этом случае большая часть эмиттерного тока первого транзистора является током генератора стабильного тока и почти весь переменный ток эмиттера первого транзистора течёт в базу второго транзистора.

Каскодная схема. В составном транзисторе, выполненном по каскодной схеме (рис. 2), входной транзистор включён по схеме с общим эмиттером, а выходной – с общей базой.

Для каскодной схемы  $h$ -параметры выражаются через  $h$ -параметры составляющих её транзисторов следующим образом:

$$\begin{aligned} h_{11} &= h_{11э}^{(1)}; \\ h_{12} &= h_{12э}^{(1)} h_{12б}^{(2)} \approx 10^{-7}; \\ h_{21} &\approx -h_{21э}^{(1)} h_{21б}^{(2)} \approx h_{21э}^{(1)}; \\ h_{22} &\approx h_{22б}^{(2)}. \end{aligned} \quad (3.34)$$

Таким образом, входное сопротивление каскодной схемы равно выходному сопротивлению схемы с ОЭ, а выходное сопротивление – выходному сопротивлению схемы с ОБ. Коэффициент усиления тока такой же, как у схемы с ОЭ, а обратная передача напряжения с выхода на вход практически отсутствует.

Каскодную схему включения применяют в резисторных и резонансных усилителях, а также при использовании полевых транзисторов.

### 3.7 Транзистор как источник стабильного тока

#### 3.7.1 Простейший источник тока

Как известно, идеальный источник тока обеспечивает в нагрузке ток, который не зависит от падения напряжения на нагрузке. Некоторое приближение к такому источнику можно получить на основе источника напряжения  $E$ , подключив к нему нагрузку через большое сопротивление  $R$ , порядка нескольких  $МОм$  (рис. 3.21).

Это условие, т.е. наличие огромного напряжения, можно обойти, используя низковольтный источник, если потребовать большого внутреннего сопротивления только для определенного интервала выходных напряжений, например, от 1 до 10 В.

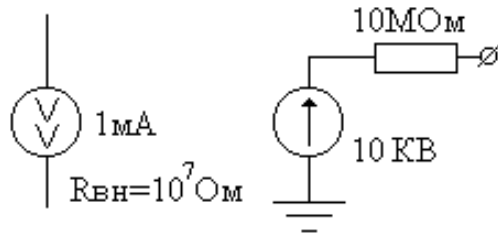


Рис. 3.21

В этом случае большим может быть только дифференциальное внутреннее сопротивление. Данной особенностью обладает выходная ВАХ транзистора. В то время как статическое выходное сопротивление транзистора равно нескольким  $\kappa\text{Ом}$ , дифференциальное выходное сопротивление может составлять несколько сотен  $\kappa\text{Ом}$ . С помощью ООС значение дифференциального внутреннего сопротивления можно увеличивать почти на порядок и, следовательно, получить практически идеальный источник тока.

Для того чтобы транзистор работал источником тока, он должен работать в линейном режиме. Простейший, но очень хороший источник тока можно построить на основе транзистора (рис. 3.22).

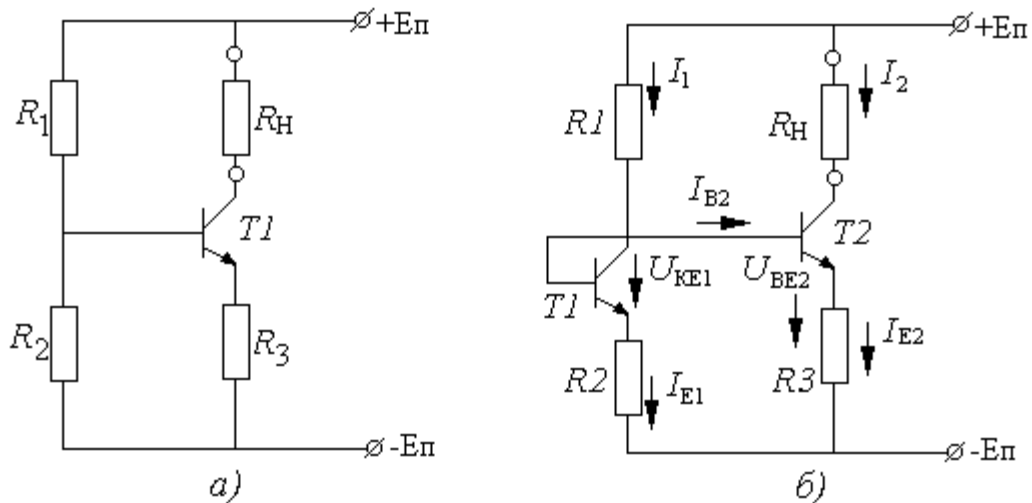


Рис. 3.22

Работает он следующим образом: напряжение на базе  $U_B > U_{БЭ}$  поддерживает эмиттерный переход в открытом состоянии:  $U_{Э} = U_B - U_{БЭ}(B)$ . В связи с этим ток эмиттера равен:

$$I_{Э} = \frac{U_{Э}}{R_{Э}} = \frac{(U_B - U_{БЭ})(B)}{R_{Э}}. \quad (3.35)$$

Так как для больших значений коэффициента усиления по току  $\beta$ ,  $I_{Э} \cong I_K$ , то  $I_K \cong (U_B - U_{БЭ})/R_{Э}$  независимо от напряжения  $U_K$  до тех пор, пока транзистор не перейдет в режим насыщения ( $U_K > U_{Э} + U_{НАСС}$ ).

Напряжение на базе можно сформировать несколькими способами. Хороший результат дает использование делителя напряжения, если он обеспечивает достаточно стабильное напряжение. Сопротивление делителя

должно быть значительно меньше сопротивление схемы со стороны базы по постоянному току.

Выходное сопротивление:

$$r_{ИТ} = r_{кЭ} \left( 1 + \frac{\beta R_3}{R_3 + S^{-1}} \right) \cong \beta r_{кЭ}. \quad (3.36)$$

### 3.7.2 «Токовое зеркало»

В качестве источника стабильного тока наиболее часто применяют «токовое зеркало» (рис. 3.22б). Особенное отличие этой схемы от предыдущей (рис. 3.22а) заключается в том, что резистор заменён транзистором  $T1$  и резистором  $R_2$ . При этом транзистор  $T1$  работает в качестве диода. Его база соединена с коллектором, поэтому переход база-коллектор открыт.

Для контура, охватывающего входную цепь транзистора  $T2$ , справедливо уравнение:

$$U_{БЭ2} + I_{Э2} R_3 - I_{Э1} R_2 - U_{кЭ1} = 0. \quad (3.37)$$

Так как напряжение  $U_{кЭ1} = U_{БЭ1}$ , то при одинаковых транзисторах  $T1$  и  $T2$  напряжения  $U_{БЭ2}$  и  $U_{кЭ1}$  одинаковы. Если же и резисторы  $R_2$  и  $R_3$  одинаковы, то

$$I_{Э1} = I_{Э2}. \quad (3.38)$$

Базовые токи транзисторов всегда значительно меньше токов коллектора, поэтому в силу (3.38) справедливо равенство токов коллекторов:  $I_1 = I_2$ . Выходной ток  $I_2$  повторяет входной  $I_1$ . Этим обосновывается название «зеркало». В аналоговых интегральных схемах ток  $I_1$  обычно задаётся какими-либо другими каскадами, выходной ток  $I_2$  повторяет его.

Если в схеме «токового зеркала» сопротивления  $R_2$  и  $R_3$  сделать неодинаковыми, то неодинаковыми будут токи  $I_{Э1}$  и  $I_{Э2}$ , а также неодинаковыми токи  $I_1$  и  $I_2$ , а именно  $I_2 = I_1 R_2 / R_3$ . Следовательно, «токовое зеркало» может отражать ток в увеличенном масштабе.

«Токовое зеркало» используется и без резисторов  $R_2$  и  $R_3$  ( $R_2 = R_3 = 0$ ). В такой схеме различны токи  $I_1$  и  $I_2$ , обеспечиваются путём создания различных площадей эмиттерных переходов транзисторов  $T1$  и  $T2$ :

$$I_2 = I_1 S_2 / S_1. \quad (3.39)$$

Оценочное значение внутреннего сопротивления этого источника тока

$$R_{ВН} \approx \frac{R_K}{(1 + I_2 / I_1)} \quad (3.40)$$

и уменьшается с ростом отношения токов  $I_2 / I_1$ .

### 3.7.3 «Токовое зеркало Уилсона»

На рис. 3.23 представлено ещё одно токовое зеркало, обеспечивающее высокую степень постоянства тока. Данная схема получила название «токовое зеркало Уилсона». Транзисторы  $T1$  и  $T2$  включены как в обычном токовом зеркале. Благодаря транзистору  $T3$  потенциал коллектора транзистора  $T1$  фиксирован и на удвоенную величину падения напряжения на диоде ниже, чем напряжение питания  $U_{П}$ .

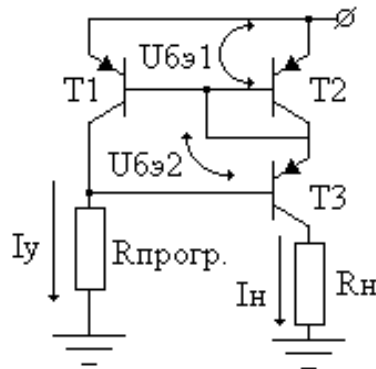


Рис. 3.23

Такое включение позволяет подавить эффект Эрли в транзисторе  $T1$ , коллектор которого теперь служит для задания режима работы схемы; выходной ток определяется транзистором  $T2$ . Транзистор  $T3$  не влияет на баланс токов, если его базовый ток пренебрежимо мал; его единственная функция состоит в том, чтобы зафиксировать потенциал коллектора  $T1$ . В результате в токозадающих транзисторах  $T1$  и  $T2$  падения напряжения на эмиттерных переходах фиксированы; транзистор  $T3$  можно рассматривать как элемент, который просто передаёт выходной ток в нагрузку, напряжение на которой является переменным. Транзистор  $T3$  не обязательно согласовывать с транзисторами  $T1$  и  $T2$ .

На рис. 3.24 представлены два варианта многовыходного «токового зеркала».

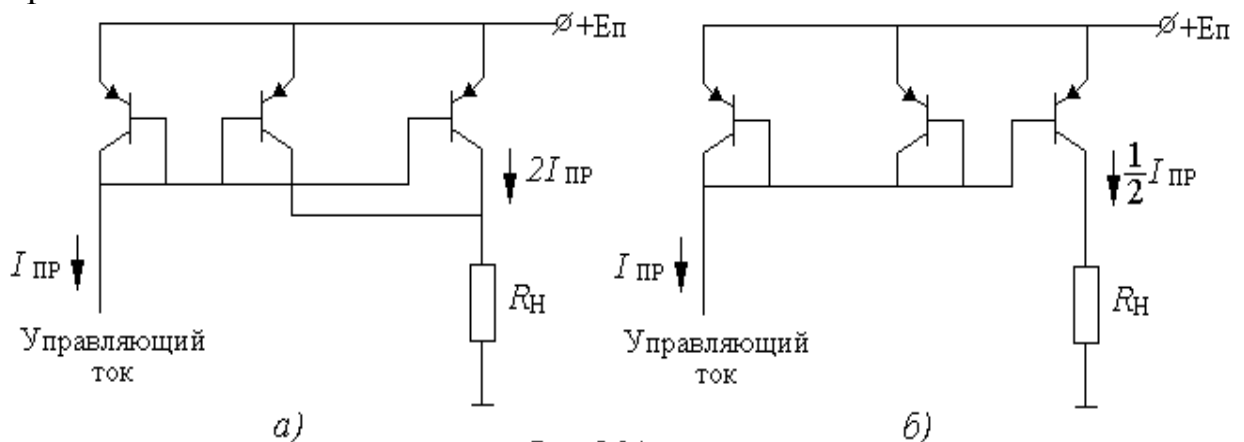


Рис. 3.24

Эти схемы отражают удвоенный (или половинный) управляющий ток. При разработке «токовых зеркал» в интегральных схемах коэффициент

отражения тока задают путём выбора размеров (площадей) эмиттерных переходов.

### 3.7.4 Недостатки источников тока

1. Напряжение  $U_{бэ}$  и коэффициент  $\beta$  (при заданном токе коллектора) несколько изменяются при изменении напряжения коллектор-эмиттер (эффект Эрли). Изменение напряжения  $U_{бэ}$ , связанное с изменением напряжения на нагрузке, вызывает изменение выходного тока, так как напряжение на эмиттере (а следовательно и эмиттерный ток) изменяется, даже если напряжение на базе фиксировано. Изменение коэффициента  $\beta$  приводит к небольшим изменениям выходного (коллекторного) тока при фиксированном токе эмиттера, так как  $I_K = I_Э - I_B$ ; кроме того, немного изменяется напряжение на базе в связи с возможным изменением сопротивления источника смещения, обусловленного изменениями коэффициента  $\beta$  (а следовательно, и тока базы). Эти изменения незначительны.

2. Напряжение  $U_{бэ}$  и коэффициент  $\beta$  зависят от температуры. В связи с этим при изменении температуры окружающей среды возникает дрейф выходного тока. Кроме того, температура перехода изменяется при изменении напряжения на нагрузке (в связи с изменением мощности, рассеиваемой транзистором) и приводит к тому, что источник работает не как идеальный. Изменение напряжения  $U_{бэ}$  в зависимости от температуры окружающей среды можно скомпенсировать с помощью схемы, показанной на рис. 3.25

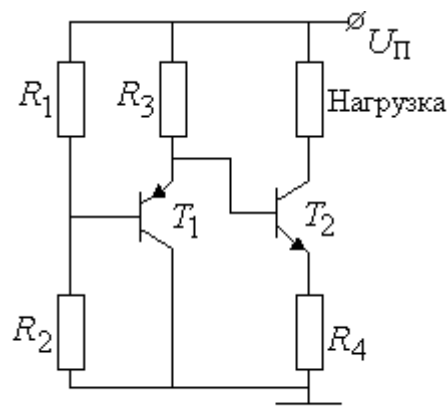


Рис. 3.25

В этой схеме падение напряжения между базой и эмиттером транзистора  $T_2$  компенсируется падением напряжения на эмиттерном переходе  $T_1$ , который имеет такие же температурные характеристики. Резистор  $R_3$  играет роль нагрузки для  $T_1$ , необходимой для задания втекающего тока базы транзистора  $T_2$ .

Вообще говоря, изменение напряжения  $U_{кэ}$ , вызванное как влиянием температуры (относительное изменение составляет приблизительно  $-2мВ/°С$ ), так и зависимостью от напряжения  $U_{бэ}$  (эффект Эрли оценивается величиной  $\Delta U_{бэ} \approx -0.001\Delta U_{кэ}$ ), можно свести к минимуму, если установить напряжение на эмиттере достаточно большим (по крайней мере  $1В$ ), тогда изменение напряжения  $U_{бэ}$  на десятые доли милливольт не приведет к значительному изменению напряжения на эмиттерном резисторе.