

Лекция 22. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

План

1. Модели биполярных транзисторов для режима малого сигнала.
2. Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером.
3. Выводы.

1. Модели биполярных транзисторов для режима малого сигнала

В схемах усилителей токи и напряжения содержат как постоянные, так и переменные составляющие. Постоянные составляющие необходимы для того, чтобы обеспечить нужное смещение транзистора. Переменные составляющие содержат полезную информацию. Эти составляющие необходимо усилить и передать без искажения.

Для упрощения анализа используют метод наложения, т. е. рассчитывают схему отдельно для переменной и постоянной составляющих. Переменные (сигнальные) составляющие имеют значительно меньшую величину, чем постоянная. Поэтому расчет по переменной составляющей называют *анализом в режиме малого сигнала*. Модели транзистора для режима малого сигнала содержат только линейные элементы.

Для того чтобы получить модель биполярного транзистора для режима малого сигнала, рассмотрим схему на рис. 22.1. В цепь база-эмиттер включены источник постоянного напряжения E_6 , обеспечивающий прямое смещение эмиттерного перехода, и источник входного сигнала $u_{вх}$.

Ток коллектора

$$i_k = \alpha I_{90} e^{(E_6 + u_{вх})/Vt} = \alpha I_{90} e^{E_6/Vt} \cdot e^{u_{вх}/Vt} = I_k e^{u_{вх}/Vt}.$$

Здесь I_{90} – обратный ток эмиттерного перехода, $I_k = \alpha I_{90} e^{E_6/Vt}$ – постоянная составляющая тока коллектора.

Разложим экспоненту в последнем выражении в ряд Тейлора. Если переменная составляющая входного напряжения невелика, т.е. $u_{вх} < Vt$, то в разложении можно ограничиться двумя первыми членами:

$$i_k \approx I_k \left(1 + \frac{u_{вх}}{Vt} \right).$$

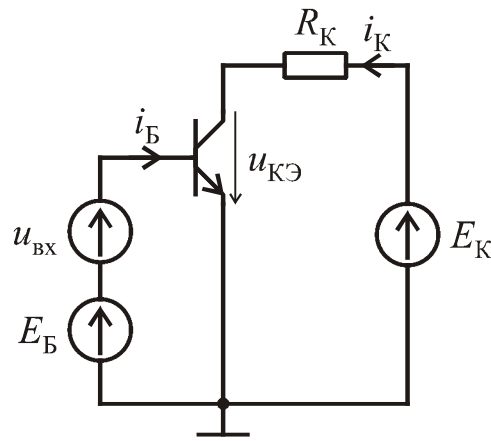


Рис. 22.1

Переменная составляющая тока коллектора

$$i_{\text{к}} = \frac{I_{\text{к}}}{Vt} u_{\text{вх}} = g_m u_{\text{вх}}. \quad (22.1)$$

Коэффициент пропорциональности $g_m = I_{\text{к}}/Vt$ называют *крутизной* или *передаточной проводимостью* биполярного транзистора. Как следует из (22.1), крутизна пропорциональна постоянной составляющей тока коллектора $I_{\text{к}}$ и обратно пропорциональна постоянной Vt . Например, если $I_{\text{к}} = 10$ мА, при комнатной температуре $g_m = 400$ мА/В. Таким образом, в режиме малого сигнала биполярный транзистор можно рассматривать как источник тока, управляемый напряжением $u_{\text{вх}}$.

Определим теперь переменную составляющую тока базы. Полный ток базы

$$i_{\text{б}} = i'_{\text{б}} + i''_{\text{б}} = \frac{i_{\text{к}}}{\beta} = \frac{I_{\text{к}}}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_{\text{к}}}{Vt} u_{\text{вх}}.$$

Переменная составляющая тока базы

$$i''_{\text{б}} = \frac{1}{\beta} \frac{I_{\text{к}}}{Vt} u_{\text{вх}}.$$

Учитывая, что $g_m = I_{\text{к}}/Vt$, получаем

$$i_{\text{б}} = \frac{g_m}{\beta} u_{\text{вх}}.$$

Входное сопротивление для переменной составляющей со стороны базы

$$r_{\pi} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{б}}} = \frac{\beta}{g_m}. \quad (22.2)$$

Полученным равенствам соответствуют малосигнальные модели на рис. 22.2 а, б. Зависимость (22.2) моделирует управляемый источник тока, а линейная связь между $i_{\text{б}}$ и $u_{\text{вх}}$ представлена резистором, включенным между базой и эмиттером.

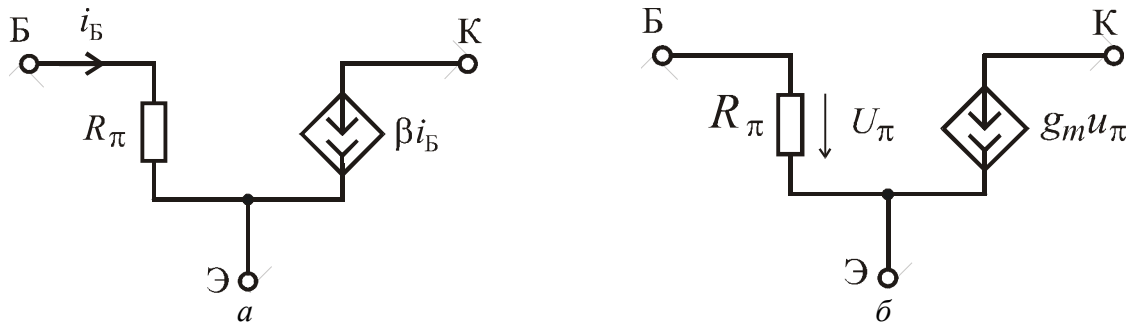


Рис. 22.2

В соответствии с (22.2) сопротивление резистора r_{π} прямо пропорционально β и обратно пропорционально постоянной составляющей тока коллектора. Поскольку $g_m = I_{\text{к}}/Vt$, а ток базы $I_{\text{б}} = I_{\text{к}}/\beta$, можно получить и другое выражение для r_{π} :

$$r_{\pi} = \frac{Vt}{I_{\text{б}}}.$$

В последнем выражении $I_{\text{б}}$ – постоянная составляющая тока базы.

Эквивалентные схемы на рис. 22.2, а, б называют *гибридными П-образными моделями биполярного транзистора*. Таким образом, при малых переменных напряжениях, не превышающих Vt , биполярный транзистор эквивалентен источнику тока, управляемому напряжением $u_{\text{бэ}}$ либо током $i_{\text{б}}$.

Анализ цепей с биполярными транзисторами в режиме малого сигнала выполняется в следующем порядке.

1. Определяется рабочая точка транзистора, т. е. постоянные составляющие тока коллектора $I_{\text{к}}$ и напряжения $U_{\text{кэ}}$. Схему для определения рабочей точки получают, заменяя индуктивные элементы коротками, а емкостные – разрывами. Источники переменных сигналов из схемы исключают, оставляя только источники постоянных напряжений и токов.

2. По результатам расчетов, выполненных на первом шаге, рассчитываются параметры модели для режима малого сигнала:

$$g_m = I_{\text{к}}/Vt, \quad r_{\pi} = \beta/g_m, \quad r_{\text{э}} = Vt/I_{\text{э}}.$$

3. Составляется расчетная схема для режима малого сигнала. Транзистор заменяется одной из моделей для режима малого сигнала (рис. 22.2). Источники постоянных напряжений и токов исключаются.

4. Выполняется анализ расчетной схемы, полученной на предыдущем шаге.

Модели биполярного транзистора, показанные на рис. 22.2, *а*, *б*, используют для анализа в диапазоне средних частот, где можно не учитывать зависимость параметров транзисторов от частоты. Для учета эффектов, которые становятся существенными на высоких частотах, в схему замещения включают дополнительные элементы (рис. 22.3).

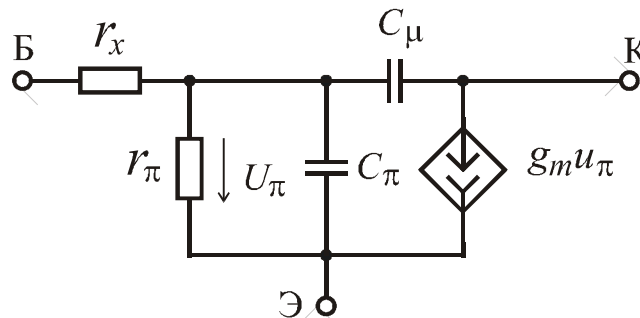


Рис. 22.3

Резистор r_x учитывает сопротивление базового слоя. Величина этого сопротивления зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от единиц до нескольких десятков ом. Конденсатор C_μ учитывает емкость смещенного в обратном направлении коллекторного перехода. Конденсатор C_π учитывает емкость, связанную с накоплением неосновных носителей в базе, и емкость, обусловленную пространственным зарядом в области эмиттерного перехода. В большинстве случаев C_π составляет от единиц до нескольких десятков пикофард. Емкость C_μ не превышает нескольких пикофард.

2. Усилительный каскад на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером

Рассмотрим усилитель, в котором транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а для стабилизации рабочей точки используется отрицательная обратная связь по току (рис. 22.4).

Конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными: C_1 препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, а C_2 служит для разделения по постоянному току коллекторной цепи и нагрузки. Емкости C_1 и C_2 выбирают такими, что на частоте переменной составляющей их сопротивлением можно было пренебречь. Резистор R_r учитывает

внутреннее сопротивление источника сигнала. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, определяющий положение рабочей точки эмиттерного перехода.

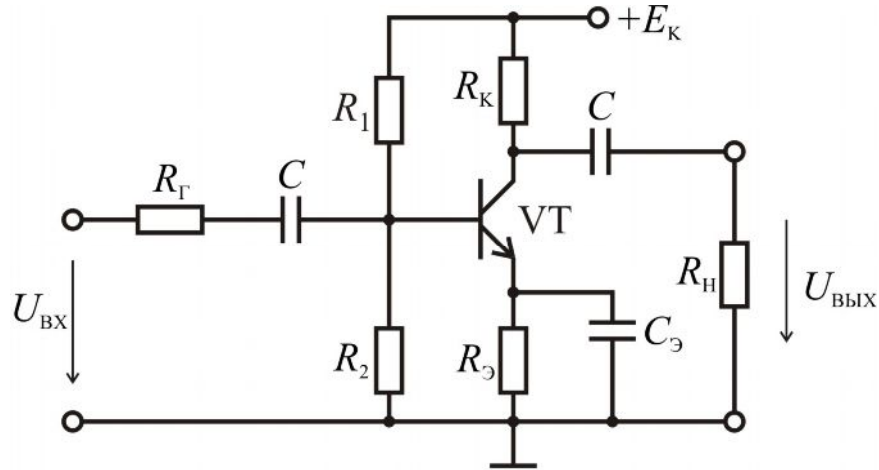


Рис. 22.4

Резистор в цепи коллектора преобразует изменение тока коллектора в выходное напряжение. На выходе цепи включен резистор нагрузки $R_н$, с которого снимается усиленный сигнал.

Резистор $R_э$ является цепью отрицательной обратной связи. Конденсатор в цепи эмиттера шунтирует резистор $R_э$. Ёмкость этого конденсатора выбирают такой, чтобы на частоте сигнала $X_э = \frac{1}{\omega C_э} \ll R_э$. За счёт этого увеличивается коэффициент усиления переменной составляющей.

Поскольку в схеме действуют источники переменного (источник сигнала на входе) и постоянного напряжения, для расчета используем метод наложения. Проанализируем цепь отдельно для постоянной и переменной составляющих. Напомним, что анализ по постоянной составляющей называют анализом в режиме большого сигнала, а по переменной составляющей – анализом в режиме малого сигнала.

Анализ для постоянной составляющей. В схеме на рис. 22.4 заменим источник переменного сигнала $e_{вх}$ коротким замыканием, а конденсаторы – разрывом. Схема замещения для постоянной составляющей показана на рис. 22.5.

Заменив транзистор моделью для режима большого сигнала, определим постоянные составляющие тока коллектора $I_к$ и напряжения $U_{кэ}$, следовательно, и режим работы транзистора.

Расчетная схема для определения токов коллектора и эмиттера показана на рис. 22.6. Транзистор заменен моделью для активного режима. Дели-

тель напряжения, образованный резисторами R_1 , R_2 , заменен эквивалентной схемой Тевенина. Здесь

$$E_{\sigma} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_{\kappa}, \quad R_{\sigma} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

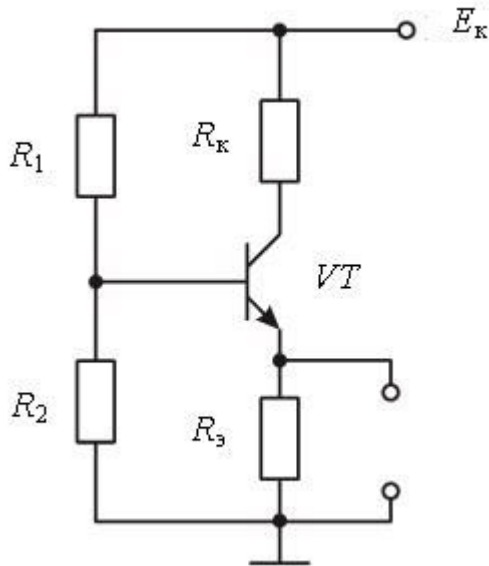


Рис. 22.5

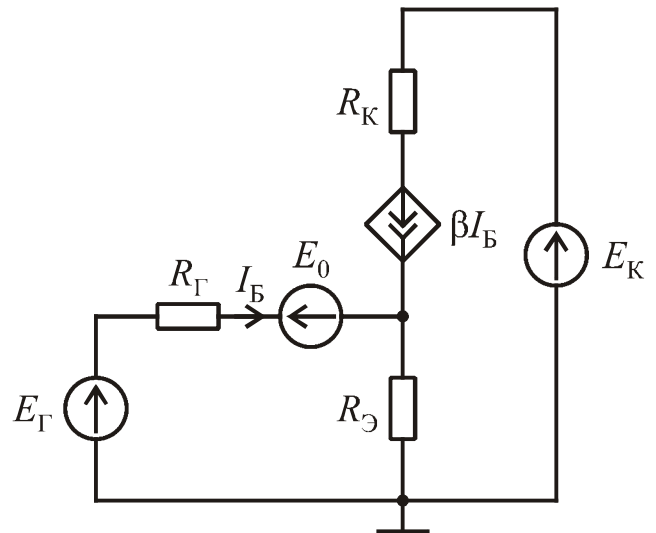


Рис. 22.6

Ток базы

$$I_{\sigma} = \frac{E_{\sigma} - E_0}{R_{\sigma} + R_3(\beta + 1)}.$$

Ток коллектора

$$I_{\kappa} = \beta I_{\sigma} = \frac{\beta(E_{\sigma} - E_0)}{R_{\sigma} + R_3(\beta + 1)}.$$

Из последнего выражения следует, что изменение тока коллектора пропорционально изменению $E_{\sigma} - E_0$. Источник E_0 моделирует напряжение эмиттерного перехода U_{σ_3} , смещенного в прямом направлении. Влияние изменений напряжения U_{σ_3} на ток коллектора будет невелико, если выполняется условие

$$E_{\sigma} \gg U_{\sigma_3}. \quad (22.3)$$

Однако увеличение напряжения E_6 при заданном напряжении питания E_k приводит к уменьшению размаха выходного напряжения, если схема используется в качестве усилителя.

Для того чтобы ток коллектора был нечувствителен к изменениям β , должно выполняться условие

$$R_3 \gg \frac{R_6}{\beta + 1}. \quad (22.4)$$

Из условия (22.4) следует, что для уменьшения чувствительности I_k к вариациям β необходимо уменьшать сопротивления резисторов R_1 и R_2 . Однако при этом увеличивается ток через делитель $R_1 - R_2$. Следовательно, увеличатся и потери в цепи.

Рассмотрим подробнее влияние резистора в цепи эмиттера на стабилизацию рабочей точки транзистора. Резистор R_3 в схеме на рис. 22.5 является цепью отрицательной обратной связи. Предположим, что по какой-либо причине ток эмиттера увеличился. Это приведет к увеличению падения напряжения на резисторе R_3 , так как $U_3 = R_3 I_3$. Если выполняется условие (22.4), напряжение базы останется прежним. Следовательно, напряжение эмиттерного перехода $U_{63} = U_6 - U_3$ уменьшится, что приведет к уменьшению I_3 . Таким образом, отрицательная обратная связь стабилизирует ток эмиттера, делает его нечувствительным к вариациям напряжения U_{63} и коэффициента β .

Анализ по переменной составляющей. Исключим из схемы источник постоянного напряжения E_k , заменив его коротким замыканием. Верхние зажимы резисторов R_1 и R_k окажутся заземленными, поэтому R_1 и R_2 , R_k и R_n соединены параллельно. Емкости конденсаторов выбирают такими, чтобы их сопротивление на частоте переменной составляющей было мало по сравнению с сопротивлениями резисторов. Поэтому зажимы конденсаторов замкнем. Заменив транзистор малосигнальной моделью, получим эквивалентную схему усилителя для режима малого сигнала (рис. 22.7). Здесь

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}.$$

Резистор в цепи эмиттера зашунтирован малым сопротивлением конденсатора C_3 , поэтому отрицательная обратная связь по переменной составляющей отсутствует.

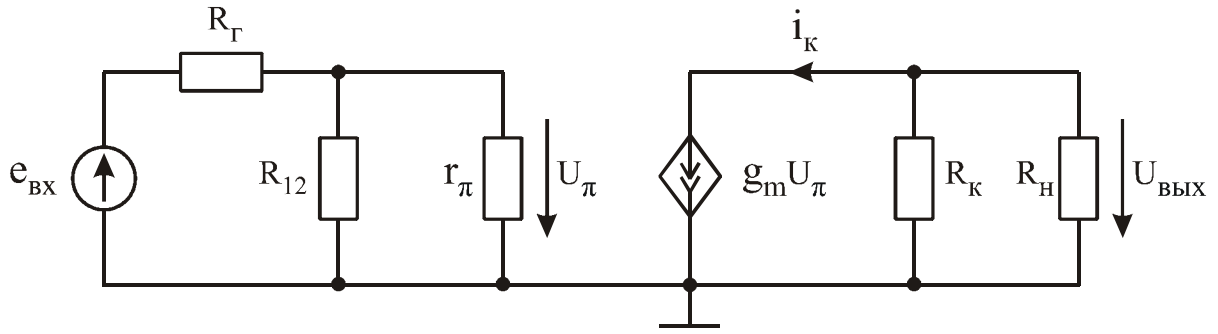


Рис. 2.4.4

Входное сопротивление схемы

$$R_{\text{ВХ}} = r_{\pi} \parallel R_{12}.$$

Входное сопротивление схемы с общим эмиттером невелико и не превышает нескольких кОм.

Определим выходное напряжение эквивалентной схемы усилителя. Резисторы R_{Γ} , R_{12} и r_{π} образуют делитель напряжения, поэтому

$$u_{\pi} = \frac{r_{\pi} \parallel R_{12}}{R_{\Gamma} + r_{\pi} \parallel R_{12}} e_{\text{ВХ}}.$$

Выходное напряжение схемы на рис. 22.7

$$u_{\text{ВЫХ}} = -g_m R_K \parallel R_H u_{\pi} = -\frac{g_m R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} R_K \parallel R_H e_{\text{ВХ}}. \quad (22.5)$$

Если сопротивление источника сигнала невелико, напряжение $u_{\pi} \approx e_{\text{ао}}$, и формулу (22.5) можно упростить:

$$u_{\text{ВЫХ}} = -g_m R_K \parallel R_H e_{\text{ВХ}}.$$

Коэффициент усиления переменной составляющей напряжения

$$K_U = \frac{u_{\text{ВЫХ}}}{e_{\text{ВХ}}} = -g_m R_K \parallel R_H. \quad (22.6)$$

Знак минус в последнем выражении указывает на то, что входной и выходной сигналы находятся в противофазе.

Определим коэффициент усиления тока схемы с общим эмиттером. При $R_H \ll R_K$ выходной ток

$$i_{\text{ВЫХ}} = -i_K = -g_m R_{12} \| r_\pi i_{\text{ВХ}}.$$

Коэффициент усиления переменной составляющей тока

$$K_i = \frac{i_{\text{ВЫХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = -g_m R_{12} \| r_\pi \approx -g_m r_\pi = -\beta.$$

Это максимальный коэффициент усиления тока, который может быть получен в режиме короткого замыкания выходных зажимов, при $R_H = 0$. В большинстве случаев $|K_i| < \beta$ за счет того, что часть выходного тока замыкается через резистор R_ϵ .

Итак, схема с общим эмиттером обеспечивает усиление как по напряжению, так и по току. Она имеет невысокое входное (сотни ом – десятки килоом) и относительно большое выходное сопротивления (единицы – десятки килоом). В многокаскадных усилителях схему с общим эмиттером используют для получения требуемого коэффициента усиления напряжения.

3. Выводы

1. В схемах усилителей токи и напряжения содержат как постоянные, так и переменные составляющие. Для расчетов используют метод наложения, т.е. анализируют цепь отдельно для переменной и постоянной составляющих.

2. Переменные (сигнальные) составляющие имеют значительно меньшую величину, чем постоянная. Поэтому расчет по переменной составляющей называют *анализом в режиме малого сигнала*. Модели транзистора для режима малого сигнала содержат только линейные элементы.

3. Схема с общим эмиттером обеспечивает усиление как по напряжению, так и по току. Она имеет невысокое входное и относительно большое выходное сопротивления. В многокаскадных усилителях схему с общим эмиттером используют для получения требуемого коэффициента усиления напряжения.