

## Лекция 19. Статические и динамические характеристики транзисторов с общим эмиттером, анализ частотной характеристики

1. **Входная характеристика** (рис. 3.14, а):

$$I_{\text{ВХ}} = f(U_{\text{ВХ}}) \text{ при } U_{\text{ВЫХ}} = \text{const} (I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}}), U_{\text{КЭ}} = \text{const})$$

2. **Характеристика передачи тока (проходная)** (рис. 3.14, б):

$$I_{\text{ВЫХ}} = f(I_{\text{ВХ}}) \text{ при } U_{\text{ВЫХ}} = \text{const} (I_{\text{К}} = f(I_{\text{Б}}), U_{\text{К}} = \text{const})$$

3. **Выходная характеристика** (рис. 3.14 в):

$$I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВЫХ}}) \text{ при } I_{\text{ВХ}} = \text{const} (I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}}), I_{\text{Б}} = \text{const})$$

4. **Нагрузочная характеристика** (динамический режим работы транзистора).

А – рабочая точка в усилительном режиме (рис. 3.14, в),  $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{БЭ}}$ ;

$R_{\text{К}}$  – сопротивление в цепи коллектора;  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$  коэф. передачи

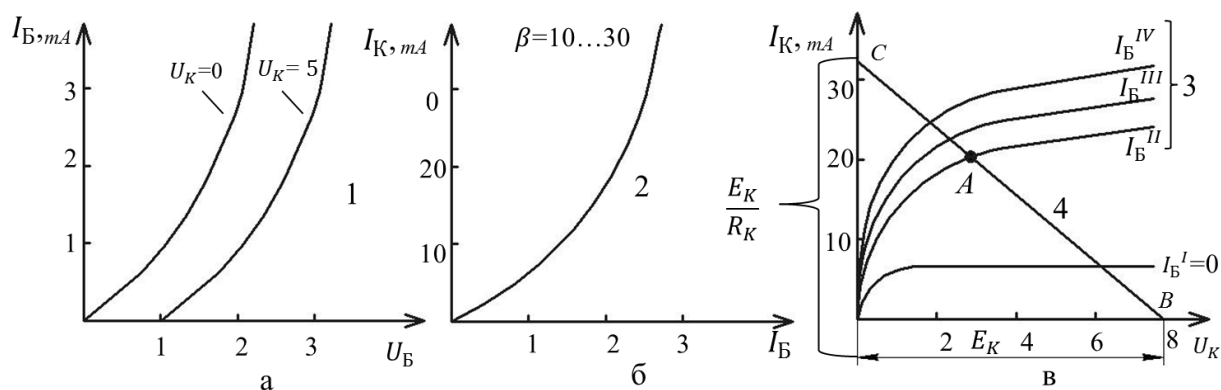


Рис. 3.14. Статические характеристики транзисторов (а, б, в)

Линия нагрузки  $BC$  (рис. 3.14, в) строится по точке холостого хода  $B$ , соответствующей  $I_{\text{К}} = 0$  и точке короткого замыкания  $C$ , соответствующей

$$I_{\text{Кmax}} = \frac{E_{\text{К}}}{(R_{\text{К}} + R_{\text{Э}})},$$

где  $R_{\text{К}}$ ,  $R_{\text{Э}}$  – сопротивление в цепи коллектора и эмиттера.

### Усилительный каскад с общим эмиттером

Каскад с *общим эмиттером* является наиболее распространенным усилительным каскадом. На рис. 3.15 полярность источника питания соответствует каскаду с транзистором типа  $n-p-n$ .

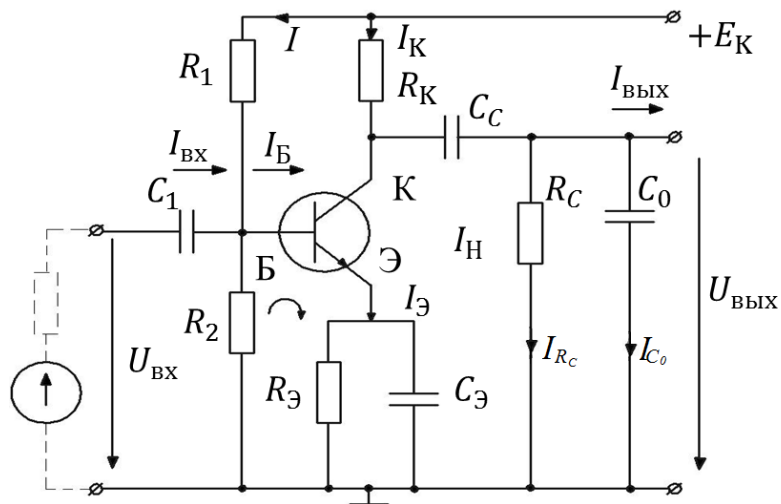


Рис. 3.15. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

При увеличении  $U_{БЭ}$ , увеличивается  $I_Э$  ( $I_K$ ) и наоборот. При работе транзистор нагревается.

$E_K, I_K, R_K$  — источник питания, ток, сопротивление для ограничения тока в цепи коллектора;

$C_C, R_C$  — цепь связи (выходная цепь);

$C_C, C_1$  — емкости фильтрации постоянных составляющих входного и выходного сигналов;

$R_C$  — сопротивление выходного сигнала;

$C_0$  — паразитная емкость монтажных проводов;

$R_1, R_2$  — делитель напряжения на базе  $U_{БЭ}$ ;

$R_Э, C_Э$  — цепь температурной компенсации транзистора при его нагреве.

Ток в цепи базы:  $I = \frac{E_K}{R_1 + R_2}$ , из 2-го закона Кирхгофа:  $0 = -IR_2 + I_ЭR_Э + U_{БЭ}$

откуда:  $U_{БЭ} = \frac{E_K}{R_1 + R_2} \cdot R_2 - I_ЭR_Э$

### Частотная характеристика усилительного каскада и ее анализ

Так как в усилительном каскаде (рис.3.15) есть емкости (частотно зависимые сопротивления), то частотная характеристика усилительного каскада  $K_K = f(\omega)$  имеет вид, представленный на рис. 3.16.

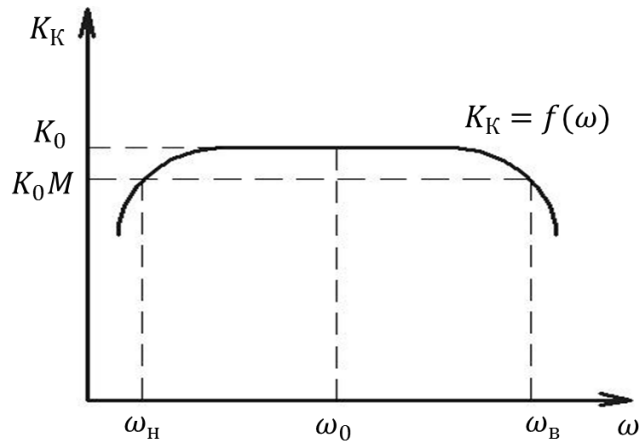


Рис. 3.16. Частотная характеристика усилительного каскада

$\omega_H$  – **нижняя** граничная частота;  $\left(\omega_H = \frac{1}{C_C R_C}\right)$

$\omega_0$  – **кваризрезонансная** частота;

$\omega_B$  – **верхняя** граничная частота  $\left(\omega_B = \frac{1}{C_0 R_K}\right)$ ;

$K_0$  – максимальное значение коэффициента усиления, соответствующее  $\omega_0$ ;

$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,7$  – коэффициент неравномерности частотной характеристики;

$(0 \div \omega_H)$  – **диапазон низких частот**;  $\omega_H \div \omega_B$  – **диапазон рабочих** (средних) **частот** или полоса пропускания ( $K_K = \text{const}$ );  $(\omega_B \div \infty)$  – **диапазон высоких частот**. Стараются уменьшить  $\omega_H$  и увеличить  $\omega_B$ .

**Схема замещения усилительного каскада с общим эмиттером** с учетом метода эквивалентного генератора представлена на рис. 3.17, б.

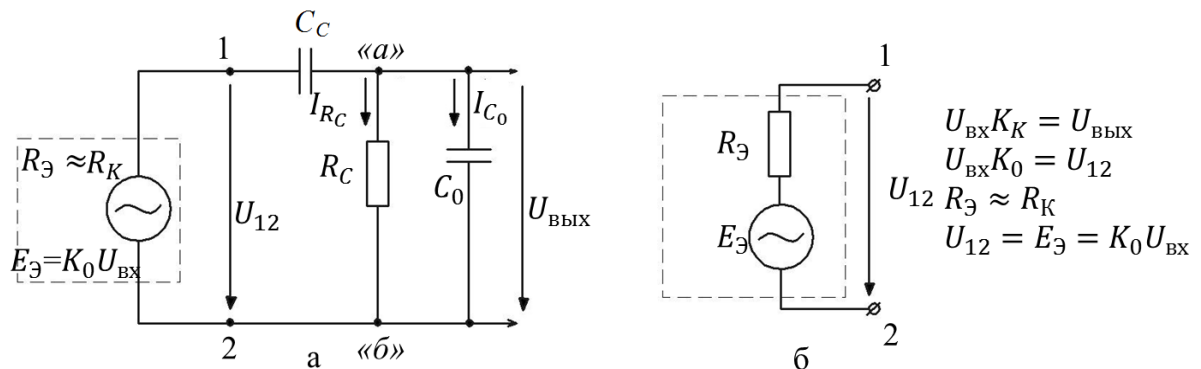


Рис. 3.17. Схемы замещения усилительного каскада (а) по рис. 3.15; с учетом метода эквивалентного генератора (б)

В соответствии с обозначениями под рис. 3.17 и **метода двух узлов** («а» и «б», рис. 3.17), определим зависимость  $U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$  в векторной форме.

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\sum \pm \underline{E} \cdot \underline{y}}{\sum \underline{y}} = \frac{K_0 \underline{U}_{\text{ВХ}} \frac{1}{R_K - jX_C}}{\frac{1}{R_K - jX_C} + \frac{1}{R_C} + \frac{1}{-jX_0}}, \quad (3.6)$$

где  $X_0 = \frac{1}{\omega \cdot C_0}$ ,  $X_C = \frac{1}{\omega C_C}$ .

Разделив числитель и знаменатель выражения (3.6) на  $1/(R_K - jX_C)$ , получим:

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{K}_0 \underline{U}_{\text{ВХ}}}{1 + \frac{R_K}{R_C} - j \frac{X_C}{R_C} + j \frac{R_K}{X_0} - \frac{X_C}{X_0}}. \quad (3.7)$$

Учитывая, что  $R_K \ll R_C$ ,  $C_0 \ll C_C$ , слагаемыми  $R_K/R_C$ ,  $X_C/X_0$  можно пренебречь, тогда уравнение (3.7) примет вид:

$$\underline{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\underline{K}_0 \underline{U}_{\text{ВХ}}}{1 + j(R_K C_0 \omega - \frac{1}{R_C C_C \omega})}. \quad (3.8)$$

**Вектор коэффициента усиления:**

$$\underline{K}_K = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\underline{K}_0}{1 + j(R_K C_0 \omega - \frac{1}{R_C C_C \omega})}. \quad (3.9)$$

Соответственно модуль:

$$|\underline{K}_K| = K_K = \frac{K_0}{\sqrt{1 + (R_K C_0 \omega - \frac{1}{R_C C_C \omega})^2}}. \quad (3.10)$$

Проанализируем это выражение для всего диапазона частот частотной характеристики (рис. 3.16).

### Анализ частотной характеристики

1. Рассмотрим диапазон *низких частот*  $0 \div \omega_H$  (рис. 3.16). Если  $\omega \rightarrow 0$ , то  $X_{C_0} = 1/(\omega C_0) \rightarrow \infty$ , следовательно:  $I = U/X_C$ ,  $I_{R_C} \gg I_{C_0}$ . Из схемы (рис.3.17) можно исключить  $C_0$  (в диапазоне низких частот). Тогда схема упрощается (рис. 3.18, а), а **коэффициент усиления по напряжению  $K_K^H$** :

$$K_K^H = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{R_C} R_C}{U_{\text{ВХ}}}. \quad (3.11)$$

Определим из схемы (рис. 3.18, а) ток  $I_{R_C}$ .

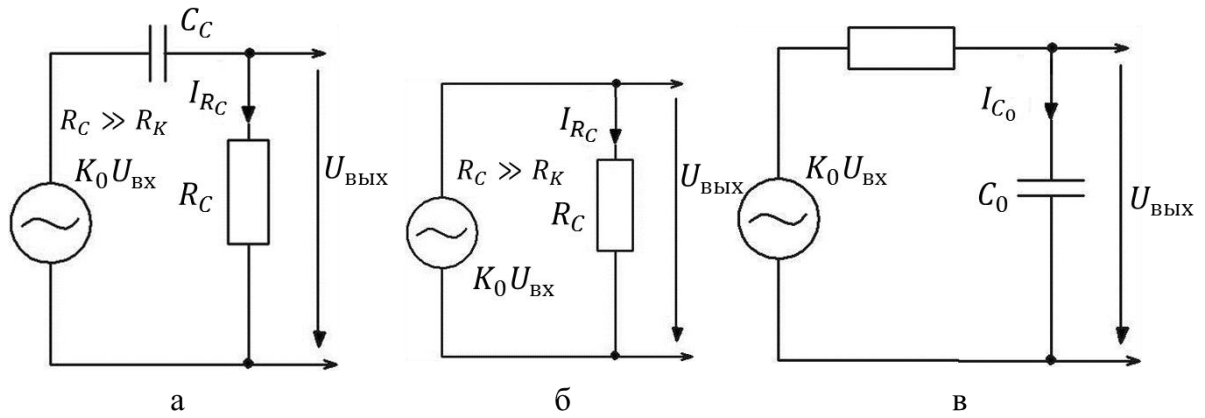


Рис. 3.18. Схема замещения усилительного каскада для низких (а), рабочих (б) и высоких частот (в)

$$I_{RC} = \frac{K_0 U_{BX}}{\sqrt{(R_K + R_C)^2 + \left(\frac{1}{\omega C_C}\right)^2}}.$$

Подставив это уравнение в (3.11) и с учетом  $R_C \gg R_K$  получим:

$$K_K^H = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega C_C R_C}\right)^2}}, \quad (3.12)$$

откуда следует, что при  $\omega \rightarrow 0$ ,  $K_K^H \rightarrow 0$ .

2. Рассмотрим диапазон *средних (рабочих) частот* ( $\omega_H \div \omega_B$ ):  $\omega_H < \omega < \omega_B$ ,

$$K_K \approx \text{const}.$$

В этом диапазоне можно пренебречь емкостными сопротивлениями, схема замещения усилительного каскада упрощается (рис. 3.18, б).

**Коэффициент усиления по напряжению  $K_K^C$  и ток  $I_{RC}$**  с учетом  $R_C \gg R_K$ :

$$K_K^C = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{I_{RC} R_C}{U_{ВХ}};$$

$$I_{RC} = \frac{K_0 U_{ВХ}}{R_C}.$$

Решая совместно эти уравнения, получим:

$$K_K^C \approx K_0.$$

3. Рассмотрим *диапазон высоких частот* ( $\omega \div \infty$ ).

$$X_{C_C} = \frac{1}{\omega C_C} \rightarrow 0$$

Если  $\omega \rightarrow \infty$ , то, следовательно, емкостью  $C_C$  можно пренебречь. Тогда схема замещения усилительного каскада упрощается (рис. 3.18, в).

**Коэффициент усиления по напряжению**  $K_K^B$  и ток  $I_{C_0}$  определяем из этой схемы:

$$K_K^B = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{C_0} X_{C_0}}{U_{\text{вх}}};$$

$$I_{C_0} = \frac{K_0 U_{\text{вх}}}{\sqrt{R_K^2 + \left(\frac{1}{\omega C_0}\right)^2}},$$

где  $X_{C_0} = \frac{1}{\omega C_0}$

Решая эти уравнения, получим:

$$K_K^B = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega C_0 R_K)^2}}. \quad (3.13)$$

Установим **зависимость частот  $\omega_H$  и  $\omega_B$  от параметров усилителя**, для этого приравняем уравнение (3.12) к допустимому снижению  **$K_0 M$  коэффициента усиления по напряжению для низких частот  $K_K^H$**  усилителя:

$$K_K^H = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_H C_C R_C}\right)^2}} = K_0 M = \frac{K_0}{\sqrt{2}}, \quad (3.14)$$

где  $M = 2^{-1/2}$  – коэффициент **неравномерности частотной характеристики**.

Из уравнения (3.14) следует, что

$$\omega_H = \frac{1}{C_C R_C}.$$

Следовательно, для **уменьшения  $\omega_H$  необходимо увеличивать  $C_C R_C$** . Приравняем уравнение (3.13) к допустимому снижению **коэффициента усиления по напряжению для высоких частот  $K_K^B$**  усилителя:

$$K_K^B = \frac{K_0}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega_B C_0 R_K}\right)^2}} = K_0 M = \frac{K_0}{\sqrt{2}}$$

Из этого уравнения следует, что

$$\omega_B = \frac{1}{C_0 R_K}.$$

**Для увеличения  $\omega_B$  необходимо уменьшать  $C_0 R_K$ .**