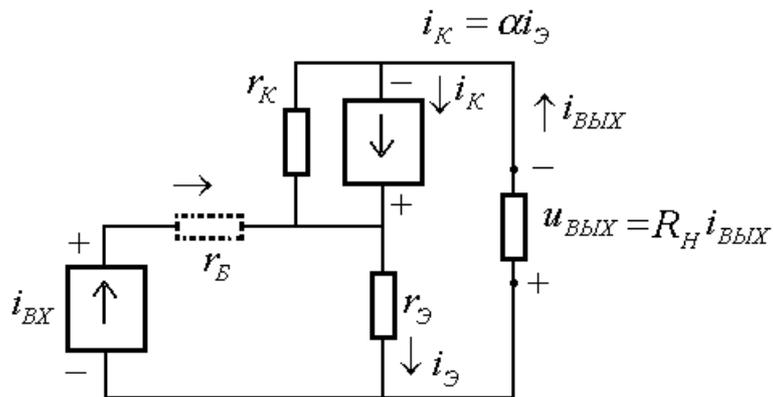


Биполярные транзисторы – продолжение

Почему на ВА-характеристиках $R_{B_{BIX_OB}} \gg R_{B_{BIX_OЭ}}$?

Имеем :



$$\begin{cases} i_{B_{BIX}} = i_K - \frac{u_{B_{BIX}} + r_Э i_Э}{r_K} \\ i_Э = i_{B_{BIX}} + i_{B_{BIX}} \\ i_K = \alpha i_Э \end{cases} \Rightarrow$$

$$1) \text{ х.х. } - i_{B_{BIX}} = 0 \Rightarrow i_Э = i_{B_{BIX}} , i_K = \alpha i_Э = \frac{u_{B_{BIX}} + r_Э i_Э}{r_K}$$

$$\Rightarrow u_{B_{BIX_XX}} = (\alpha r_K - r_Э) i_{B_{BIX}} , u_{B_{BIX_XX}} = i_{B_{BIX}} r_Э \Rightarrow |K_{u_XX}| = \frac{\alpha r_K - r_Э}{r_Э} = \alpha \frac{r_K}{r_Э} - 1$$

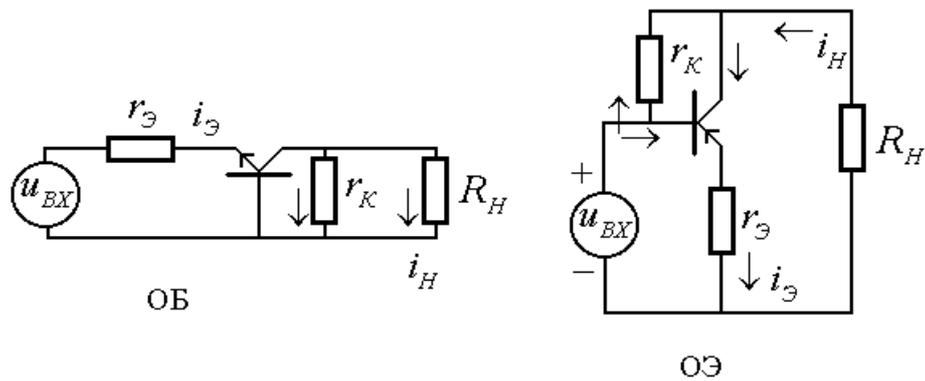
$$\boxed{r_{B_{BIX_XX}} = r_Э} (!)$$

$$2) \text{ к.з. } \Rightarrow u_{B_{BIX}} = 0 \Rightarrow i_{B_{BIX_КЗ}} = \alpha i_Э - \frac{r_Э}{r_K} i_Э$$

$$i_Э = i_{B_{BIX}} + \left(\alpha - \frac{r_Э}{r_K} \right) i_Э \Rightarrow i_{B_{BIX_КЗ}} = \left(\alpha - \frac{r_Э}{r_K} \right) \frac{i_{B_{BIX}}}{1 - \alpha - \frac{r_Э}{r_K}}$$

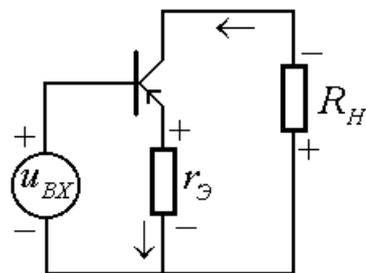
$$3) \boxed{r_{B_{BIX_OЭ}} = \frac{u_{B_{BIX_XX}}}{i_{B_{BIX_КЗ}}} = (1 - \alpha) r_K + r_Э = r_Э + \frac{r_K}{\beta + 1}} \quad - \text{ уменьшение выходного}$$

сопротивления в $\beta + 1$ раз по сравнению с ОБ - следствие того, что в схеме ОЭ резистор r_K является резистором **обратной связи**, отвлекая часть сигнала с выхода на вход (так, что сигнал на входе уменьшается) :



Это **параллельная отрицательная обратная связь (ООС) по напряжению** - т.е. через сопротивление обратной связи часть напряжения выходного сигнала подключается параллельно источнику входного сигнала. Данный тип ООС снижает как входное, так и выходное сопротивление усилителя.

Сопротивление $r_{Э}$ - так же сопротивление ООС, но последовательной и по току - т.е. рост тока нагрузки компенсирует входной сигнал и уменьшает i_B транзистора:



Действие такой ООС обратное r_K - она увеличивает и входное, и выходное сопротивления усилителя.

В схеме с ОБ реализуется параллельная 100% ООС по току – весь ток нагрузки протекает через источник сигнала – следствие – низкое входное сопротивление ОБ.

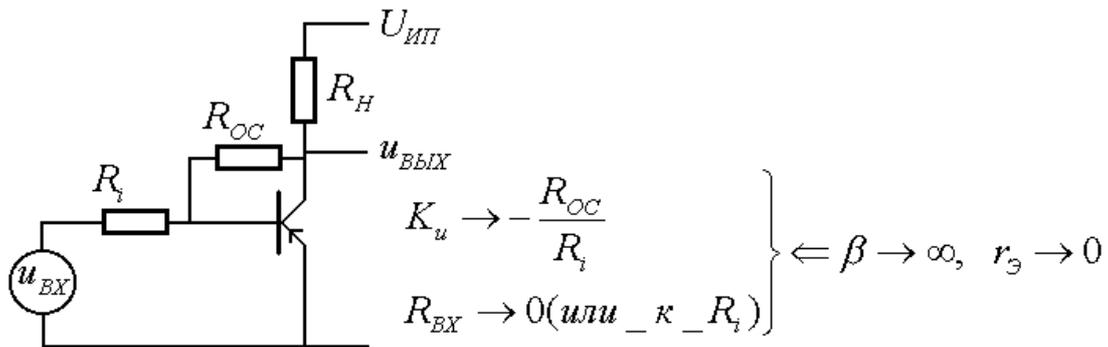
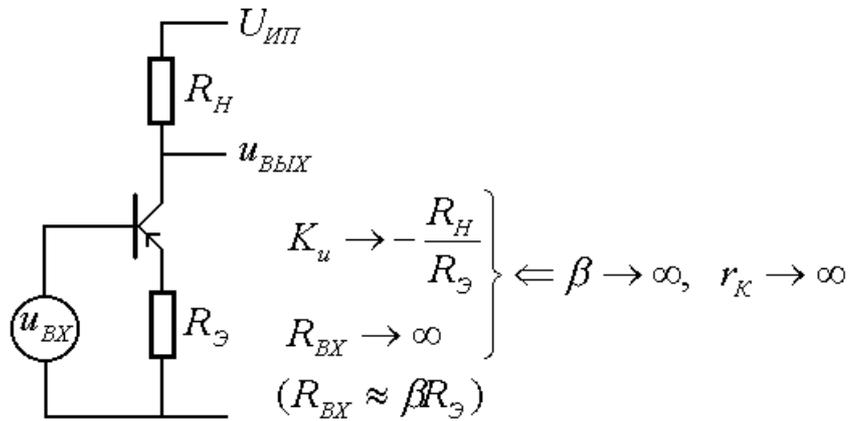
Наоборот, в схеме ОК присутствует последовательная 100% ООС по напряжению \Rightarrow высокое входное и низкое выходное сопротивление каскада

К сожалению, r_K - и особенно $r_{Э}$ - существенно нелинейны ; усилитель с такими цепями ООС также нелинеен.

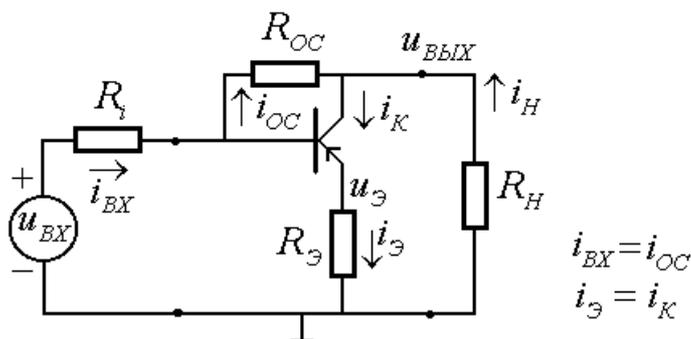
Кроме того, транзисторы даже одного типа имеют значительный разброс параметров – например, типично $\beta_{MAX} / \beta_{MIN} \sim 2 \div 10$; изначально - индивидуальная подгонка элементов усилителя под транзистор – но сейчас строятся каскады с глубокими ООС, так, что усиление жестко задается пассивными элементами (R, C, L, трансформаторами).

Для современных биполярных транзисторов обычно $\beta > 100 \Rightarrow$ часто для расчетов можно принимать $\beta \rightarrow \infty$ (т.е. $i_B = 0$, $i_{BX} = i_{OC}$, $i_{\text{Э}} = i_K$).

Простейшие цепи ООС для ОЭ вводятся к двум схемам :



Пример : каскад ОЭ с базовой и эмиттерной цепями ООС :



$$\begin{cases} u_{\text{Э}} = u_{\text{ВХ}} - R_1 i_{\text{ВХ}} \\ R_{\text{ОС}} i_{\text{ВХ}} = u_{\text{Э}} + R_H i_{\text{Н}} \Rightarrow u_{\text{Э}} = R_{\text{Э}} (i_{\text{ВХ}} + i_{\text{Н}}) \\ i_K = i_{\text{Э}} = i_{\text{ВХ}} + i_{\text{Н}} \end{cases}$$

$$R_{\text{Э}} (i_{\text{ВХ}} + i_{\text{Н}}) = u_{\text{ВХ}} - R_1 i_{\text{ВХ}} \Rightarrow (R_{\text{Э}} + R_1) i_{\text{ВХ}} = u_{\text{ВХ}} - R_{\text{Э}} i_{\text{Н}}$$

$$R_{\text{ОС}} i_{\text{ВХ}} = R_{\text{Э}} (i_{\text{ВХ}} + i_{\text{Н}}) + R_H i_{\text{Н}}$$

$$(R_{OC} - R_{\mathcal{O}})i_{BX} = (R_{\mathcal{O}} + R_H)i_H$$

$$(R_{OC} - R_{\mathcal{O}}) \frac{u_{BX} - R_{\mathcal{O}}i_H}{R_{\mathcal{O}} + R_i} = (R_{\mathcal{O}} + R_H)i_H$$

$$i_H = u_{BX} \frac{R_{OC} - R_{\mathcal{O}}}{R_{\mathcal{O}}(R_{OC} + R_H + R_i) + R_H R_i}$$

$$\boxed{|K'_u| = \frac{u_{BBLX}}{u_{BX}} = \frac{R_H i_H}{u_{BX}} = \frac{R_H (R_{OC} - R_{\mathcal{O}})}{R_{\mathcal{O}}(R_{OC} + R_H + R_i) + R_H R_i}} \text{ - усиление при конечных } R_i \text{ и } R_H$$

Если $R_H \rightarrow \infty$, то $|K'_{u_XX}| = \frac{R_{OC} - R_{\mathcal{O}}}{R_i + R_{\mathcal{O}}}$

Но : $|K'_u| = |K'_{u_XX}| \cdot \frac{R_H}{R_H + r_{BBLX}} = \frac{R_{OC} - R_{\mathcal{O}}}{R_i + R_{\mathcal{O}}} \cdot \frac{R_H}{R_H + r_{BBLX}} \Rightarrow$

$$\boxed{r_{BBLX} = R_{\mathcal{O}} \frac{R_{OC} + R_i}{R_{\mathcal{O}} + R_i}}$$

Аналогично, $r_{BX} = \frac{u_{BX}}{i_{BX}} - R_i$

$$i_{BX} = \frac{R_{\mathcal{O}} + R_H}{R_{OC} - R_{\mathcal{O}}} i_H = \frac{R_{\mathcal{O}} + R_H}{R_{\mathcal{O}}(R_{OC} + R_H + R_i) + R_H R_i} u_{BX} \Rightarrow$$

$$\boxed{r_{BX} = R_{\mathcal{O}} \frac{R_{OC} + R_H}{R_{\mathcal{O}} + R_H}}$$

Практически важный случай : $\boxed{R_H = R_i = r_{BX} = r_{BBLX} = \rho}$ - усилительный каскад, согласованный с источником по входу и с нагрузкой по выходу :

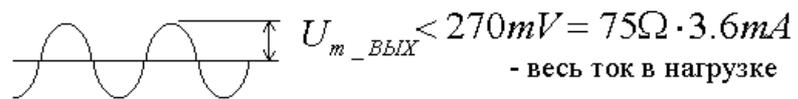
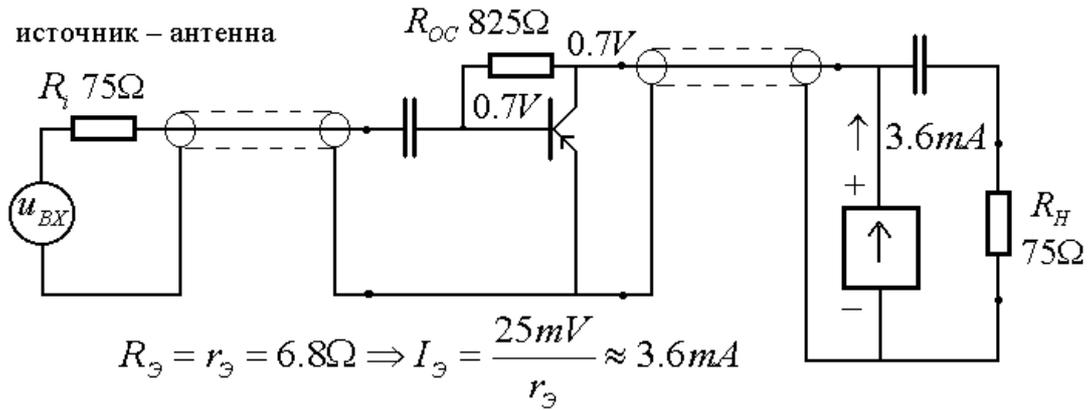
$$\rho = R_{\mathcal{O}} \frac{R_{OC} + \rho}{R_{\mathcal{O}} + \rho} \text{ - и для входа, и для выхода } \Rightarrow$$

$$\boxed{|K'_u| = \frac{\rho(R_{OC} - R_{\mathcal{O}})}{\rho^2 + R_{\mathcal{O}}(R_{OC} + 2\rho)} = \frac{R_{OC} - \rho}{2\rho}}$$

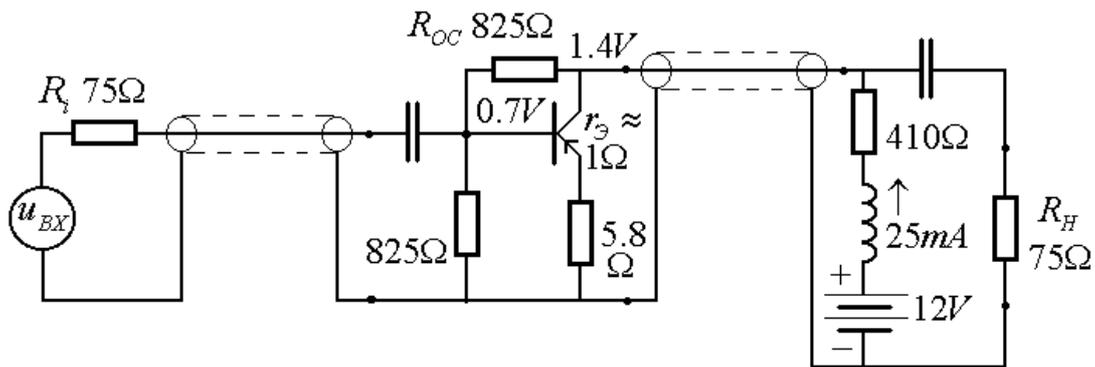
$$\boxed{R_{OC} = (2|K'_u| + 1)\rho}$$

$$\boxed{R_{\mathcal{O}} = \frac{\rho}{2|K'_u| + 1}}$$

Пример - антенный усилитель ($|K'_u| = 5 \Leftrightarrow$ т.е. $|K_u| = 10$, $R_{BX} = R_{BBLX} = 75\Omega$) :



⇒ лучше :



Кроме уменьшения нелинейности важное применение ООС – стабилизация рабочих точек каскадов, прежде всего, термостабилизация.

Например, $n_i \propto e^{-\frac{\Delta E}{2KT}} \Rightarrow I_{K0} \propto e^{-\frac{\Delta E}{2KT}}$ - экспоненциально растет с температурой

$$\varphi_0 = f(T) = \varphi_T \ln \frac{N_a N_d}{n_i^2} \quad \text{и} \quad \frac{d\varphi_0}{dT} \approx 2mV/^\circ C \quad (\sim 0.5\%/^\circ C)$$

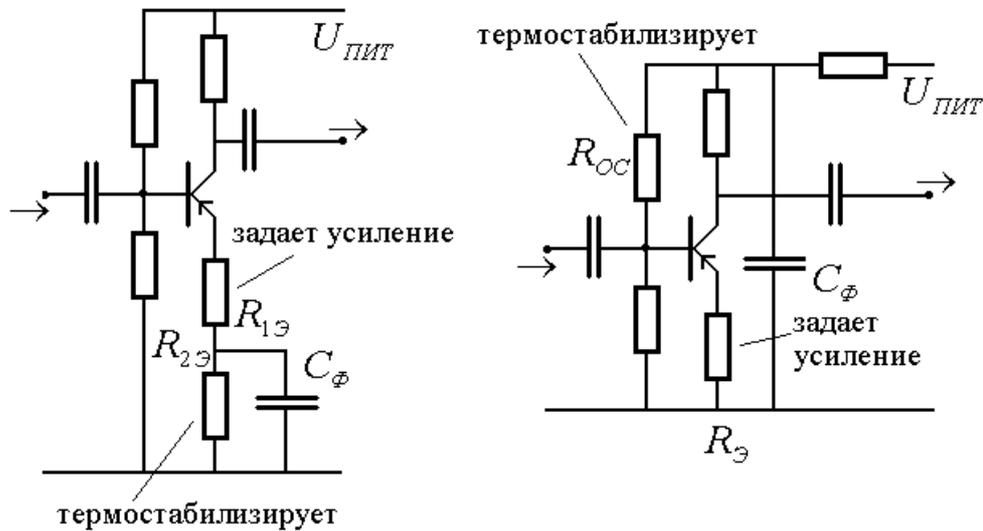
$$I_{э} = I_{эS} \left(e^{\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}} - 1 \right)$$

$$r_{э} = \frac{\varphi_T}{I_{э}} = \frac{KT}{q_e I_{э}}$$

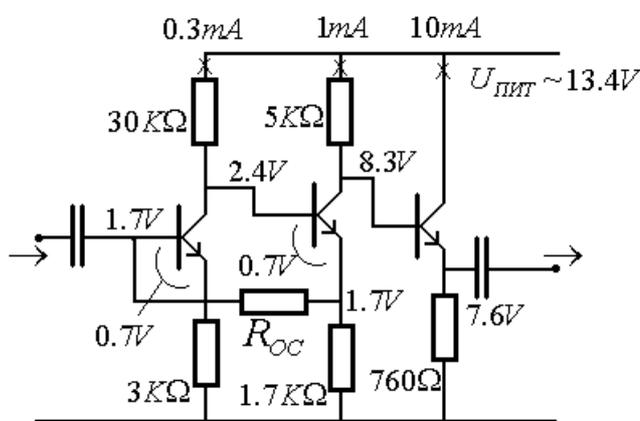
аналогично, α , β - функции температуры

⇒ нестабилизированный каскад может потерять работоспособность уже при незначительном изменении температуры

Типовые ООС по постоянному току (термостабилизирующие) в однотранзисторных каскадах :



Сейчас чаще используют 2^x и более каскадные усилители с непосредственной связью между транзисторами (т.н. каскоды) с общей цепью стабилизации режима работы :



$$K_1 \approx \frac{R_{K1}}{R_{Э1}} \approx 10$$

$$K_2 \approx \frac{R_{K2}}{R_{Э2}} \approx 3$$

$$K_3 \approx 1$$

$$K = K_1 K_2 K_3 \approx 30$$

схема ОЭ-ОЭ-ОК с параллельной ООС

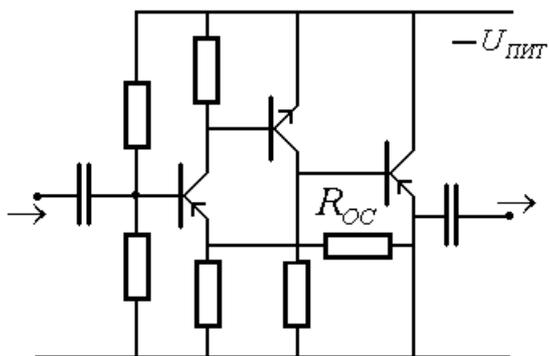


схема ОЭ-ОЭ-ОК с последовательной ООС
и с п-р-п- и р-п-р-транзисторами

Частотные свойства биполярных транзисторов

1) время диффузии в базе - в общем случае сложное описание, аппроксимируют :

$$\alpha(\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\alpha}},$$

где ω_α - **граничная частота передачи тока** в схеме ОБ, $|\alpha(\omega_\alpha)| = \alpha_0 / \sqrt{2}$

Аналогично

$$\beta(\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_\beta}},$$

где ω_β - **граничная частота передачи тока** в схеме ОЭ, $|\beta(\omega_\beta)| = \beta_0 / \sqrt{2}$

Но : $\omega_\beta \approx (1 - \alpha_0) \omega_\alpha \approx \frac{\omega_\alpha}{\beta_0}$ - т.е. граничная частота усиления в схеме ОЭ примерно в β раз ниже, чем в схеме ОБ - следствие 100% ООС по току в схеме ОБ - эта ООС расширяет полосу (и снижает усиление на низких частотах)

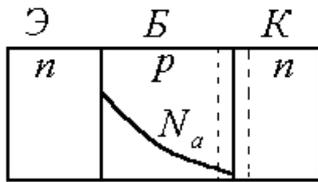
В справочниках приводят либо $f_\alpha = \frac{\omega_\alpha}{2\pi}$,

либо (в настоящее время) $f_T = \frac{\beta_0 \omega_\beta}{2\pi}$ - т.е. $|\beta(f_T)| = 1$

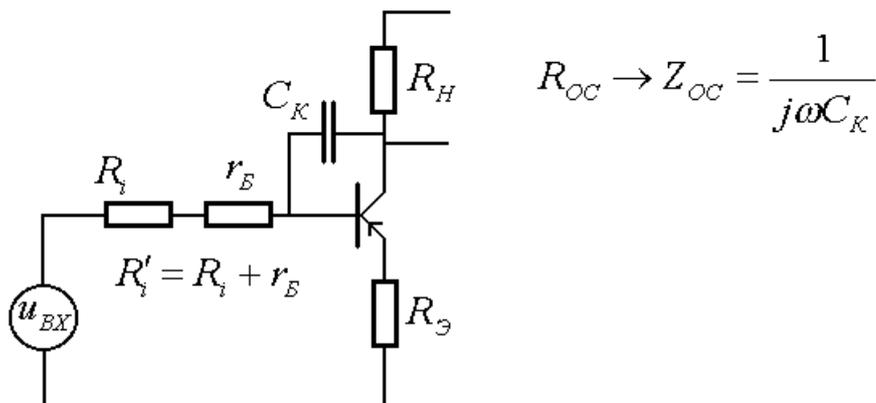
Реально измеряют f для $|\beta(f)| \sim 3 \div 10$; $f_T \approx f \cdot |\beta(f)|$

Для современных транзисторов $f_T \sim 1\text{MHz} \div 8\text{GHz}$

Лучшие частотные свойства у т.н. дрейфовых транзисторов - в базе создается специальный градиент примеси, порождающий внутреннее электрическое поле ($E_B \sim 500 - 700V/cm$), "продергивающее" носители через базу в коллектор



Другое важное ограничение - емкость коллекторного перехода C_K



$$R_{OC} \rightarrow Z_{OC} = \frac{1}{j\omega C_K}$$

$$\text{при } \beta \rightarrow \infty \quad K'_u \approx - \frac{R_H \left(\frac{1}{j\omega C_K} - R_3 \right)}{R_H R'_i + R_3 (R_H + R'_i) + \frac{R_3}{j\omega C_K}}$$

При малом R_3 имеем $K'_u \rightarrow \frac{1}{j\omega R'_i C_K}$ - интегратор с постоянной времени

$$\tau' = R'_i C_K$$

Т.к. $R'_{i_min} = r_B$, то $\tau_{min} = \tau_B = r_B C_K$ - постоянная времени базы транзистора - характеризует внутреннюю ООС, ограничивающую усиление на высоких частотах

Кроме того, в резонансных каскадах (имеющих в качестве нагрузки колебательные контура) обратная связь через C_K может вызывать самовозбуждение, что ограничивает максимально достижимое устойчивое усиление.

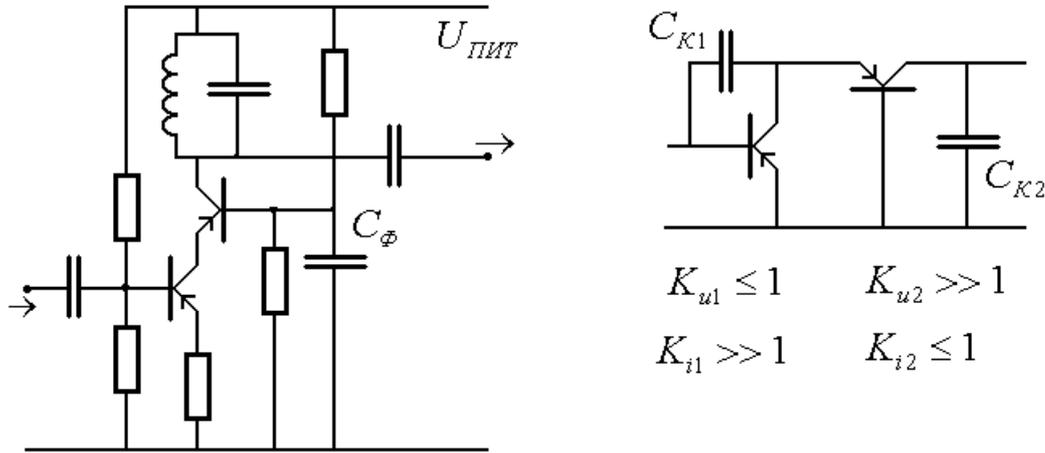
Для современных транзисторов

$$C_K \sim 1 \div 1000 pF$$

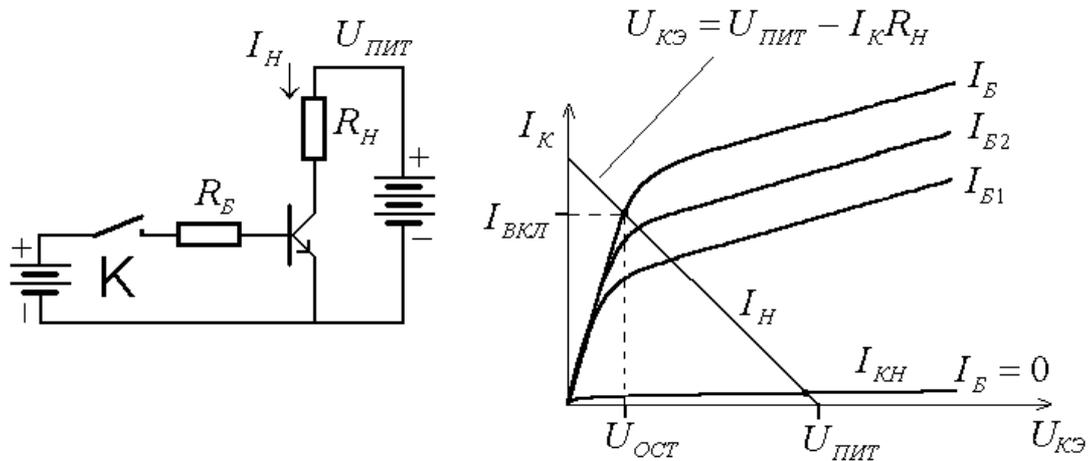
$$\tau_B = R_B C_K \sim 0.5 \div 1000 ps$$

Рабочие частоты ограничивает и C_3 (обычно $C_3 > C_K$); однако C_3 не входит в цепь ООС и ее влияние не столь существенно (как правило, просто шунтирует источник сигнала)

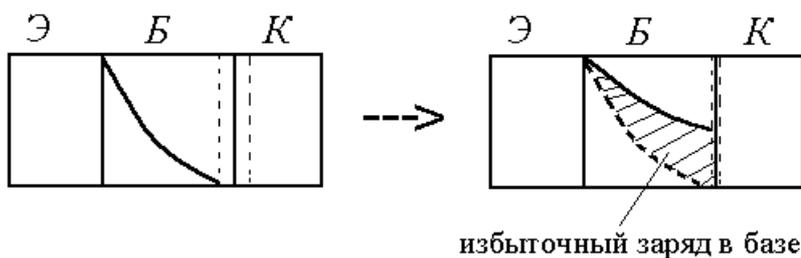
Один из способов снижения влияния C_K - каскод ОЭ-ОБ :



Ключевой режим работы биполярного транзистора



Режиму **насыщения** биполярного транзистора соответствует состояние, возникающее при ограниченном нагрузкой токе коллектора $I_K = I_H < B_{CT} I_B$. В этих условиях $U_{ОСТ_КЭ} < U_{БЭ}$ (обычно $U_{ОСТ_КЭ} \sim 0.05 - 1V$), коллекторный переход смещен в прямом направлении и в базе начинает накапливаться избыточный заряд неосновных носителей :



⇒ **задержка выключения** транзистора до конца рассасывания избыточного заряда в базе.

Ускорение процесса - **форсирующая емкость** :

