

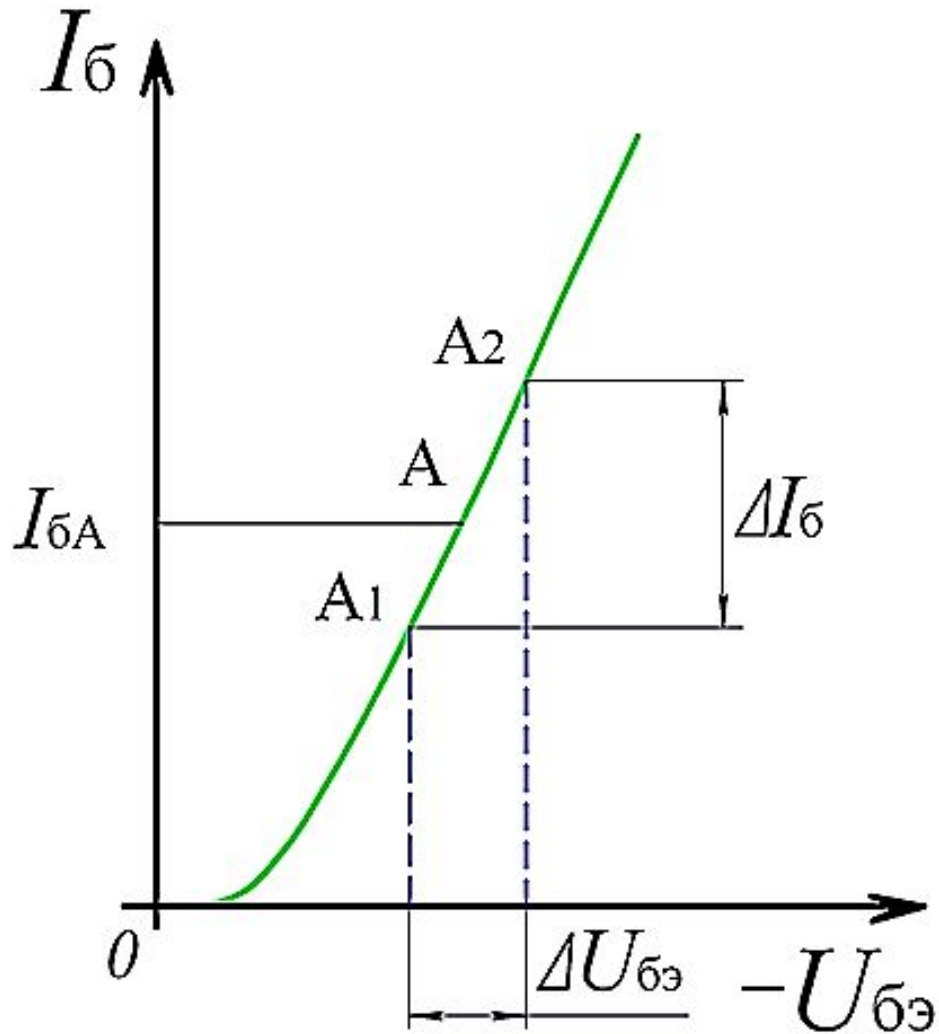
# Твердотельная электроника

Презентации к лекционному курсу

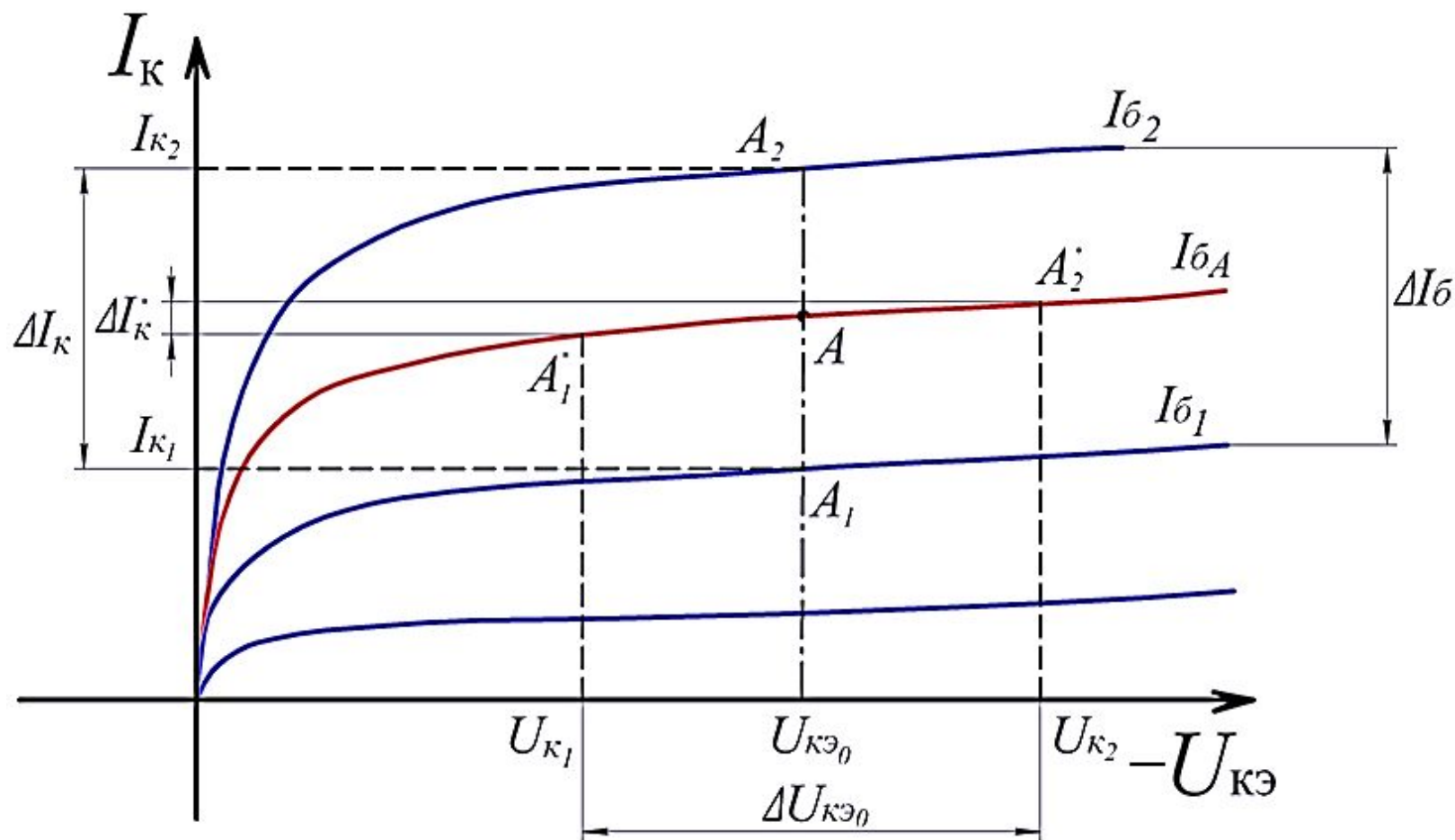
Биполярные транзисторы

# **Дифференциальные параметры биполярного транзистора**

# Линеаризация входных ВАХ в схеме с ОЭ *pnp*-транзистор, ОЭ



# Линеаризация выходных ВАХ в схеме с ОЭ *pnp*-транзистор



# Дифференциальные параметры биполярного транзистора

$$\alpha^* = \frac{dI_k}{dI_э} \Big|_{U_k=const} = \gamma \cdot \alpha \cdot M; \quad M = \frac{1}{1 - (U_K/U_{np})^{n^*}}; \quad r_э = \frac{dU_э}{dI_э} \Big|_{I_k=const}$$

$$\gamma = \left( 1 + \frac{D_{э} \cdot n_{pэ}}{D_{б} \cdot p_{нэ}} \cdot \frac{W}{L_{нэ}} \right)^{-1} \cong 1 - \frac{D_{нэ} \cdot n_{pэ}}{D_{пб} \cdot p_{нэ}} \cdot \frac{W}{L_{нэ}}; \quad r_k = \frac{dU_k}{dI_k} \Big|_{I_э=const}$$

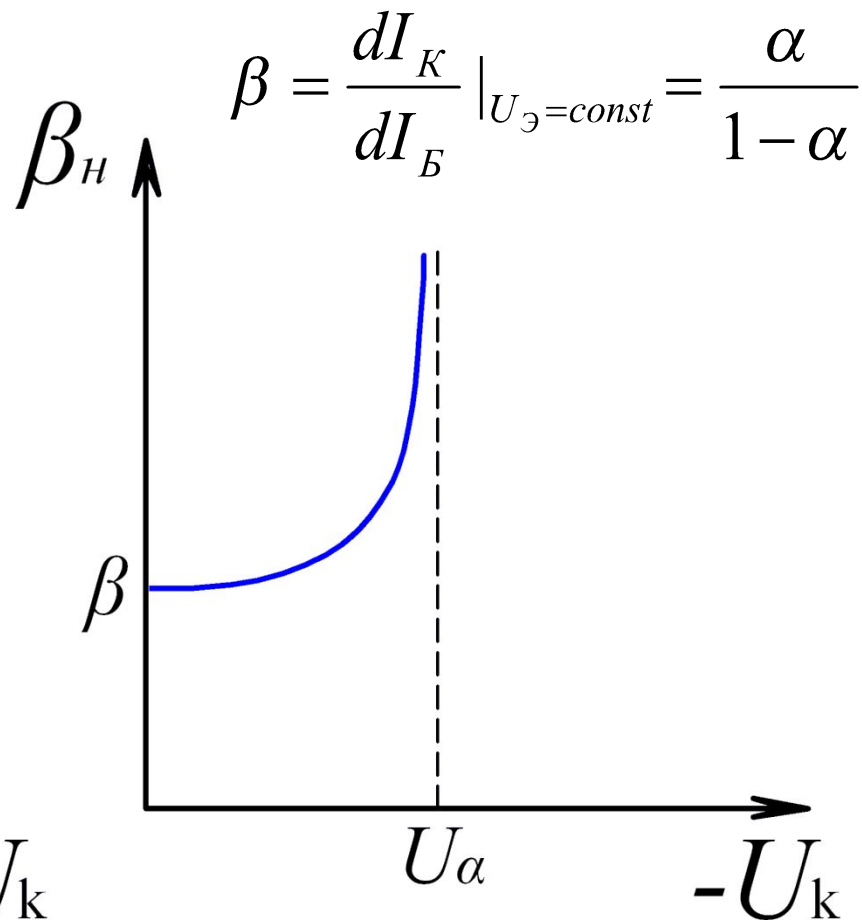
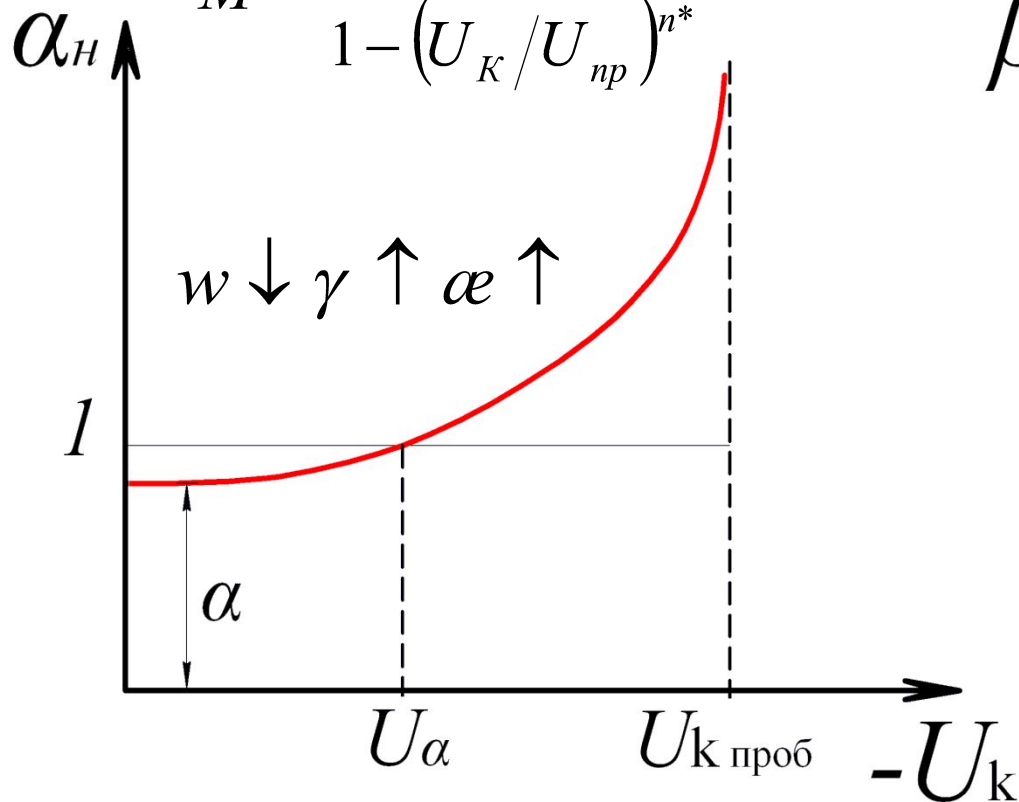
$$\alpha = \left( ch \frac{W}{L_{пб}} \right)^{-1} \cong \left[ 1 + \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{W}{L_{пб}} \right)^2 \right]^{-1} \cong 1 - \frac{1}{2} \cdot \left( \frac{W}{L_{пб}} \right)^2$$

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{dI_K}{dI_B}$$

# Зависимость коэффициентов $\alpha$ и $\beta$ от напряжения на коллекторе

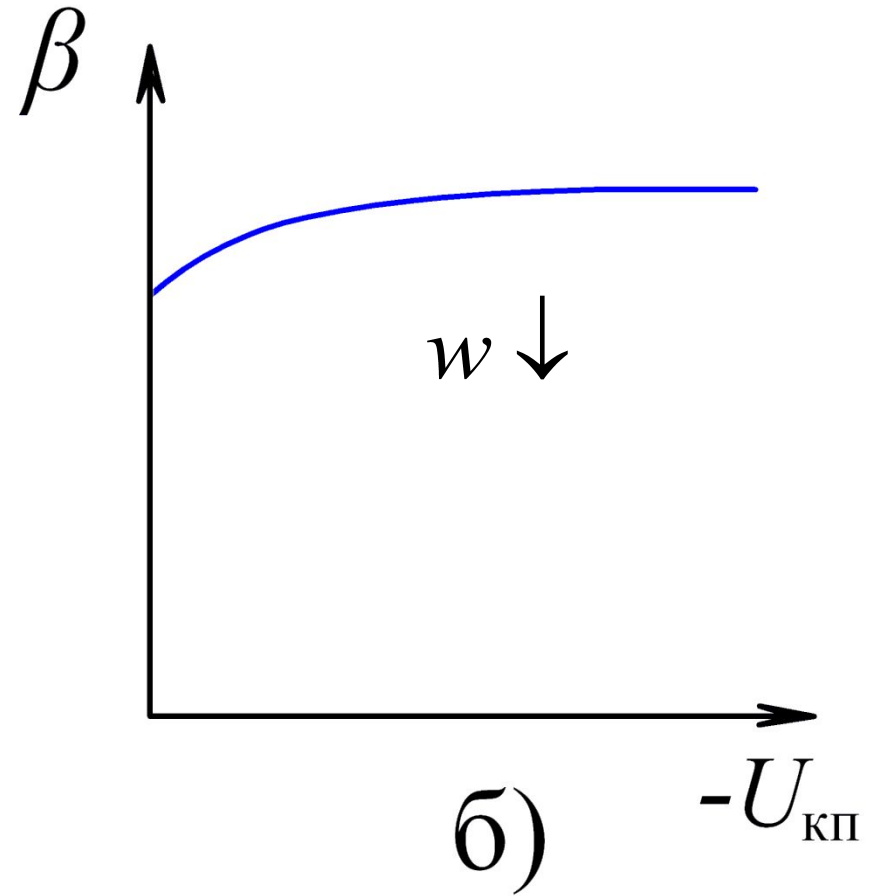
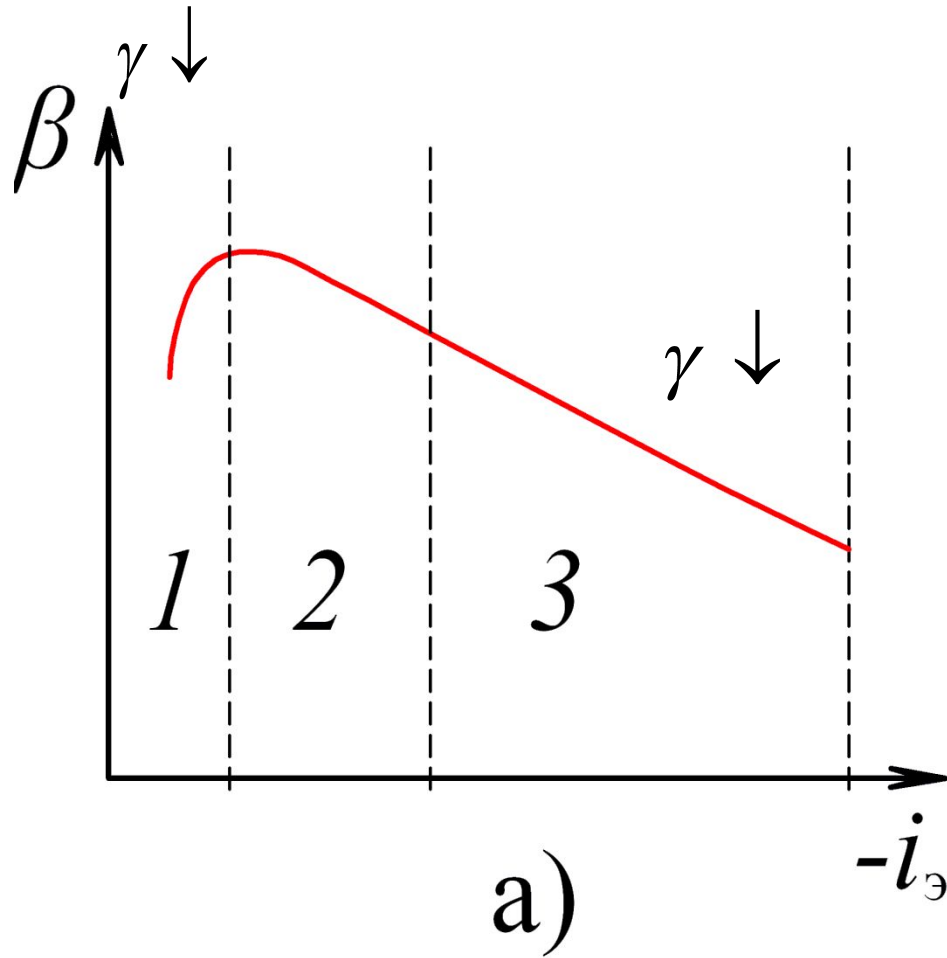
$$\alpha^* = \alpha \cdot M$$

$$M = \frac{1}{1 - (U_K / U_{np})^{n^*}}$$



$$\beta = \left. \frac{dI_K}{dI_B} \right|_{U_\varepsilon = \text{const}} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}$$

# Зависимость коэффициента усиления $\beta$ от тока эмиттера и напряжения на коллекторе



Удобство физических параметров заключается в том, что они позволяют наглядно представить влияние конструктивно-технологических параметров тр-ра на его эксплуатационные характеристики.

Так, например, уменьшение степени легирования базы или ее толщины должны приводить к росту  $r_{\beta}$  и, соответственно, к увеличению обратной связи в транзисторе.

К недостаткам физических параметров следует отнести то, что их нельзя непосредственно измерить и значения для них получают пересчетом из других параметров.



# Температурная зависимость параметров биполярных транзисторов

$$\sigma = \sigma_{осн} + \sigma_{пр} = \sigma_0 \exp\left(-\frac{E_g}{2kT}\right) + \sigma'_0 \exp\left(-\frac{E_a}{kT}\right)$$

Проводимости обусловлены ионизацией атомов основного материала и примеси, зависят от  $\mu(T)$  и концентраций НЗ, в диапазоне от -60 до +60 °С  $r_{\beta}$  тр-ров сначала  $\uparrow$ , а затем  $\downarrow$ .

$$r_{\beta} = \frac{\phi_T \uparrow}{I_{\beta} + I_{\beta 0} \uparrow} \quad (\phi_T = kT/q)$$

$$\uparrow I_{\beta 0} = \frac{q \cdot D_{n\beta} \cdot n_{p0\beta}}{L_{n\beta}} + \frac{q \cdot D_{p\alpha} \cdot p_{n0\alpha}}{W}$$

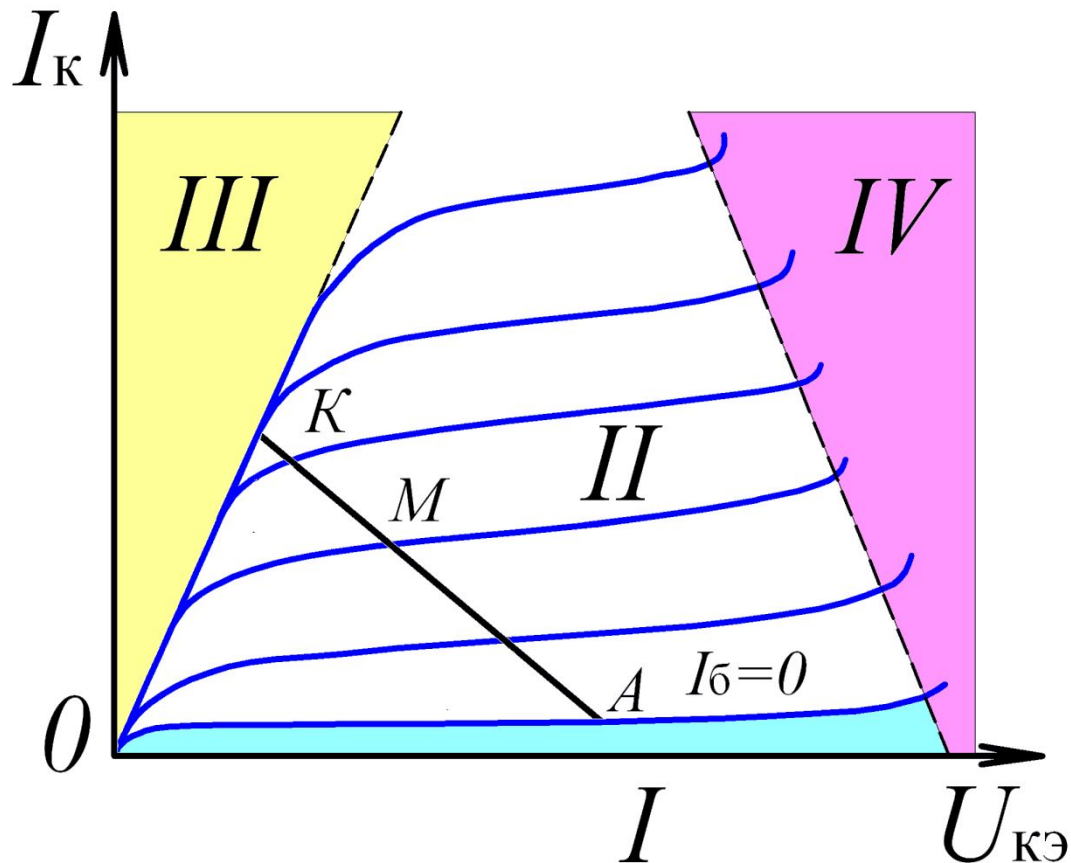
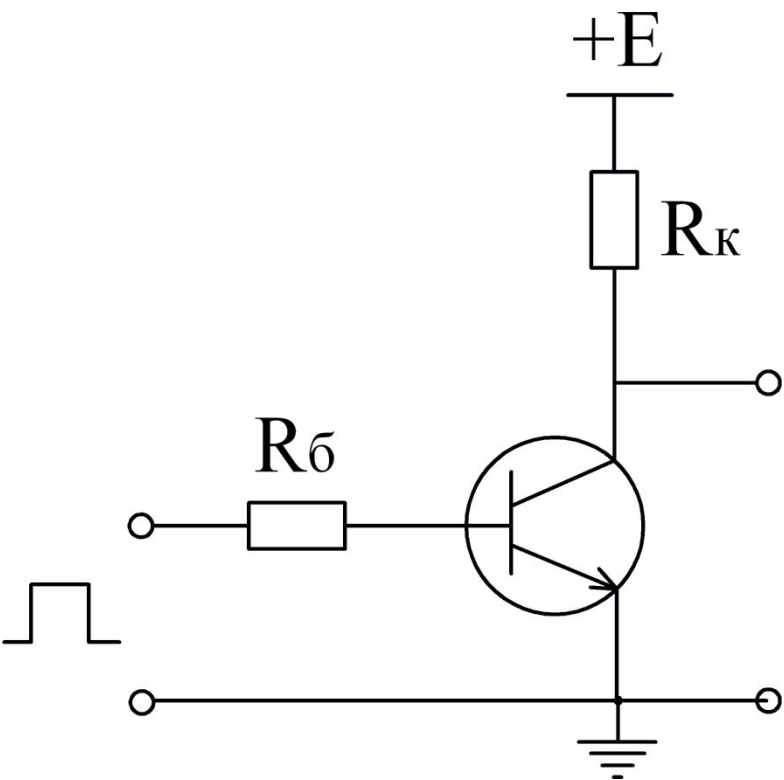
*Коэффициент передачи  $\alpha$  с  $\uparrow T$  увеличивается, что связано с увеличением диффузионной длины дырок.*

Температурная зависимость коэффициента передачи  $\beta$  связана с возрастанием времени жизни ННЗ в базе тр-ра с  $\uparrow T$ .

Для большинства БТ коэффициент  $\beta \uparrow$  по степенному закону

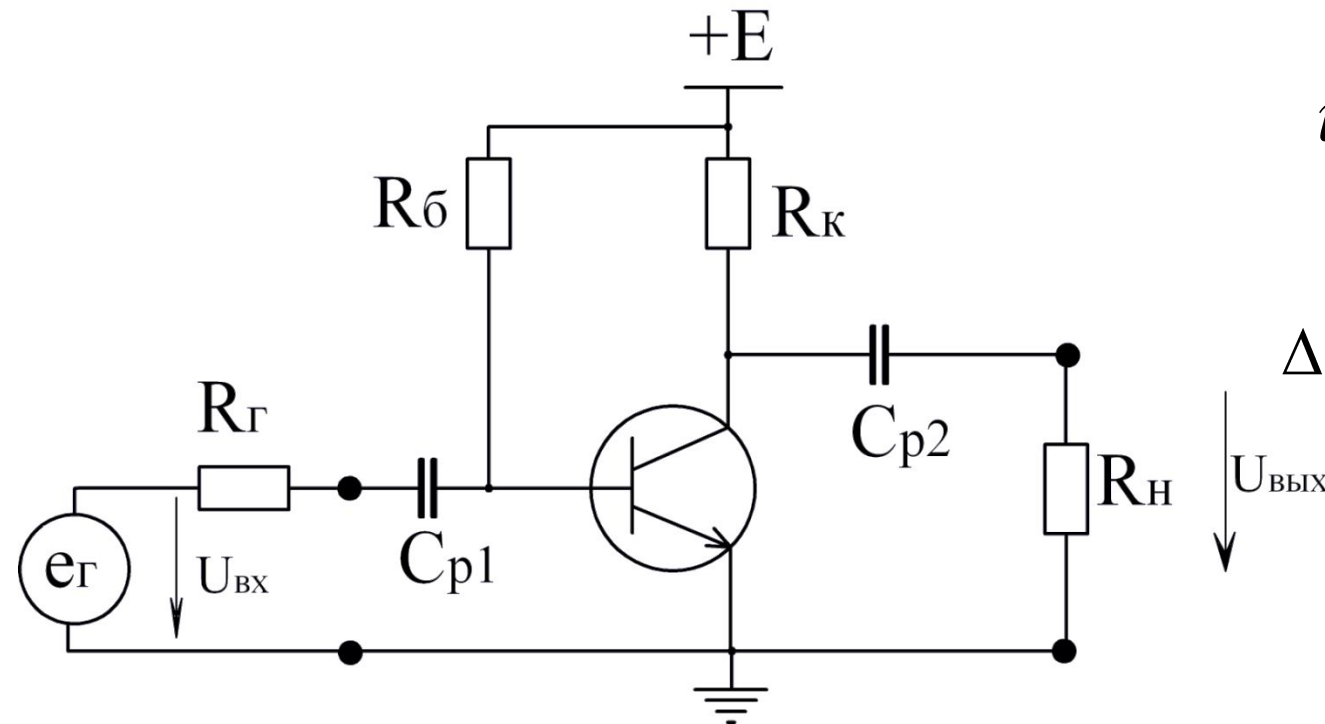
$$\beta \sim T^{1...2}$$

# Работа транзистора в импульсном режиме



В точке А тр-тор закрыт (режим отсечки), КП находится под обратным, а ЭП – под прямым напряжением; в точке К тр-р находится в открытом состоянии (режим насыщения), КП и ЭП смещены **в прямом направлении**.

# Простейший усилительный каскад на транзисторе, включенном по схеме ОЭ



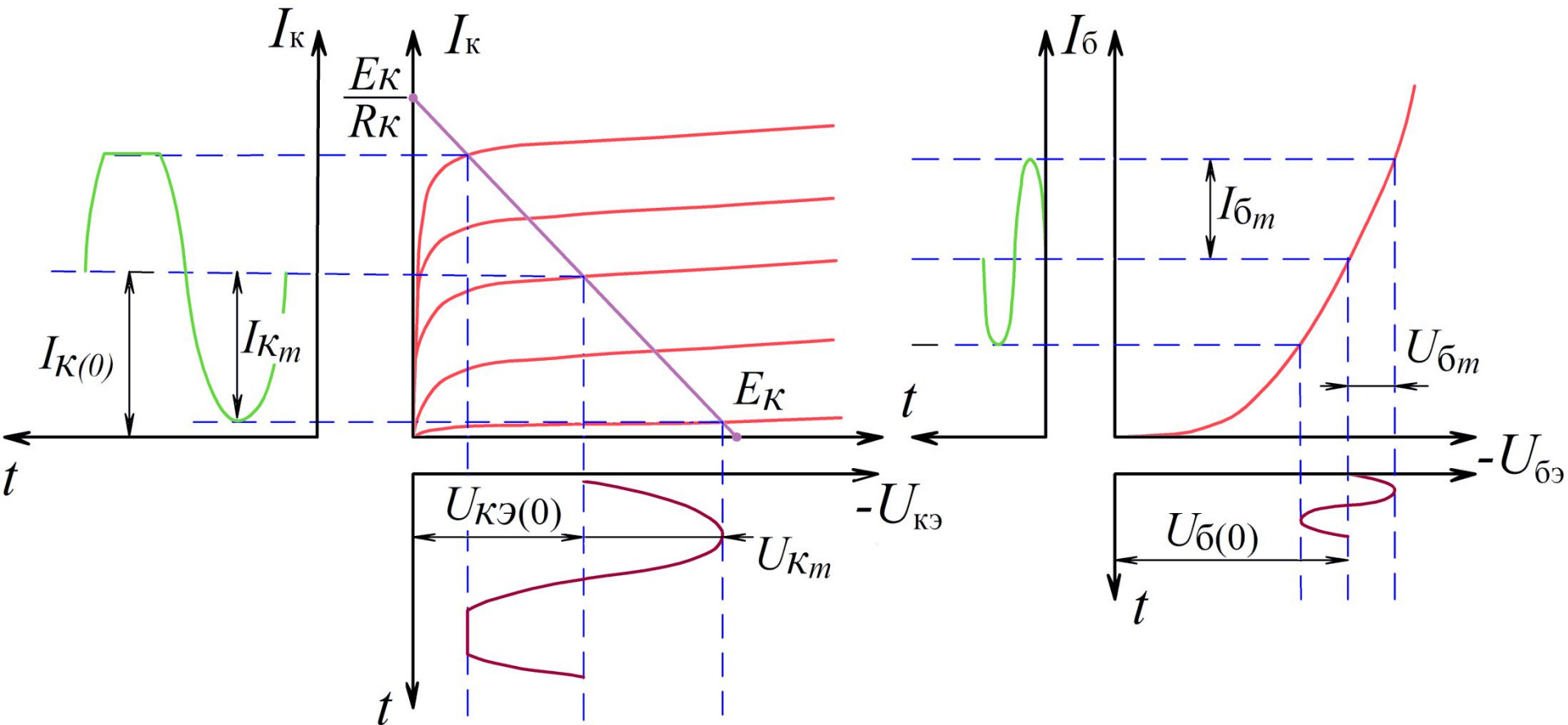
$$u_{\text{вых}} = R_{\text{H}} \cdot i_{\text{K}}$$

$$\Delta u_{\text{K}} = \frac{R_{\text{K}} \cdot r_{\text{вых}}}{R_{\text{K}} + r_{\text{вых}}} \cdot i_{\text{K}}$$

$U_{\text{ВЫХ}}$

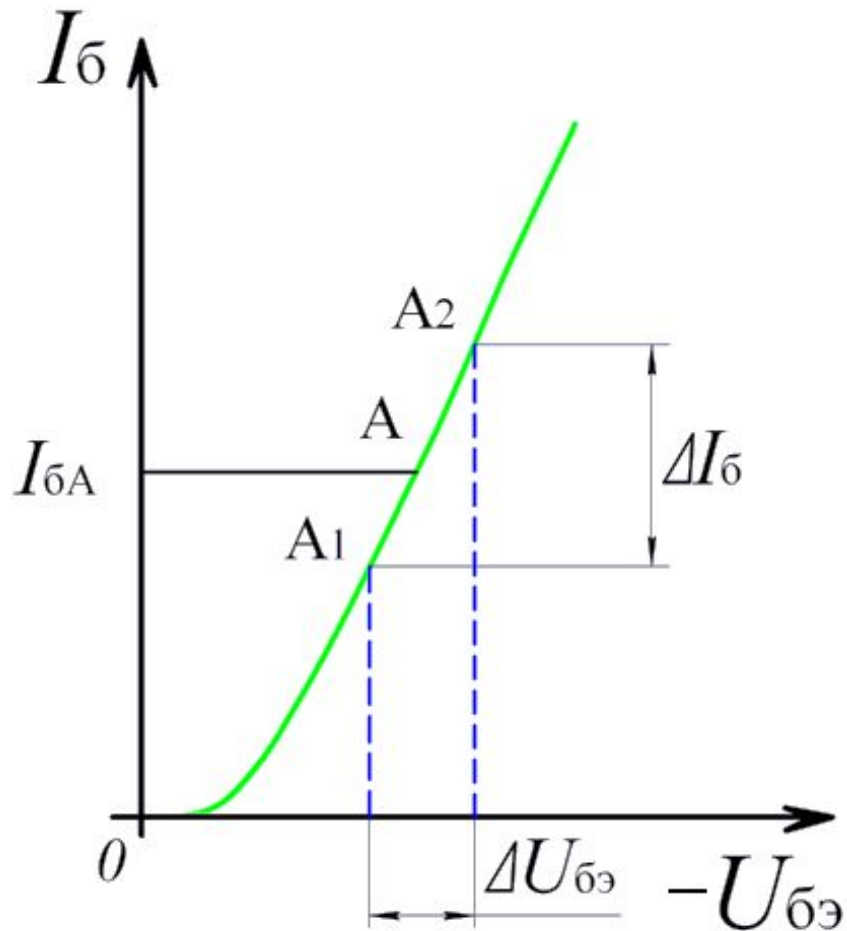
Схема с ОЭ поворачивает фазу на 180 градусов. Фаза выходного напряжения в схеме с ОБ по отношению к входному не меняется.

# Иллюстрация работы усилительного каскада

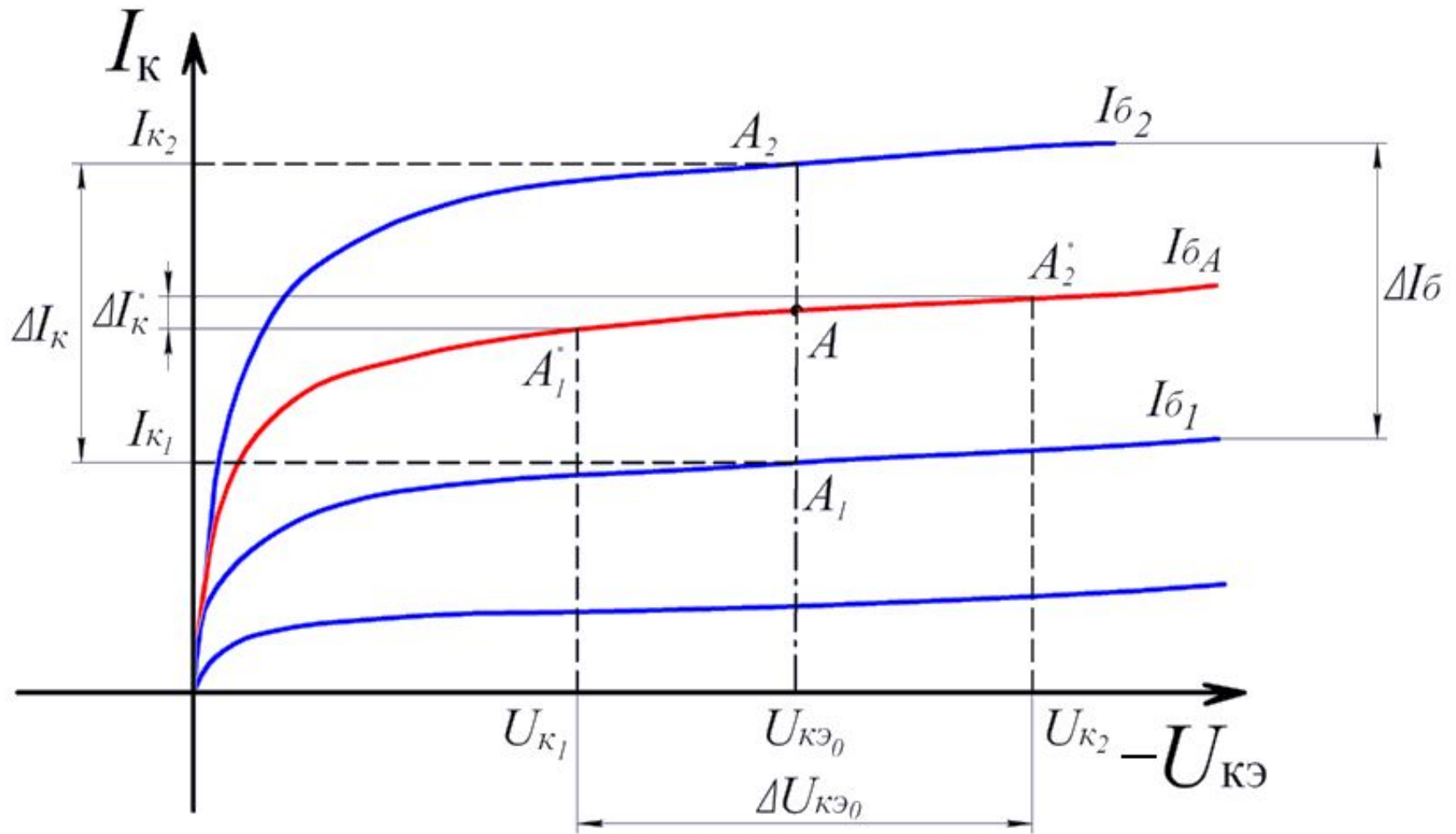


# Малосигнальные схемы замещения транзисторов

# Линеаризация входных ВАХ в схеме с ОЭ

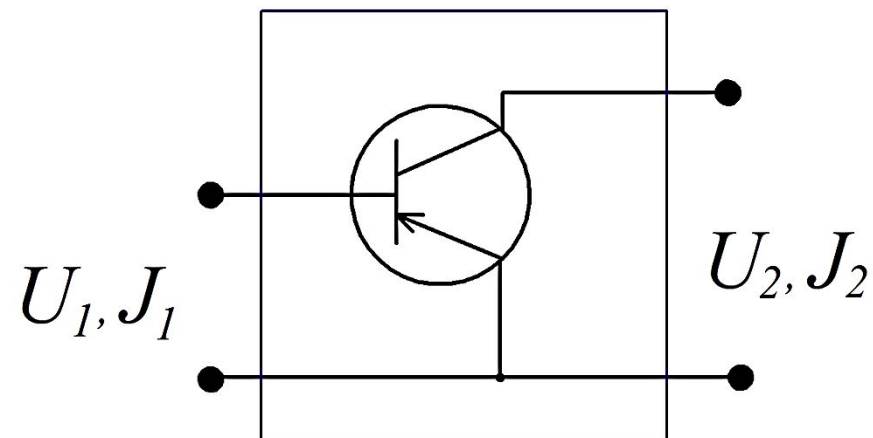
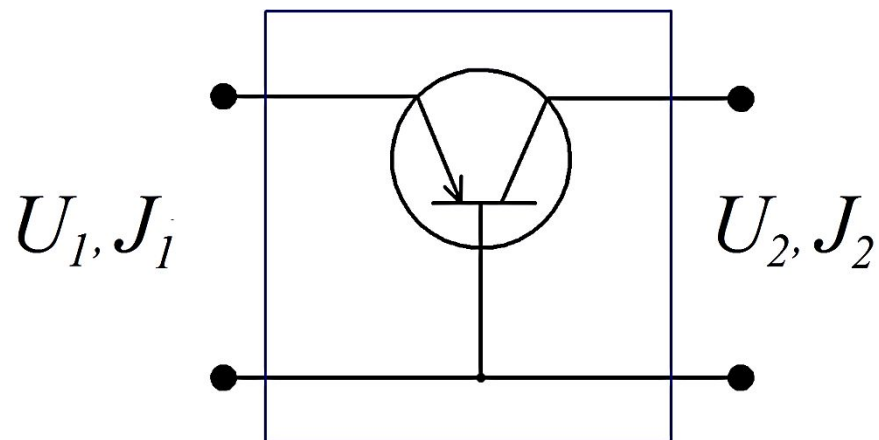


# Линеаризация выходных ВАХ в схеме с ОЭ





# Параметры транзистора как четырехполюсника



а) БТ в схеме с ОБ;

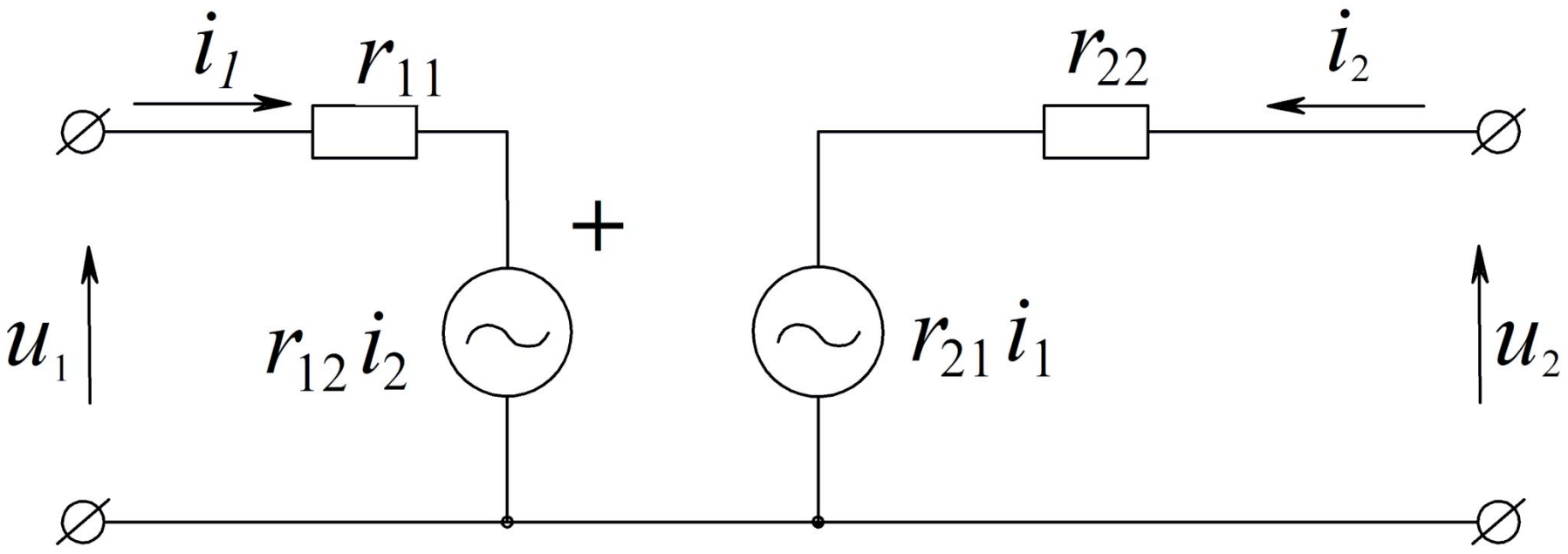
б) БТ в схеме с ОЭ

$$U_1 = f(I_1, I_2); U_2 = f(I_1, I_2)$$

Если на постоянные составляющие токов и напряжений наложены малые сигналы переменного напряжения  $u$  или  $i$ , то их амплитуды (или действующие значения) можно рассматривать как малые приращения постоянных составляющих.

В зависимости от того, какие из этих параметров выбраны в качестве входных, а какие в качестве выходных, можно построить три системы формальных параметров транзистора как четырехполюсника: системы  $r$ -параметров,  $g$ -параметров и  $h$ -параметров.

# Эквивалентная схема транзистора для системы $r$ -параметров



# Система $r$ -параметров

$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial I_2} dI_2$$

$$u_1 = r_{11}i_1 + r_{12}i_2$$

$$dU_2 = \frac{\partial U_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_2}{\partial I_2} dI_2$$

$$u_2 = r_{21}i_1 + r_{22}i_2$$

## Описание $r$ -параметров

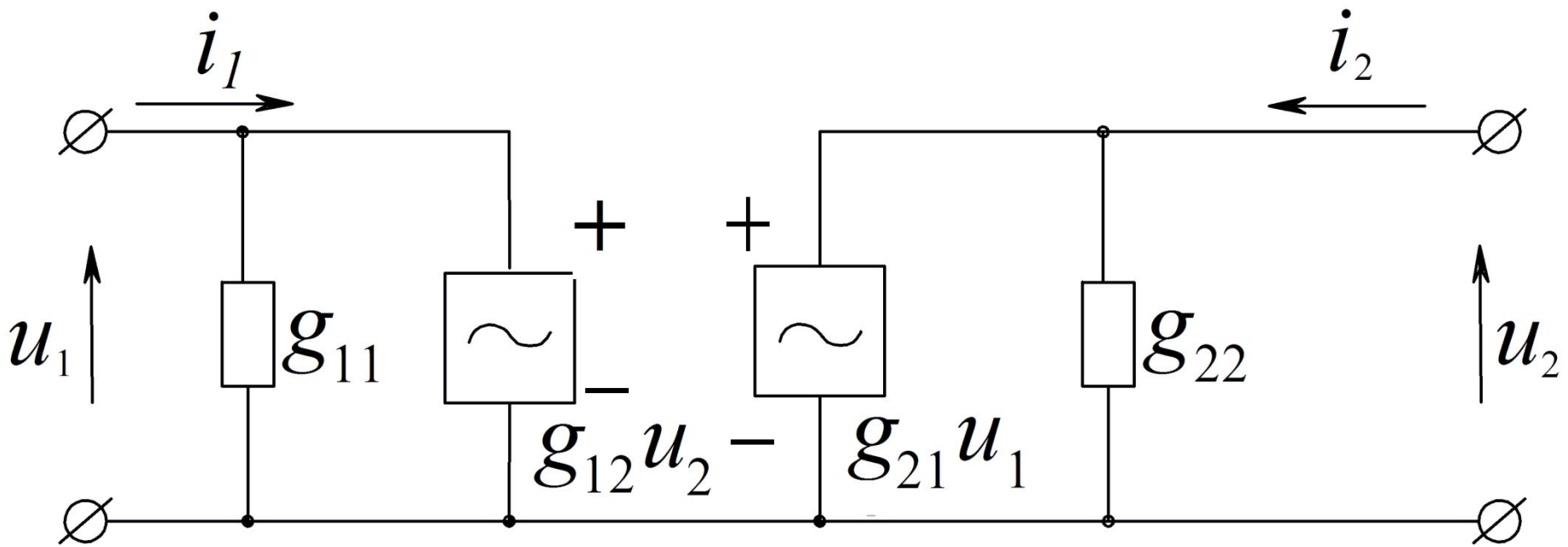
$r_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{i_2=0}$  – входное сопротивление тр-ра в режиме ХХ в выходной цепи.

$r_{12} = \frac{u_1}{i_2} \Big|_{i_1=0}$  – сопротивление обратной связи (ОС) в режиме ХХ во входной цепи.

$r_{21} = \frac{u_2}{i_1} \Big|_{i_2=0}$  – сопротивление прямой передачи сигнала, измеренное в режиме ХХ в выходной цепи.

$r_{22} = \frac{u_2}{i_2} \Big|_{i_1=0}$  – выходное сопротивление тр-ра, измеренное в режиме ХХ во входной цепи.

# Эквивалентная схема для $g$ -параметров



# Система g-параметров

$$I_1 = f(U_1, U_2) \quad I_2 = f(U_1, U_2)$$

$$dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2$$

$$i_1 = g_{11}u_1 + g_{12}u_2$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2$$

$$i_2 = g_{21}u_1 + g_{22}u_2$$

## Описание g-параметров

$$g_{11} = \frac{i_1}{u_1} \Big|_{u_2=0} \quad - \text{входная проводимость тр-ра при КЗ на выходе.}$$

$$g_{12} = \frac{i_1}{u_2} \Big|_{u_1=0} \quad - \text{проводимость обратной передачи при КЗ на входе.}$$

$$g_{21} = \frac{i_2}{u_1} \Big|_{u_2=0} \quad - \text{проводимость прямой передачи, которая характеризует влияние входного напряжения на выходной ток при КЗ на выходе.}$$

$$g_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{u_1=0} \quad - \text{выходная проводимость тр-ра при КЗ на входе.}$$



Следует особо подчеркнуть, что  $r_{ij} \neq \frac{1}{g_{ij}}$ , так как  $r$ -

параметры измеряются в режиме ХХ, а  $g$ -параметры – в режиме КЗ на входе и выходе тр-ра.

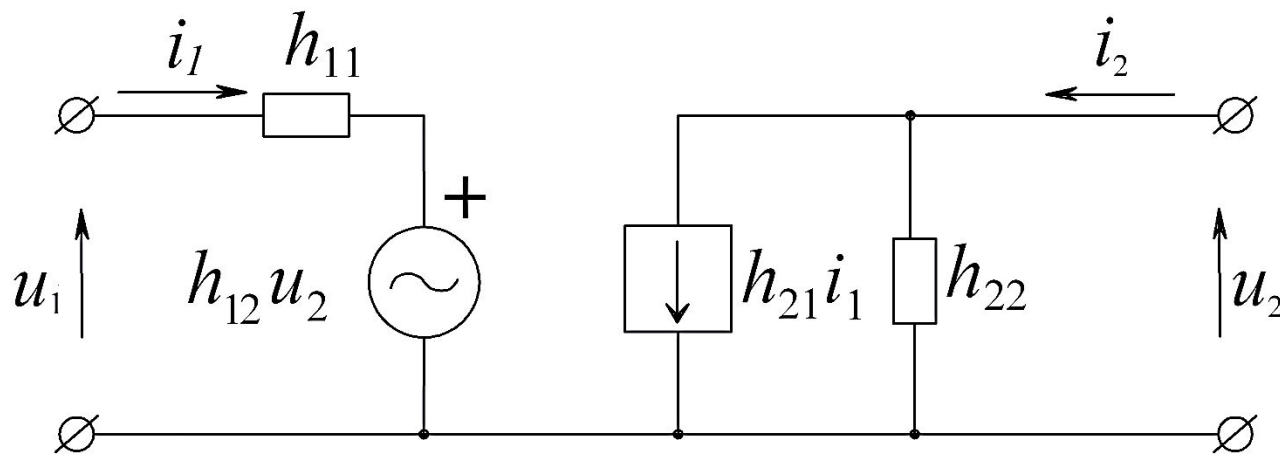
Поскольку при измерениях задаются напряжения, необходимо осуществлять режим генератора напряжения, т.е. сопротивление генератора на частоте сигнала должно быть много меньше входного или выходного сопротивления тр-ра.

# Система $h$ -параметров

Система  $h$ -параметров используется как комбинированная система из двух предыдущих, причем из соображений удобства измерения параметров БТ выбирается режим КЗ на выходе в ( $u_2=0$ ) и режим ХХ на входе ( $i_1=0$ ).

Поэтому для системы  $h$ -параметров в качестве входных параметров задаются ток  $i_1$  и напряжение  $u_2$ , а в качестве выходных параметров рассчитываются ток  $i_2$  и напряжение  $u_1$ ,  
$$U_1 = f_1(I_1, U_2), I_2 = f_2(I_1, U_2).$$

## Эквивалентная схема для $h$ -параметров



$$dU_1 = \frac{\partial U_1}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial U_1}{\partial U_2} dU_2, \quad u_1 = h_{11}i_1 + h_{12}u_2$$

$$dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial I_1} dI_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2$$

$$i_2 = h_{21}i_1 + h_{22}u_2$$

# Описание $h$ -параметров

$$h_{11} = \frac{u_1}{i_1} \Big|_{u_2=0}$$

– входное сопротивление при КЗ на выходе.

$$h_{12} = \frac{u_1}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

– коэффициент ОС при ХХ во входной цепи.

$$h_{21} = \frac{i_2}{i_1} \Big|_{u_2=0}$$

– коэффициент прямой передачи тока при КЗ на выходе.

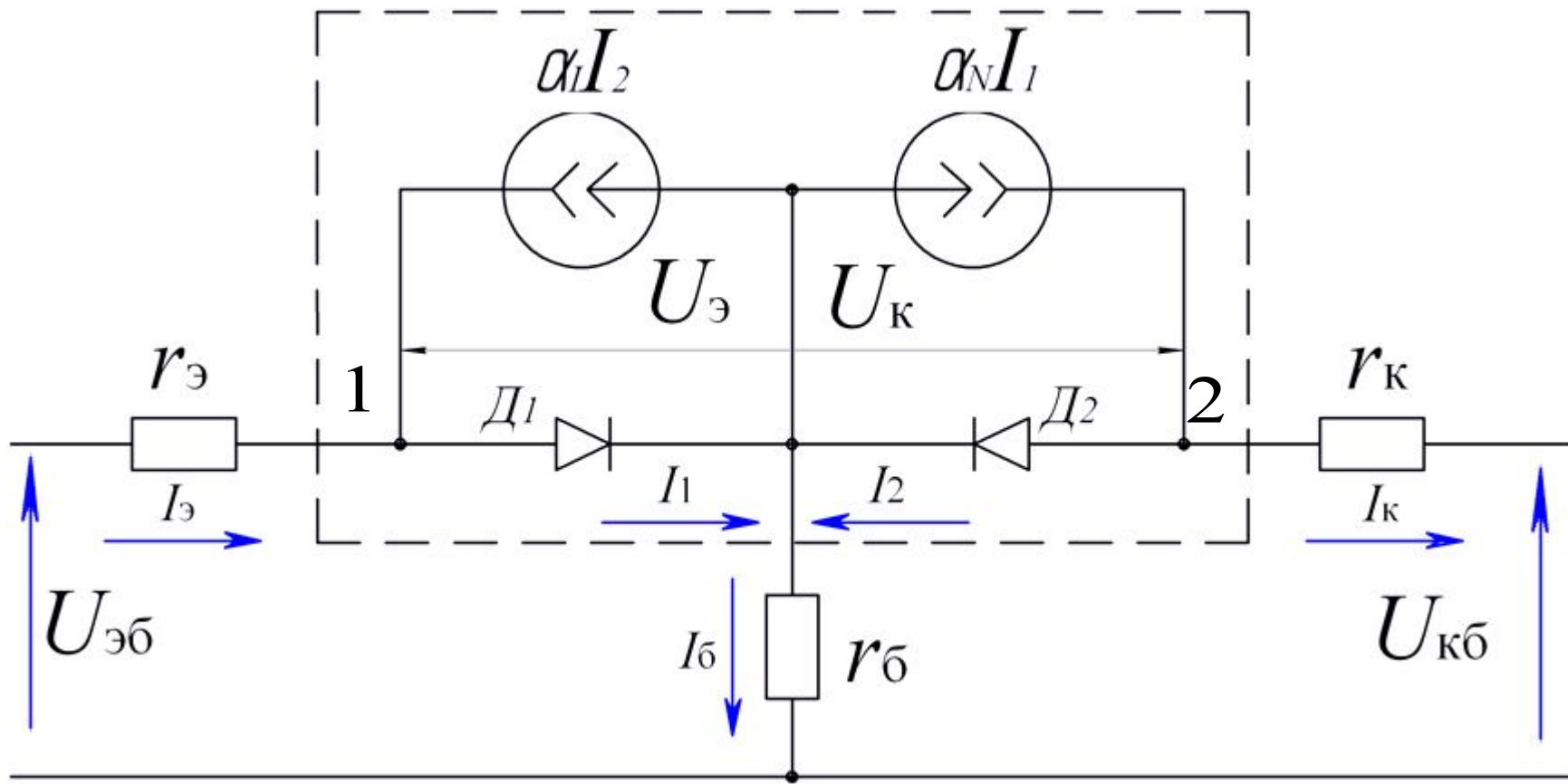
$$h_{22} = \frac{i_2}{u_2} \Big|_{i_1=0}$$

– выходная проводимость при ХХ во входной цепи транзистора.

# Формулы Эберса-Молла

Основной моделью БТ считается модель, справедливая для **любых токов** (как малых, так и больших) и предложенная Дж. Дж. Эберсом и Дж. Л. Моллом в 1954 г., и поэтому носящая их имя.

Эта модель построена на интерпретации работы тр-ра как прибора на взаимодействующих *pn*-переходах **для произвольного сигнала**. Для примера рассмотрим *pnp*-транзистор.



# Расчет модели Эберса-Молла

*узел1*

$$I_1 = I_{\text{Э}} + \alpha_I \cdot I_2$$

$$I_{\text{Э}} = I_1 - \alpha_I \cdot I_2$$

*узел2*

$$I_K + I_2 = \alpha_N \cdot I_1$$

$$I_K = \alpha_N \cdot I_1 - I_2$$

$$I_B = I_{\text{Э}} - I_K = I_1 - \alpha_I \cdot I_2 - \alpha_N \cdot I_1 + I_2 = I_1 \cdot (1 - \alpha_N) + I_2 \cdot (1 - \alpha_I)$$

При  $I_{\text{Э}} = 0$ :  $I_2 = I'_{K0} \cdot \left( \exp \frac{U_K}{\phi_T} - 1 \right)$

При  $I_K = 0$ :  $I_1 = I'_{\text{Э}0} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right)$

$$I_K = \alpha_N \cdot I'_{\text{Э}0} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right) - I'_{K0} \cdot \left( \exp \frac{U_K}{\phi_T} - 1 \right)$$

При  $U_K = 0$   $I_2 = 0$

$$I_{\text{Э}} = I_1 = I'_{\text{Э}0} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right)$$

При  $U_{\text{Э}} = 0$   $I_1 = 0$

$$I_K = -I_2 = -I'_{K0} \cdot \left( \exp \frac{U_K}{\phi_T} - 1 \right)$$

$$0 = \alpha_N \cdot I_1 - I_2 \Rightarrow I_2 = \alpha_N \cdot I_1 \Rightarrow I_{\text{Э}} = I_1 - \alpha_I \cdot \alpha_N \cdot I_1 = I_1 \cdot (1 - \alpha_I \cdot \alpha_N)$$

$$I_1 = \frac{I_{\text{Э}}}{(1 - \alpha_I \cdot \alpha_N)} = I'_{\text{Э}0} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right)$$

$$I_{\text{Э}0} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{ЭБ}}}{\phi_T} - 1 \right) = I'_{\text{Э}0} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{ЭБ}}}{\phi_T} - 1 \right) \cdot (1 - \alpha_I \cdot \alpha_N)$$

$$I'_{\text{Э}0} = \frac{I_{\text{Э}0}}{(1 - \alpha_I \cdot \alpha_N)}$$

$$I'_{K0} = \frac{I_{K0}}{(1 - \alpha_I \cdot \alpha_N)}$$



$I_{\text{Э0}}$  и  $I_{\text{К0}}$  – токи насыщения эмиттерного и коллекторного  $p$ - $n$ -переходов  $I_{\text{Э0}} = S_{\text{Э}} (j_{\text{Эps}} + j_{\text{Эns}})$ ,  $I_{\text{К0}} = S_{\text{К}} (j_{\text{Кps}} + j_{\text{Кns}})$ .

$$j_s = j_{sn} + j_{sp} = \frac{q \cdot D_n \cdot n_p}{L_n} + \frac{q \cdot D_p \cdot p_n}{L_p} = q \cdot n_i^2 \cdot \left( \frac{D_n}{L_n \cdot p_p} + \frac{D_p}{L_p \cdot n_n} \right).$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\text{Э}} = I'_{\text{Э}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] - \alpha_I \cdot I'_{\text{К}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (1) \\ I_{\text{К}} = \alpha_N \cdot I'_{\text{Э}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] - I'_{\text{К}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (2) \\ I_{\text{Б}} = I_{\text{Э}} - I_{\text{К}} = (1 - \alpha_N) \cdot I'_{\text{Э}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] + (1 - \alpha_I) \cdot I'_{\text{К}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (3) \end{array} \right.$$

$$\left\{ \begin{array}{l} I_{\text{Э}} = I'_{\text{Э}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] - \alpha_I \cdot I'_{\text{К}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (1) \\ I_{\text{К}} = \alpha_N \cdot I'_{\text{Э}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] - I'_{\text{К}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (2) \\ I_{\text{Б}} = I_{\text{Э}} - I_{\text{К}} = (1 - \alpha_N) \cdot I'_{\text{Э}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{ЭБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] + (1 - \alpha_I) \cdot I'_{\text{К}0} \cdot \left[ \exp\left(\frac{U_{\text{КБ}}}{\varphi_T}\right) - 1 \right] \quad (3) \end{array} \right.$$

# Окончательные формулы

$$I_{\text{Э}} = \frac{I_{\text{Э}0}}{1 - \alpha_N \cdot \alpha_I} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right) - \frac{\alpha_I \cdot I_{K0}}{1 - \alpha_N \cdot \alpha_I} \cdot \left( \exp \frac{U_K}{\phi_T} - 1 \right),$$

$$I_K = \frac{\alpha_N \cdot I_{\text{Э}0}}{1 - \alpha_N \cdot \alpha_I} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right) - \frac{I_{K0}}{1 - \alpha_N \cdot \alpha_I} \cdot \left( \exp \frac{U_K}{\phi_T} - 1 \right),$$

$$I_B = I_{\text{Э}} - I_K = \frac{I_{\text{Э}0} \cdot (1 - \alpha_N)}{1 - \alpha_N \cdot \alpha_I} \cdot \left( \exp \frac{U_{\text{Э}}}{\phi_T} - 1 \right) - \frac{I_{K0} \cdot (1 - \alpha_I)}{1 - \alpha_N \cdot \alpha_I} \cdot \left( \exp \frac{U_K}{\phi_T} - 1 \right),$$

$$\alpha_N = \frac{dI_K}{dI_{\text{Э}}} = \left( 1 + \frac{D_{n\text{Э}} \cdot n_{p0\text{Э}} \cdot L_{pB}}{D_{pB} \cdot p_{n0B} \cdot L_{n\text{Э}}} \cdot th \frac{W}{L_{pB}} \right)^{-1} \cdot \left( ch \frac{W}{L_{pB}} \right)^{-1} \approx \left( 1 + \frac{D_{n\text{Э}} \cdot N_B \cdot W}{D_{pB} \cdot N_{\text{Э}} \cdot L_{n\text{Э}}} \right)^{-1},$$

$$\alpha_I = \frac{dI_{\text{Э}}}{dI_K} = \left( 1 + \frac{D_{nK} \cdot n_{p0K} \cdot L_{pB}}{D_{pB} \cdot p_{n0B} \cdot L_{nK}} \cdot th \frac{W}{L_{pB}} \right)^{-1} \cdot \left( ch \frac{W}{L_{pB}} \right)^{-1} \approx \left( 1 + \frac{D_{nK} \cdot N_B \cdot W}{D_{pB} \cdot N_K \cdot L_{nK}} \right)^{-1},$$

В *npn*-транзисторе:

$$\alpha_N = \left[ \left( 1 + \frac{D_{p\text{Э}} \cdot N_{a\text{Б}} \cdot L_{n\text{Б}}}{D_{n\text{Б}} \cdot N_{d\text{Э}} \cdot L_{p\text{Э}}} \operatorname{th} \frac{W}{L_{n\text{Б}}} \right) \cdot \operatorname{ch} \left( \frac{W}{L_{n\text{Б}}} \right) \right]^{-1} \approx \left( 1 + \frac{D_{p\text{Э}} N_{a\text{Б}}}{D_{n\text{Б}} N_{d\text{Э}}} \frac{W}{L_{p\text{Э}}} \right)^{-1}$$

$$\alpha_I = \left[ \left( 1 + \frac{D_{\cancel{p}\text{К}} N_{a\text{Б}} L_{n\text{Б}}}{D_{\cancel{n}\text{Б}} N_{d\text{К}} L_{p\text{К}}} \operatorname{th} \frac{W}{L_{n\text{Б}}} \right) \cdot \operatorname{ch} \left( \frac{W}{L_{n\text{Б}}} \right) \right]^{-1} \approx \left( 1 + \frac{D_p N}{D_{n\text{Б}} N_d} \frac{W}{L} \right)^{-1}$$

# Строение интегрального биполярного pnp-транзистора

