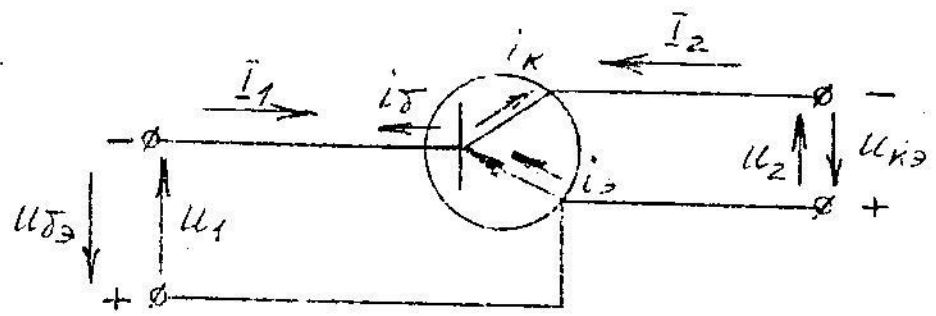


СХЕМА ОЭ

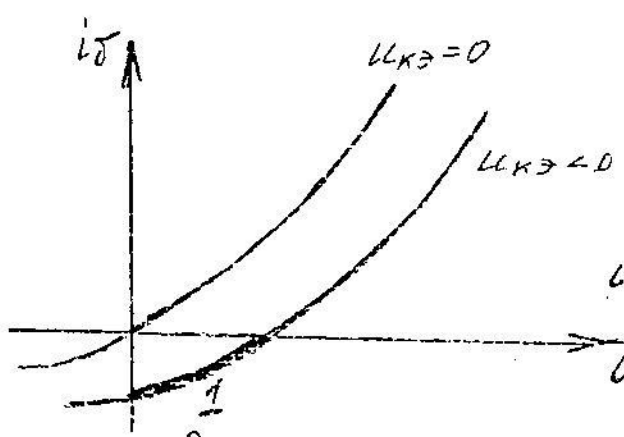
СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ



$$\left. \begin{aligned} \bar{I}_1 &= -i_\delta \\ U_1 &= -U_{\delta\epsilon} \\ U_2 &= -U_{к\epsilon} \\ \bar{I}_2 &= -i_k \end{aligned} \right\} |A|$$

$$i_\delta = f(U_{к\epsilon}) \quad | U_{к\epsilon} = const$$

$$i_\epsilon = i_k + i_\delta \quad Y_\delta = Y_\epsilon = Y_k$$



$$Y_k = \alpha Y_\epsilon + Y_{к0} \text{ (продв.)}$$

$$Y_\epsilon = Y_\delta - Y_k$$

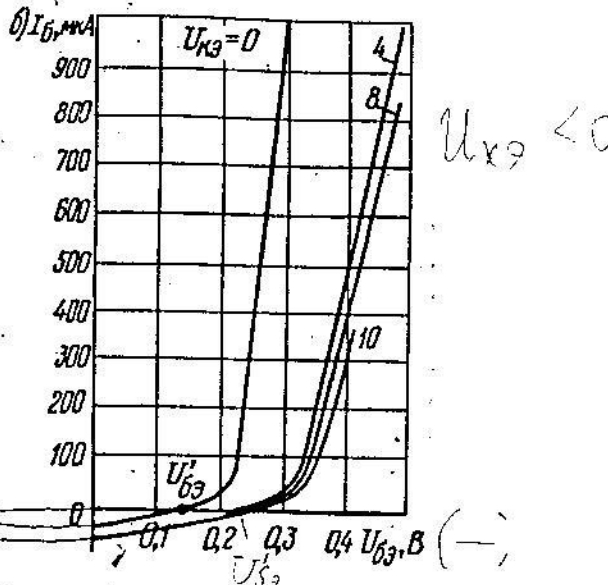
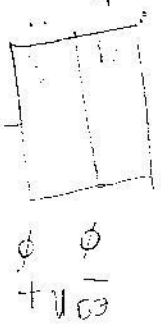
$$i_\delta = (1 - \alpha) i_\epsilon - I_{к0}$$

- начальный ток перехода (электроны эмитерной)

При $U_{к\epsilon} < 0$ ветвь сдвигается вправо-вниз, т.к. ток базы уменьшается за счет рекомбинации /эффект модуляции базы/, а также за счет роста i_k обратного перехода. При тех $U_{к\epsilon}$, для которых $I_{к0} > i_\delta'$, направление базового тока меняется на противоположное /ток отрицательный/.

В схеме ОЭ (рис. 2.55б) входные характеристики $I_\delta = f(U_{\delta\epsilon})$ в случае $U_{к\epsilon} = const$ пересекают ось абсцисс при $U_{\delta\epsilon} \leq 0$. В точке пересечения $I_\delta = I_\epsilon(1 - \alpha) - I_{к0} = 0$. При $U_{\delta\epsilon} < U_{\delta\epsilon}'$ ток $I_\delta(1 - \alpha) < I_{к0}$, и

α - коэффициент передачи тока



поэтому результирующий ток I_6 меняет свое направление; при $U_{бэ}=0$ $I_6=I_{к0}$. При $U_{бэ} > U'_{бэ}$ $I_3(1-\alpha) > I_{к0}$ и ток I_6 увеличивается с ростом $U_{бэ}$, так как уменьшается высота энергетического барьера в эмиттерном переходе. Характеристики на этом участке расположены очень близко друг к другу.

ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕДАЧИ ТОКА

$I_k = I_k' + I_{к0}$

$I_k' = \alpha I_3$

$I_k = f(I_3)$

$U_{кэ} = const$

$I_3 = (1-\alpha) I_3 - I_{к0}$

$I_k = I_3 - I_3' \quad (I_3' = I_3 - I_k)$

коэффициент передачи тока

Коэффициент передачи тока базы. Найдём зависимость тока коллектора от тока базы с помощью выражений (4.46а) и (4.49):

$I_k = \alpha I_3 + I_{кб0} = \alpha (I_k + I_B) + I_{кб0}$

$I_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{1}{1-\alpha} I_{кб0}$ (4.61)

Величина

$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ (4.62)

называется коэффициентом передачи тока базы. Поскольку коэффициент передачи тока эмиттера α близок к единице, значение β обычно лежит в пределах от 10 до 1000 и более.

Выразим I_k как функцию I_3 базы:

14/ $I_k = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_3 + (1 + \frac{\alpha}{1-\alpha}) I_{к0}$

14 / $I_k = \beta I_3 + (1 + \beta) I_{к0}$

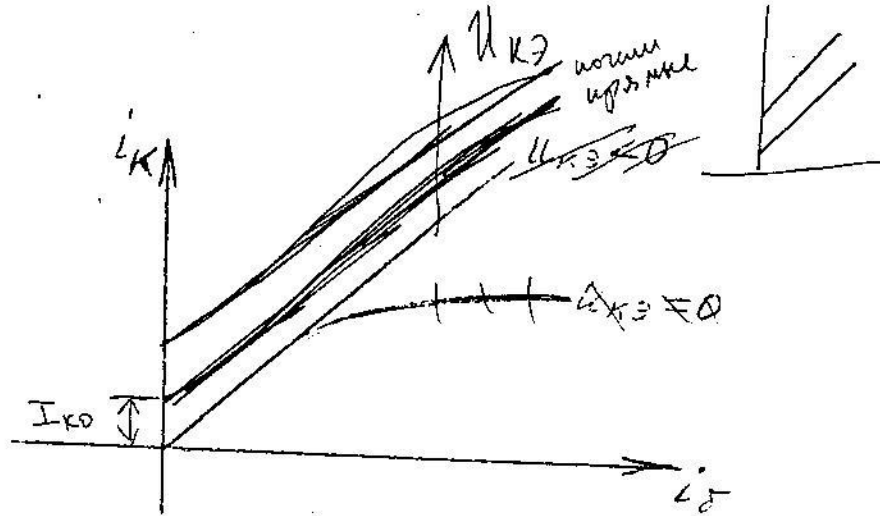
$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ (на предг. лекции было)

β - коэффициент передачи тока базы в схеме с общим эмиттером.

$\beta \gg 1$ / до 100/

15/ $(1 + \beta) I_{к0} = I_{к0}^*$ - сквозной ток коллекторного перехода.

$\Delta U_k = \beta \Delta U_B$



Характеристика прямой передачи тока. С ростом I_E рост коллекторного тока I_K связано с большим I_E , /уровень инжекции/, инжекция γ падает, а значит эмиттерный и коллекторный ток падает. С ростом U_K коллекторный ток несколько растет /за счет/.

$$\beta = f_1(U_{KЭ})$$

$$\beta = f_2(I_E)$$

$$\alpha = \gamma \psi M$$

коэф. умножения
коэф. переноса

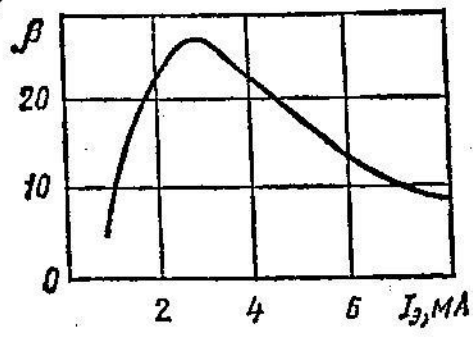
Подставив в равенство (4.62) выражение (4.40) получим

$$\beta = \frac{\psi M}{1 - \psi M} \quad (4.63)$$

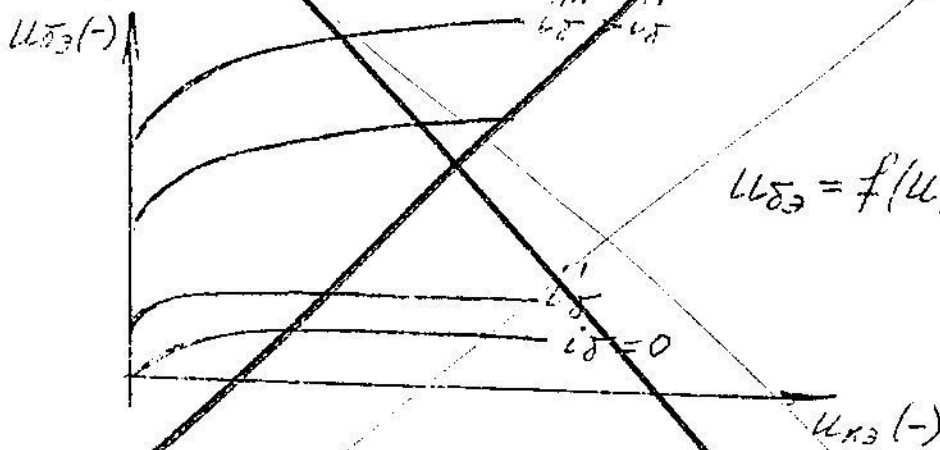
Это соотношение выражает сильную зависимость коэффициента передачи тока базы β от напряжения коллектора, так как с изменением последнего изменяются ψ и M .

Коэффициент передачи тока базы существенно зависит и от тока эмиттера (рис. 4.18). С ростом тока эмиттера коэффициент передачи тока базы вначале повышается вследствие увеличения напряженности внутреннего поля базы, ускоряющего перенос дырок через базу к коллектору и этим уменьшающего рекомбинационные потери на поверхности базы.

При значительной величине тока эмиттера коэффициент передачи тока базы β начинает падать за счет снижения коэффициента инжекции, уменьшения эффективной площади эмиттера и увеличения рекомбинационных потерь в объеме базы.



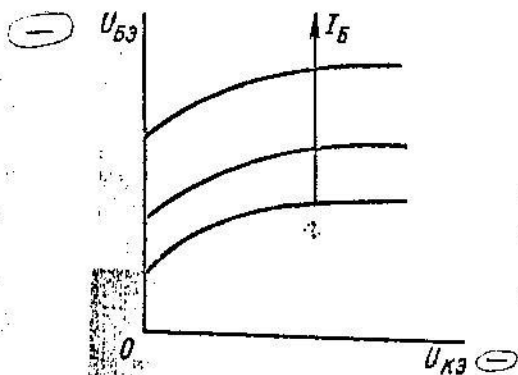
Характеристика обратной связи.



$$U_{бэ} = f(U_{кэ}) \Big|_{I_{б} = const}$$

Положительный участок - эффект модуляции толщины базы.
 Крутой участок - изменение концентрации около коллектора.

Характеристики обратной связи. Семейство статических характеристик обратной связи транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, приведено на рис. 4.21.



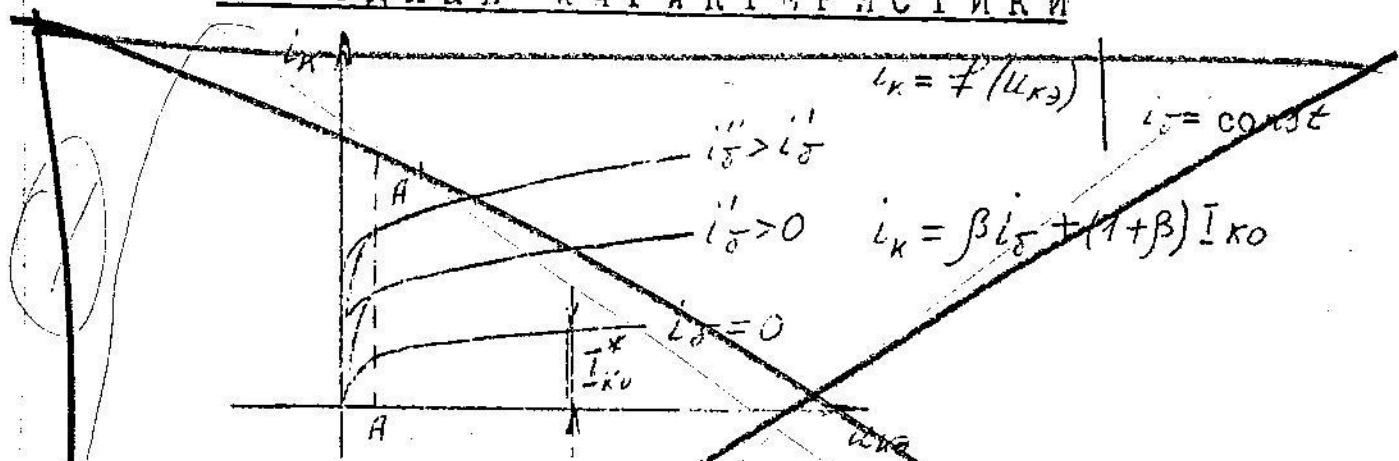
Общий характер этих зависимостей можно выяснить путем анализа рис. 4.18, б либо простым графическим перестроением семейства входных статических характеристик схемы с общим эмиттером.

Смещение статических характеристик обратной связи вверх при увеличении тока базы также не требует специального пояснения.

Рис. 4.21. Статические характеристики обратной связи транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером

Большой интерес представляют статические характеристики схемы с общим эмиттером, так как в них указываются значения токов базы. Для схемы с общей базой ток базы не измеряется, а определить его по токам эмиттера и коллектора с достаточной точностью невозможно, так как токи эмиттера и коллектора мало отличаются.

ВЫХОДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ



При $I_э = 0$ коллекторный ток при $U_{кэ}$ - среднем равен сквозному току току, который в β раз больше обратного тока коллектора. Кривая AA' — граница области режима насыщения и активного режима. Наклон кривых в $(\beta + 1)$ раз больше, чем в схемах ОБ, т.к. малые изменения $U_э$ за счет модуляции толщины базы заставляют заметно изменить напряжение на эмиттерном переходе, а значит и $I_э$ и I_k .

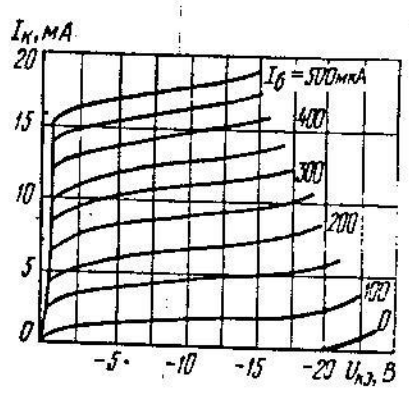


Рис. 2.52. Семейство выходных характеристик транзистора в схеме ОЭ

На рис. 2.52 представлено семейство выходных характеристик транзистора типа $p-n-p$ для схемы ОЭ $I_k = f(U_{кэ})$ при $I_б = const$. Из сравнения этих характеристик с соответствующими характеристиками схемы ОБ вытекает, что, во-первых, напряжение $U_{кэ}$ (рис. 2.53), которое показывает вольтметр в коллекторной цепи транзистора, уже не будет приложенным к коллекторному переходу, а представляет собой разность напряжений между коллектором и эмиттером, причем $U_{кэ} = -U_{кб} + U_{бэ}$, где $U_{бэ}$ — напряжение, приложенное к эмиттерному переходу. Если $U_{кэ} = 0$, то $U_{кб} = U_{бэ}$, т. е. на

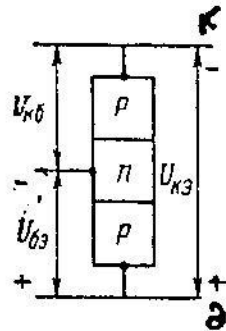


Рис. 2.53. Распределение напряжений между электродами транзистора

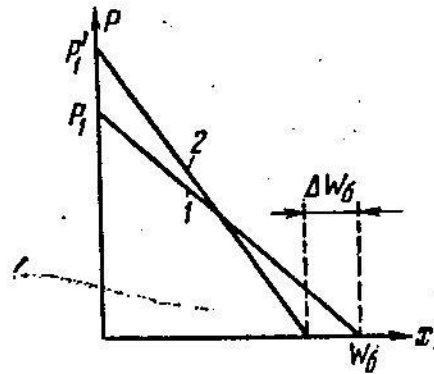


Рис. 2.54. Распределение концентраций носителей заряда в базе транзистора, включенного по схеме ОЭ, при изменении напряжения $U_{кэ}$:
 $1 - U_{кэ}; 2 - U_{кэ} > U_{кэ}$

коллекторном переходе будет прямое напряжение, равное по величине напряжению на эмиттерном переходе нескольким десяткам вольт; при этом ток $I_{к}$ окажется почти равным нулю. Обычно выходные характеристики транзистора в схеме ОЭ начинаются немного правее начала координат и их начальные (восходящие) участки смещаются вправо по сравнению с характеристиками транзистора в схеме СЭ.

Во-вторых, крутизна долевых участков выходных характеристик в схеме ОЭ оказывается большей, чем в схеме СЭ. Карактеристика смещается при $U_{кэ} = U_{бэ}$. Так как $U_{кэ} = U_{кб} + U_{бэ}$, то при том же напряжении $U_{бэ}$ должно возрасти обратное напряжение на коллекторном переходе $U_{кб}$, увеличится толщина коллекторного перехода и соответственно уменьшится область базы на Δx . Поэтому рекомбинация в базе уменьшается и следовательно, уменьшается ток базы. Чтобы возратить потенциал к начальному значению, увеличивают напряжение на эмиттерном переходе $U_{бэ}$. При этом увеличивается концентрация дырок p в базе у эмиттерного перехода (рис. 2.54). Все это в совокупности увеличивает градиент dp/dx в базе и ток $I_{б}$. Таким образом, возрастает число дырок инжектируемых в коллекторную область. Постоянство тока

базы $I_{б}$ в данном случае определяется постоянством общего количества носителей в базе, т.е. геометрически постоянством площади, ограниченной в области базы кривой $p = p(x)$. Следовательно, рост тока $I_{б}$ и повышение напряжения $U_{кэ}$ в схеме ОЭ объясняется уменьшением рекомбинации дырок в области базы и увеличением числа дырок инжектируемых в коллекторную область.

С Х Е М А О К

Статические характеристики не подлежат изменению, строится расчетным путем, если известны статические характеристики схемы ОЭ. Выходные характеристики мало отличаются от выходных характеристик схемы ОЭ, т.к. $I_{к3} \approx I_{к2}$, $U_{кэ3} \approx U_{кэ2}$.

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРОВ

Величины, связывающие малые приращения токов и напряжений, называют *дифференциальными параметрами транзистора*.

Для исследования работы транзистора при малых сигналах на входе его представляют в виде линейного активного четырехполюсника (рис. 2.58). Активным четырехполюсником называют электрическую цепь, состоящую в общем случае из пассивных элементов (L, C, R) и эквивалентного генератора эдс или тока, имеющую две пары зажимов, к входным зажимам подключают источник сигнала, а к выходным — нагрузку.

Для того чтобы ввести дифференциальные параметры, транзистор представляют в общем виде как устройство, на входе которого действуют напряжение U_1 и ток I_1 , а на выходе — напряжение U_2 и ток I_2 (рис. 5.1). Такую модель, называемую четырехполюсником, широко применяют при исследованиях и разработках.

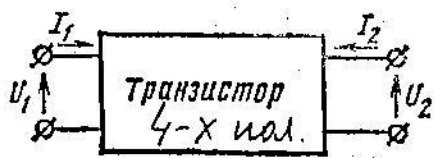


Рис. 5.1

В зависимости от схемы включения транзистора величинам U_1, I_1, U_2, I_2 соответствуют те или иные реальные токи и напряжения.

В отношении выбора независимых и зависимых переменных возможны шесть вариантов, наибольшее практическое применение находят три системы: h -, Y -, Z -параметров.

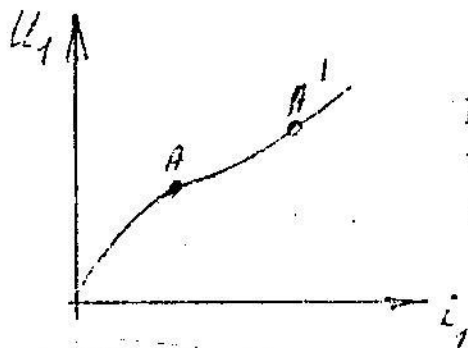
Линейность статических характеристик при заданных амплитудных значениях входных и выходных сигналов.

Система Z-параметров

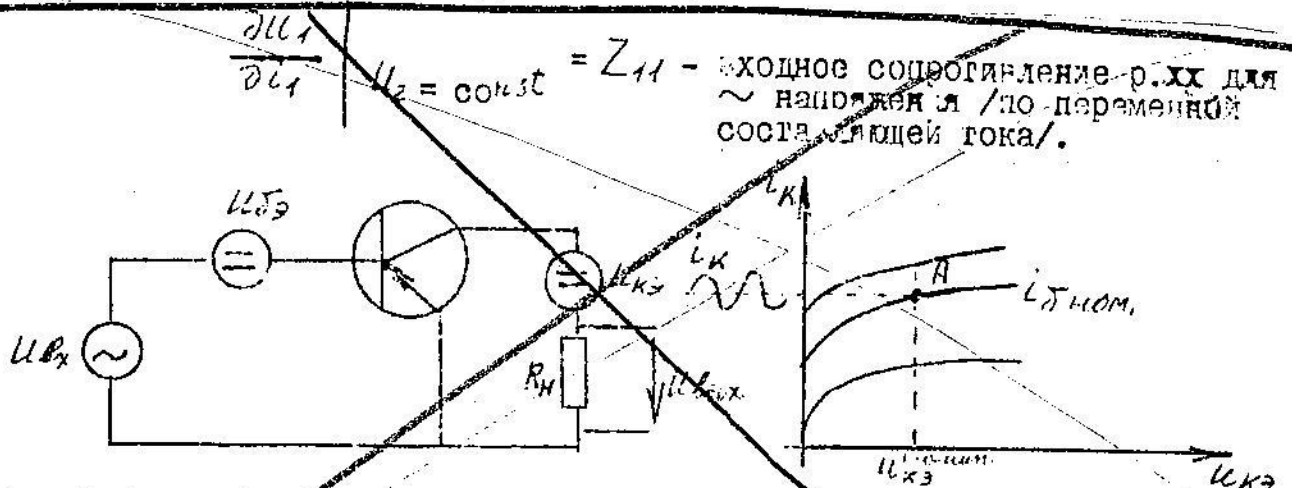
Независимыми переменными в этой системе считают токи: $U_1 = f(I_1, I_2)$; $U_2 = f(I_1, I_2)$. Тогда

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

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



Производные i_1 берутся в рабочей точке статической характеристики.



$\frac{\partial U_1}{\partial I_1} |_{U_2 = const} = Z_{11}$ - входное сопротивление р.хх для \sim напряжен и /по переменной составляющей тока/.

Выбор рабочей точки или режим по постоянному току обеспечивается выбором постоянных напряжений на входах $U_{сз}$ и $U_{кз}$.

Если приращения dI_1, dI_2 рассматривать как малые переменные токи высокой частоты с комплексными амплитудами I_1, I_2^* , то приращения dU_1, dU_2 будут представлять собой малые переменные напряжения с комплексными амплитудами U_1, U_2 , а частные производные — комплексные сопротивления. Обозначим их $Z_{11}, Z_{12}, Z_{21}, Z_{22}$. Тогда уравнения можно записать в таком виде:

$$U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2, \tag{5.6}$$

$$U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2. \tag{5.7}$$

Здесь

$$Z_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} \text{ — входное сопротивление транзистора;}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{U_1}{I_2} \right|_{I_1=0} \text{ — сопротивление обратной передачи транзистора;}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{U_2}{I_1} \right|_{I_2=0} \text{ — сопротивление прямой передачи транзистора;}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0} \text{ — выходное сопротивление транзистора.}$$

В общем случае все величины, входящие в эти формулы, являются комплексными, но при работе на низких частотах можно пренебречь реактивными составляющими (емкостями переходов и пр.) и полагать параметры чисто активными, тогда

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ U_2 &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{aligned} \right\} \rightarrow$$

$$\sqrt{\left\| \begin{matrix} U_1 \\ U_2 \end{matrix} \right\| = \left\| ZU \right\| \left\| \begin{matrix} I_1 \\ I_2 \end{matrix} \right\|}$$

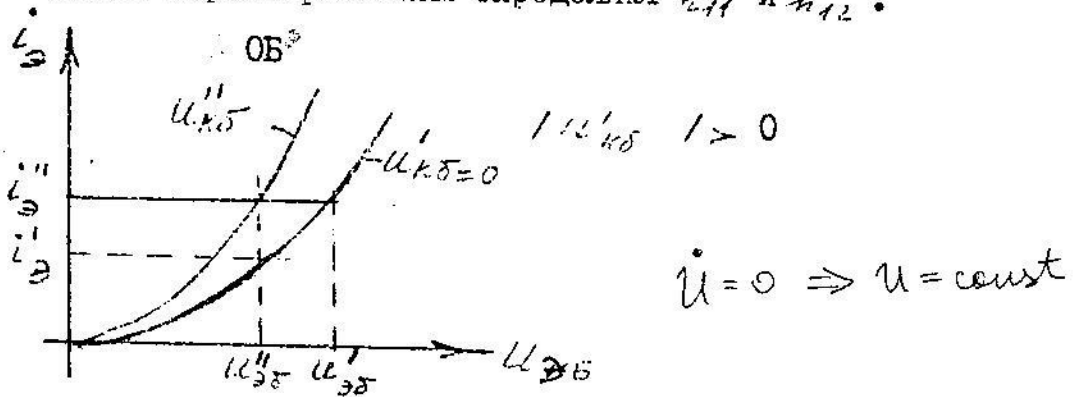
Все Z-параметры определяются в режиме разомкнутой цепи (холостого хода) для переменной составляющей тока на противоположной стороне четырехполюсника: на входе ($I_2=0$) для Z_{11} и Z_{12} , на выходе ($I_1=0$) для Z_{21} и Z_{22} . Недостатком этих параметров является сложность реализации режима холостого хода при их измерении. По этой причине система Z-параметров имеет ограниченное применение.

* В целях компактности записи в этом и следующих двух параграфах индекс m у амплитуд токов и напряжений опущен.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ h -ПАРАМЕТРОВ С ПОМОЩЬЮ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК

Определение h -параметров по характеристикам. Низкочастотные значения h -параметров можно найти с помощью входных и выходных характеристик.

По входным характеристикам определяют h_{11} и h_{12} .



$$h_{11\delta} = \left. \frac{dU_{3B}}{dI_3} \right|_{U_{кз}=0, U_{кз}=const} = \frac{\Delta U_{3B}}{\Delta I_3} \Big|_{U_{кз}=0}$$

$$h_{12\delta} = \left. \frac{dU_{3B}}{dU_{кз}} \right|_{I_3=const} = \frac{\Delta U_{3B}}{\Delta U_{кз}} \Big|_{I_3=const}$$

$U_{кз}=0$
по характеристикам
определяется

Параметры h_{12} определяются приблизительно, т.к. дается не семейство, а две кривых.

$$h_{11\delta} = \frac{\varphi_T - 26 \text{ мВ}}{I_3} \quad \varphi_T - \text{ТЕПЛОВОЙ ПОТЕНЦИАЛ}$$

$I_3 \approx I_K$

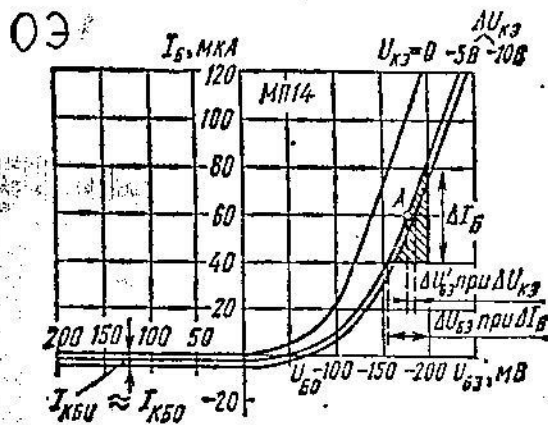


Рис. 4.17

Параметры входной цепи h_{11a} и h_{12a} определяют по входным характеристикам транзистора (см. рис. 4.17). В той же рабочей точке A ($U_{кз} = U'_{кз} = -5\text{В}$, $I_{б} = I'_{б} = 60 \mu\text{A}$) задаем приращение тока базы $\Delta I_{б}$ при постоянном напряжении коллектора $U_{кз}$ и находим получающееся при этом приращение напряжения базы $\Delta U_{бэ}$. Тогда входное сопротивление транзистора

$$h_{11a} = \left. \frac{\Delta U_{бэ}}{\Delta I_{б}} \right|_{U_{кз}=const} = \frac{42,5 \cdot 10^{-3}}{40 \cdot 10^{-6}} = 1060 \text{ Ом.}$$

Отсюда вытекают смысл и наименование h -параметров:

$$h_{11} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{U}_2=0} \text{ — входное сопротивление транзистора при коротком}$$

замыкании на выходе для переменной составляющей тока;

$$h_{12} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{I}_1=0} \text{ — коэффициент обратной связи по напряжению при}$$

разомкнутом входе для переменной составляющей тока (отношение переменных напряжений на входе и выходе, вызывающих одинаковый по величине и противоположный по направлению входной ток);

$$h_{21} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \Big|_{\dot{U}_2=0} \text{ — дифференциальный коэффициент передачи тока}$$

(отношение переменной составляющей выходного тока к вызвавшей его переменной составляющей входного тока);

$$h_{22} = \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{I}_1=0} \text{ — выходная проводимость транзистора при разомк-$$

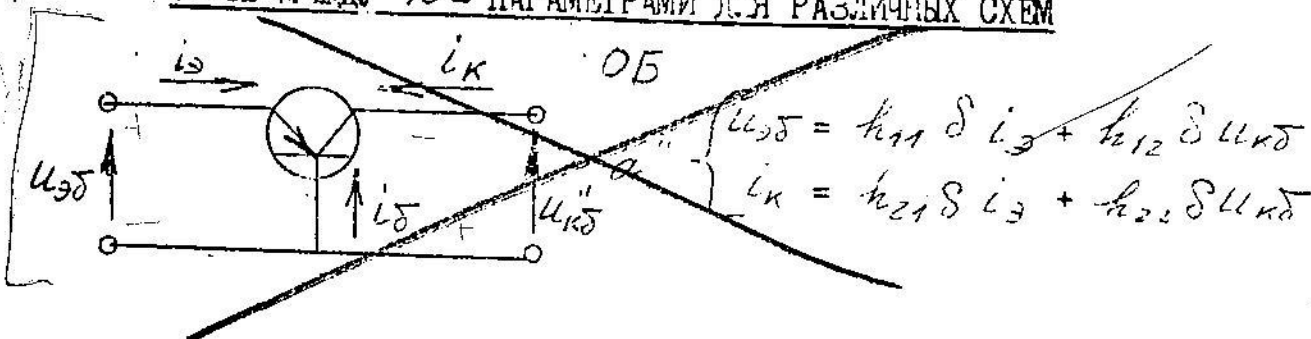
нутым входе для переменной составляющей тока (холостой ход входной цепи).

Система h -параметров носит название *смешанной* (гибридной) системы, так как ее параметры имеют различную размерность.

Величина параметров транзистора зависит от способа его включения, поэтому как в данной системе, так и в других, рассмотренных далее, в обозначении параметра с помощью третьего индекса б, э, к отмечают схему включения. Для схемы с общим эмиттером, являющейся основной, третий индекс иногда опускают.

Систему h -параметров обычно используют на низких частотах, когда пренебрежимо малы емкостные составляющие токов. Необходимые для измерения параметров режимы короткого замыкания и холостого хода для переменной составляющей тока могут быть осуществлены на этих частотах сравнительно просто. Поэтому в технических условиях и справочниках по транзисторам низкочастотные параметры обычно приводятся в системе h .

СВЯЗЬ МЕЖДУ h -ПАРАМЕТРАМИ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМ



раньше пробоя наступает "прокол" базы - коллекторный переход, упираясь, полностью сливается с эмиттерным переходом, усилительные свойства исчезают.

Если $R_{э\text{вн}} > R_{з\text{вн}}$, то увеличивается вероятность пробоя.

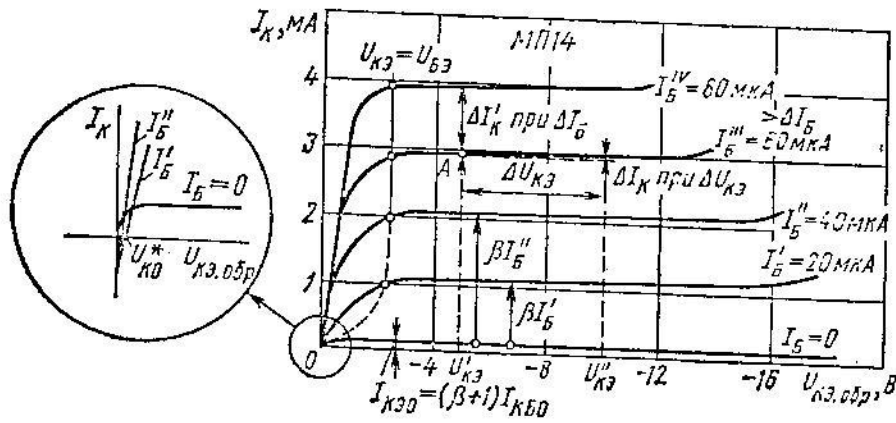


Рис. 4.19

Параметры h_{22} и h_{21} определяют по выходным характеристикам транзистора (см. рис. 4.19). Должна быть задана или выбрана рабочая точка $A (I_B'', U_{КЭ})$, в которой требуется найти параметры; затем при постоянном токе базы I_B'' задаем приращение коллекторного напряжения $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ}'' - U_{КЭ}'$ и находим получающееся при этом приращение тока коллектора ΔI_K . Тогда выходная проводимость транзистора

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{КЭ}} \right|_{I_B = \text{const}} = \frac{0,05 \cdot 10^{-3}}{5} = 10 \text{ мкА/В};$$

она имеет положительное значение, так как увеличение напряжения сопровождается увеличением тока.

Далее при постоянном напряжении коллектора задаем приращение тока базы $\Delta I_B = I_B^IV - I_B^II$ и определяем получающееся при этом приращение тока коллектора ΔI_K . Тогда дифференциальный коэффициент передачи тока базы

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}} = -\frac{1 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^{-6}} = -50.$$

Знак минус означает, что направление одного из токов (коллекторного в транзисторах типа $p-n-p$ и эмиттерного в транзисторах типа $n-p-n$) противоположно положительному направлению соответствующего тока в эквивалентном четырехполюснике (см. рис. 5.1).



Рис. 5.1

Затем при постоянном токе базы I_B''' задаем приращение напряжения коллектора $\Delta U_{КЭ} = U_{КЭ}'' - U_{КЭ}'$ и определяем получающееся при этом приращение напряжения базы $\Delta U_{БЭ}$. Тогда коэффициент обратной связи по напряжению

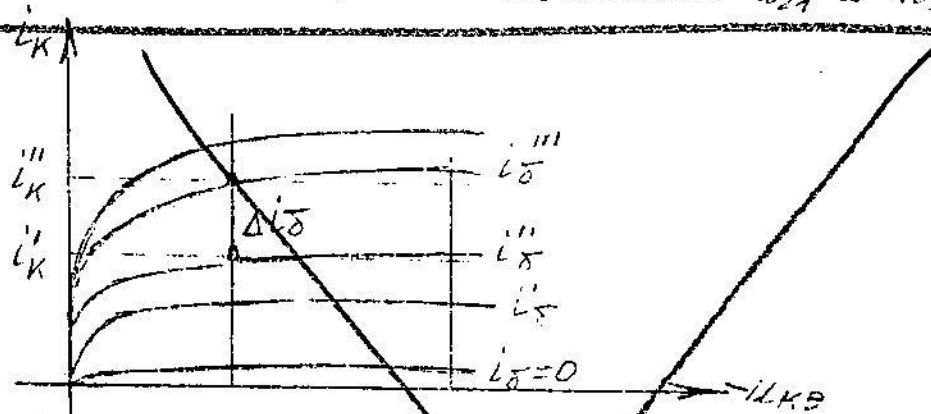
$$h_{12a} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \Big|_{I_B = \text{const}} = \frac{-7,5 \cdot 10^{-3}}{-5} = 1,5 \cdot 10^{-3}$$

Аналогично могут быть определены по соответствующим характеристикам параметры транзистора в других схемах включения.

Более точные результаты дает непосредственное измерение параметров с помощью специальных измерительных приборов, ознакомление с ними предусматривается в ходе лабораторных работ.

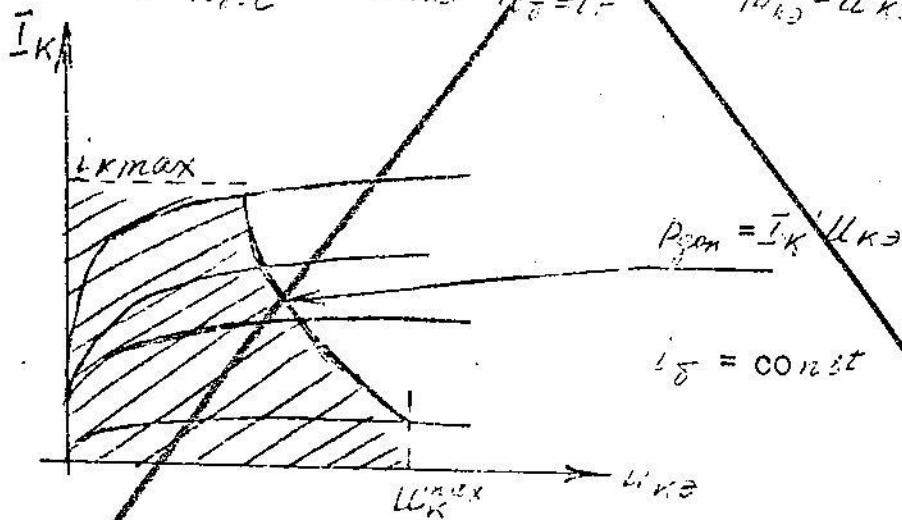
Заметим также, что параметры транзистора в разных схемах включения однозначно связаны между собой и при необходимости всегда можно перейти от одной системы параметров к другой с помощью формул перехода (см. приложения).

На выходных характеристиках определяются h_{21} и h_{22}



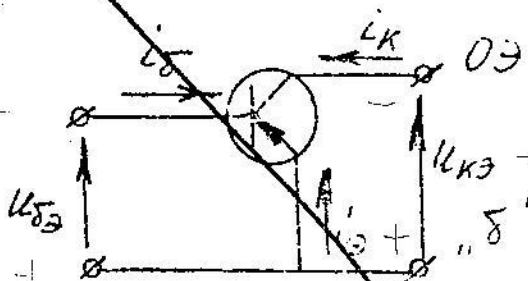
$$h_{21\beta} = \frac{di_K}{dI_B} \Big|_{U_{КЭ} = c} \rightarrow \frac{\Delta i_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{КЭ} = U_{КЭ}^I} = \frac{i_K^{II} - i_K^I}{I_B^{II} - I_B^I} \rightarrow \beta$$

$$h_{22\beta} = \frac{di_K}{dU_{КЭ}} \Big|_{I_B = c} = \frac{\Delta i_K}{\Delta U_{КЭ}} \Big|_{I_B = I_B^{II}} = \frac{i_K - i_K^{II}}{U_{КЭ}^{II} - U_{КЭ}}$$



i_{Kmax} - связан с усилительными свойствами триода

При больших токах эмиттера растет уровень иежкции, γ уменьшается, α уменьшается. Для триодов с тонкой и высокоомной базой



$$\begin{cases} U_{\delta\delta} = h_{11\delta} i_{\delta} + h_{12\delta} U_{k\delta} \\ i_k = h_{21\delta} i_{\delta} + h_{22\delta} U_{k\delta} \end{cases}$$

1

$$\begin{cases} i_{\delta} + i_{\delta} + i_k = 0 \\ U_{k\delta} = U_{k\tau} - U_{\delta\delta} \\ U_{\delta\delta} = -U_{\delta\delta} \\ i_{\delta} \ll i_k, i_{\delta} \end{cases} \quad i_k \approx i_{\delta}$$

$|U_{k\delta}| \neq |U_{k\delta}|$, т.к. $|U_{\delta\delta}| \ll |U_{k\delta}|$

Выразим независимые переменные "в" через коэффициенты и независимые переменные "э". Параметры h_{δ} выразим через h_{δ} . "в" к "э".

$$\begin{aligned} h_{11\delta} &\approx \frac{h_{11\delta}}{1+h_{21\delta}} & h_{12\delta} &\approx \frac{h_{11\delta} h_{22\delta}}{1+h_{21\delta}} - h_{12\delta} \\ h_{21\delta} &\approx -\frac{h_{21\delta}}{1+h_{21\delta}} & h_{22\delta} &\approx \frac{h_{22\delta}}{1+h_{21\delta}} \end{aligned}$$

Обратный переход /изм. индексов/.

$$h_{11\delta} = \frac{h_{11\delta}}{1+h_{21\delta}} \quad h_{12\delta} = \frac{h_{11\delta} h_{22\delta}}{1+h_{21\delta}} - h_{12\delta}$$

$$h_{21\delta} = -\alpha \quad h_{22\delta}$$

$$h_{22\delta} = \frac{\alpha}{1-\alpha} = \beta$$

Связь между h -параметрами транзистора в различных схемах включения:

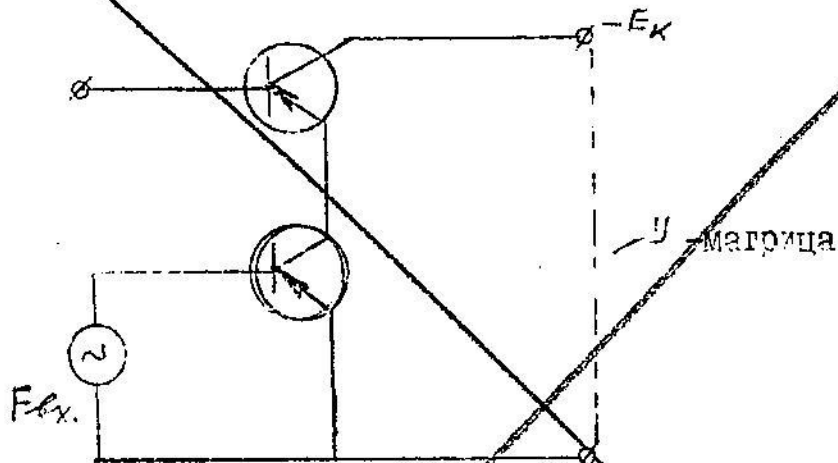
$$h_{11\sigma} = \frac{h_{11\sigma}}{1+h_{21\sigma}}, \quad h_{11\kappa} = h_{11\sigma}, \quad h_{11\sigma} = \frac{h_{11\sigma}}{1+h_{21\sigma}}; \quad \checkmark$$

$$h_{12\sigma} = \frac{h_{11\sigma} h_{22\sigma}}{1+h_{21\sigma}} - h_{12\sigma}, \quad h_{12\kappa} = 1, \quad h_{12\sigma} = \frac{h_{11\sigma} h_{22\sigma}}{1+h_{21\sigma}} - h_{12\sigma}; \quad \checkmark$$

$$h_{21\sigma} = -\frac{h_{21\sigma}}{1+h_{21\sigma}}, \quad h_{21\kappa} = h_{21\sigma} + 1, \quad h_{21\sigma} = -\frac{h_{21\sigma}}{1+h_{21\sigma}}; \quad \checkmark$$

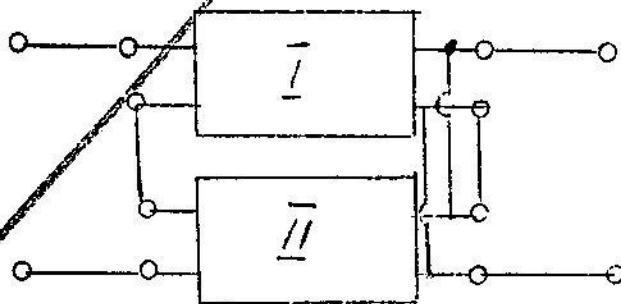
$$h_{22\sigma} = \frac{h_{22\sigma}}{1+h_{21\sigma}}, \quad h_{22\kappa} = h_{22\sigma}, \quad h_{22\sigma} = \frac{h_{22\sigma}}{1+h_{21\sigma}}.$$

Цепь - матрица Z - при последовательном соединении 4^x п.
 Цепь - матрица Y - при параллельном соединении 4^x -п. /для переменного напряжения/.



При аналогичных переходах выводится физический смысл А-параметров, которые используются при каскадном соединении триодов.

Широко используется Н - параметры, т.к. усилительные каскады, усилители формируются на основе последовательно-параллельного соединения.



$$\|h_z\| = \|h_1\| + \|h_2\|$$

Система h-параметров

В качестве независимых переменных в этой системе выбирают входной ток I_1 и выходное напряжение U_2 :

$U_1 = f(I_1, U_2)$, $I_2 = f(I_1, U_2)$. Тогда

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

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

Зададим приращения независимых переменных dI_1 и dU_2 в виде малых гармонических колебаний с комплексными амплитудами \dot{I}_1 и \dot{U}_2 *. При этом приращения зависимых переменных dU_1 и dI_2 будут представлять собой также гармонические колебания, обозначим их комплексные амплитуды \dot{U}_1 и \dot{I}_2 . Частные производные перед независимыми переменными для случая гармонических колебаний обозначают символами h_{11} , h_{12} , h_{21} , h_{22} . Тогда уравнения приобретают такой вид:

$$\dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2, \quad (5.1)$$

$$\dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2. \quad (5.2)$$

Система Y-параметров

Токи в этой системе считают функциями напряжений: $I_1 = f(U_1, U_2)$,
 $I_2 = f(U_1, U_2)$. Тогда

$$dI_1 = \frac{\partial I_1}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_1}{\partial U_2} dU_2, \quad dI_2 = \frac{\partial I_2}{\partial U_1} dU_1 + \frac{\partial I_2}{\partial U_2} dU_2.$$

Приращения независимых переменных dU_1 и dU_2 рассматривают как малые переменные напряжения высокой частоты с комплексными амплитудами \dot{U}_1 и \dot{U}_2 . В этом случае приращения dI_1 и dI_2 будут представлять собой также гармонические колебания с комплексными амплитудами \dot{I}_1 и \dot{I}_2 , а частные производные перед приращениями независимых переменных — комплексные проводимости. Обозначим их соответственно Y_{11} , Y_{12} , Y_{21} , Y_{22} . В результате можно записать:

$$\dot{I}_1 = Y_{11}\dot{U}_1 + Y_{12}\dot{U}_2, \quad (5.4)$$

$$\dot{I}_2 = Y_{21}\dot{U}_1 + Y_{22}\dot{U}_2. \quad (5.5)$$

Здесь

$$Y_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad \text{— входная проводимость транзистора;}$$

$$Y_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \quad \text{— проводимость обратной передачи транзистора;}$$

$$Y_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \quad \text{— проводимость прямой передачи транзистора;}$$

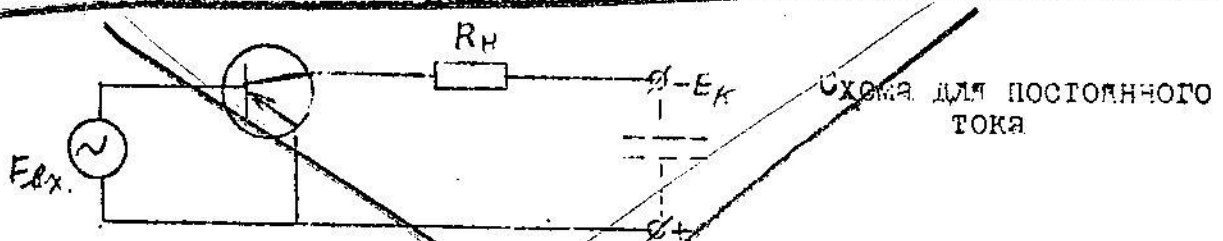
$$Y_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} \quad \text{— выходная проводимость транзистора.}$$

Матрицы проводимостей Y:

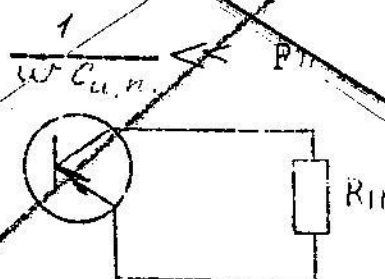
$$Y = \begin{vmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{vmatrix} \quad \text{— матрица Y-параметров транзистора.}$$

Все Y-параметры определяются в режиме короткого замыкания для переменной составляющей тока на противоположной стороне четырехполюсника: на входе ($\dot{U}_2=0$) для Y_{11} и Y_{21} , на выходе ($\dot{U}_1=0$) для Y_{12} и Y_{22} .

Система Y-параметров широко используется для описания высокочастотных свойств транзисторов, поскольку режим измерения данных параметров на высокой частоте реализуется достаточно просто.



Если на входе есть сигнал, то схема для переменного тока.



Turn	Kopuyc	IkuaxA	Uk20y003B	Uk0y003	Puwa	Tema	h2/a	uyc	Ic(h)est	uyc	Uk2	dpw'u	Ikuowca
ESR15000	70:3	29	200	250	B ₃	uyc/ok	uyc	(A)	15	(B)	5	25M/5	uyc
Rk2	Fca max	Ukax.	120:1		B ₀	80000/10	uyc					70	A
huc	000		Folwcy.				uyc						50000A
ESMOn	300HC		175				uyc						

"Conall's Records" 021, 1998

Cyphobolotum in 32yptellum spaco secretum



12 January 2004

Mr W.g. Eremenko
MOSCOW POWER ENGINEERING
ENERGY SUPPLY/ELECTRICAL EQUIP
Krasnokazarmennaja 14
111250 Moscow
Russia

Л.П. №2 - В.П. ...

- 00000*
- 44-2*
- 1. Бурса*
- 2. Кос*
- 3. Дуня*
- 4. ГИ*

- 44-2 (б.с.с. с.с.)*
- 1. В.П. ...*
- 2. LC-2-10*
- 3. ...*
- 4. ...*

Dear Mr Eremenko

The latest edition of Vicor Express

Please find enclosed a copy of *Vicor Express 29*, with all the latest Vicor news and product information, including

- **Vel Chip Bus Converter Modules (BCM)** – a high efficiency (95-97%) Intermediate Bus Converter operating from 48Vdc primary bus to deliver an isolated secondary voltage for Intermediate Bus Architecture applications. Measuring just 32 x 21.5 x 6mm, the BCM can supply up to 300W of DC to power an array of non-isolated POL converters or other loads, and may be directly paralleled for higher power or redundancy. See inside front cover of the new catalogue for further details
- **NEW 500W International AC Front End** – for use with 300 Vin *VIPAC* Arrays (see page 12) for a complete off-line solution featuring:
 - ✓ 115/230 Vac autoranging input
 - ✓ EN Compliant: • EN61000-3-2 • EN55022-B • EN61000-4-5
 - ✓ EMI filtering and hold-up capacitors
 - ✓ Two low-profile, chassis-mount versions available
 - ✓ Input and output connectors
- **QPI Family: active EMI filters for 24 and 48 Vdc bus** – provides conducted common mode and differential mode attenuation from 150 kHz to 30MHz. The proprietary active filtering circuit provides superior attenuation at low frequencies. The filter also improves the transient response of the DC-DC converter by virtually eliminating load transient induced ringing on the input often seen in passive filter solutions. Go to page 26 of the new *Vicor Express* catalogue to read more about the new QPI Family.

The rest of the catalogue is packed full of information on all our power supply solutions. You can also download data sheets and mechanical drawings directly from our web site at www.vicoreurope.com. The web site has recently been redesigned and will help you find effective solutions for your DC-DC and AC-DC power supply designs, provide you with interactive design and configuration tools, a powerful product search engine and easy navigation, as well as a comprehensive technical library and an enhanced focus on product support.

Wherever you are in Europe, www.vicoreurope.com will guide you quickly to your nearest technical support centre.

Yours sincerely

Anja Vogelsang
Vicor GmbH

P.S. If you would like more details on any of the great new products mentioned above, please complete and return the enclosed **fax-back** form.

Если приращения dI_1, dI_2 рассматривать как малые переменные токи высокой частоты с комплексными амплитудами \dot{I}_1, \dot{I}_2^* , то приращения dU_1, dU_2 будут представлять собой малые переменные напряжения с комплексными амплитудами \dot{U}_1, \dot{U}_2 , а частные производные — комплексные сопротивления. Обозначим их $Z_{11}, Z_{12}, Z_{21}, Z_{22}$. Тогда уравнения можно записать в таком виде:

$$\dot{U}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2, \quad (5.6)$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2. \quad (5.7)$$

Здесь

$$Z_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} \text{ — входное сопротивление транзистора;}$$

$$Z_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \text{ — сопротивление обратной передачи транзистора;}$$

$$Z_{21} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} \text{ — сопротивление прямой передачи транзистора;}$$

$$Z_{22} = \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \text{ — выходное сопротивление транзистора.}$$

В общем случае все величины, входящие в эти формулы, являются комплексными, но при работе на низких частотах можно пренебречь реактивными составляющими (емкостями переходов и пр.) и полагать параметры чисто активными, тогда

$$\left. \begin{aligned} U_1 &= Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 \\ U_2 &= Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 \end{aligned} \right\} \rightarrow (9)$$

$$\sqrt{\| \begin{matrix} U_1 \\ U_2 \end{matrix} \|} = \| Z \| \| \begin{matrix} I_1 \\ I_2 \end{matrix} \|$$

Все Z -параметры определяются в режиме разомкнутой цепи (холостого хода) для переменной составляющей тока на противоположной стороне четырехполюсника: на входе ($I_2=0$) для Z_{11} и Z_{12} , на выходе ($I_1=0$) для Z_{21} и Z_{22} . Недостатком этих параметров является сложность реализации режима холостого хода при их измерении. По этой причине система Z -параметров имеет ограниченное применение.

* В целях компактности записи в этом и следующих двух параграфах индекс m у амплитуд токов и напряжений опущен.