

Малосигнальный режим работы и малосигнальные параметры БТ

В малосигнальном режиме нелинейные свойства транзисторов по отношению к сигнальным изменениям практически не проявляются. В этом случае для анализа схем можно использовать методы анализа линейных электрических цепей, в частности – линейных 4-полюсников (Рис 1).

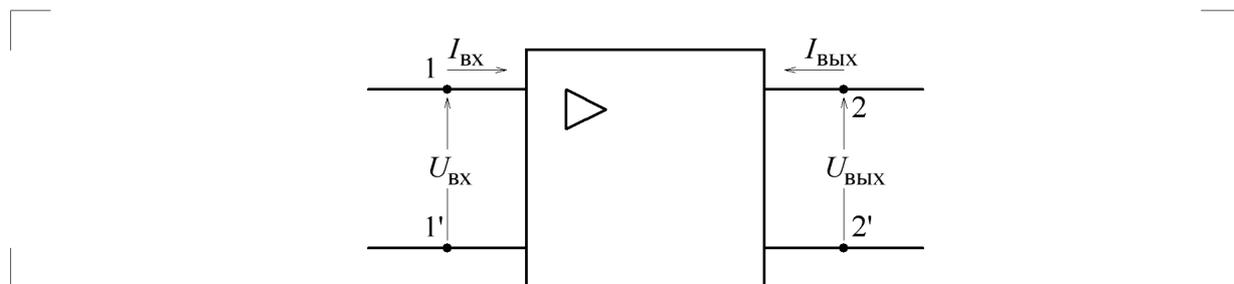


Рис. 1

Для анализа линейных 4-полюсников могут использоваться различные системы так называемых малосигнальных параметров, связывающих токи и напряжения на его входных и выходных зажимах. В транзисторных схемах широко используются параметры с размерностью проводимостей:

$$\begin{aligned} I_{\text{ВХ}} &= y_{11} U_{\text{ВХ}} + y_{12} U_{\text{ВЫХ}}, \\ I_{\text{ВЫХ}} &= y_{21} U_{\text{ВХ}} + y_{22} U_{\text{ВЫХ}} \end{aligned}$$

где $I_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$, $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, – комплексные амплитуды входных и выходных токов и напряжений, а y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} – частотно-зависимые комплексные коэффициенты, имеющие размерность проводимостей.

Комплексные проводимости могут быть выражены следующим образом

$$y(jf) = g(f) + j b(f) = y(f) \exp[j \varphi(f)],$$

где $g(f)$, $b(f)$ – вещественная и мнимая части комплексной проводимости, $y(f)$, и $\varphi(f)$ ее модуль и фаза. Комплексная амплитуда гармонического сигнала определяет его вещественную амплитуду и начальную фазу

$$U(jf) = U(f) e^{j\varphi(f)} e^{j2\pi ft} = U(jf) e^{j2\pi ft},$$

где $U(jf)$ – комплексная амплитуда напряжения.

Коэффициенты y_{11} , y_{12} , y_{21} , y_{22} определяются при условии равенства нулю напряжения на одних из зажимов 4-полюсника и называются параметрами короткого замыкания.

$$y_{11} = \left(\frac{I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right)_{U_{\text{ВЫХ}}=0}, \quad y_{12} = \left(\frac{I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right)_{U_{\text{ВХ}}=0},$$

$$y_{21} = \left(\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right)_{U_{\text{ВЫХ}}=0}, \quad y_{22} = \left(\frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \right)_{U_{\text{ВХ}}=0}.$$

В соответствии с этими определениями y_{11} и y_{22} имеют смысл входной и выходной проводимостей транзистора, а y_{12} и y_{21} – проводимостей прямой и обратной передачи (Рис. 2).

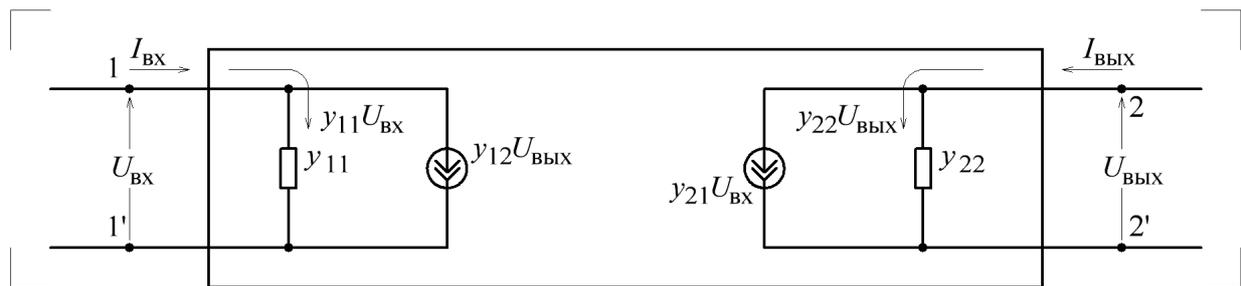


Рис. 2

Проводимость обратной передачи y_{12} описывает внутрикаскадную обратную связь, проводимость прямой передачи y_{21} – его усилительные свойства.

С помощью малосигнальных параметров 4-полюсника могут быть вычислены параметры каскада при условии подключения к его зажимам проводимостей источника сигнала и нагрузки (Рис. 3).

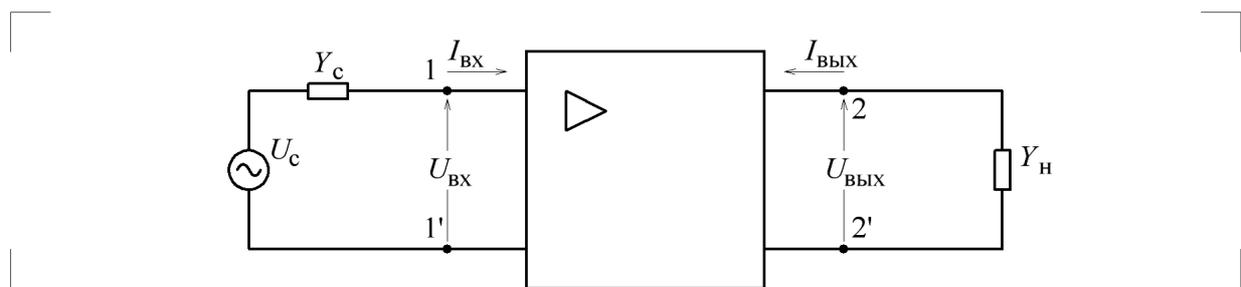


Рис. 3

Из теории нагруженного 4-полюсника следует, что коэффициент передачи по напряжению зависит не только от параметров 4-полюсника, но и от подключенной нагрузки и определяется соотношением

$$K = - \frac{y_{21}}{y_{22} + Y_{\text{н}}},$$

где $Y_{\text{н}}$ – проводимость нагрузки. Знак "-" в правой части выражения связан с выбранным направлением токов и напряжений.

Заметим, что $U_{\text{ВХ}}$ представляет собой напряжение, реализующееся на входных зажимах 1-1' в результате деления ЭДС источника сигнала U_c между внутренней проводимостью источника и входной проводимостью 4-полюсника.

Входная проводимость 4-полюсника с учетом подключенной к его выходу нагрузки описывается соотношением

$$Y_{\text{ВХ}} = y_{11} - \frac{y_{21}y_{12}}{y_{22} + Y_{\text{Н}}},$$

а выходная проводимость – соотношением

$$Y_{\text{ВЫХ}} = y_{22} - \frac{y_{21}y_{12}}{y_{11} + Y_c},$$

и в свою очередь зависит от адмитанса (полной проводимости) источника ЭДС, подключенного ко входу (Рис. 4).

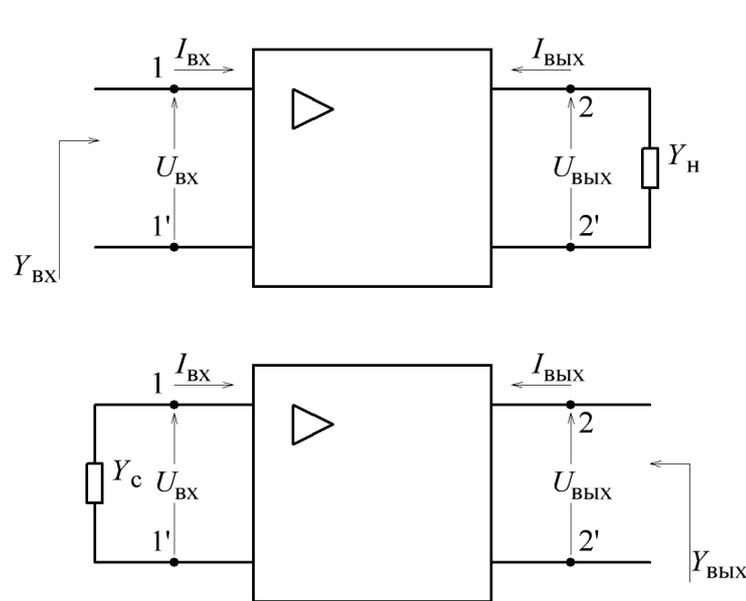


Рис. 4

В общем случае малосигнальные параметры являются комплексными функциями частоты и определяются физическими принципами работы транзистора и технологией его изготовления.

Наиболее точно малосигнальные параметры конкретного транзистора могут быть получены экспериментально. Например для измерения входной проводимости необходимо обеспечить короткое замыкание на выходных зажимах, подключить ко входу тестовый источник ЭДС с известной амплитудой и начальной фазой и измерить амплитуду и начальную фазу входного тока. Тогда входная комплексная проводимость на частоте ЭДС источника находится по форму-

$$\text{ле } y_{11} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} .$$

Аналогично определяются остальные малосигнальные параметры. При этом необходимо следить, чтобы режим короткого замыкания зажимов не изменял режим работы транзистора на постоянном токе, т. е. подключение короткозамыкателей необходимо делать через разделительные цепи (конденсаторы).

В области низких частот комплексный характер малосигнальных параметров и их частотная зависимость не проявляется, и токи и напряжения на зажимах 4-полюсника оказываются связанными системой из 4 постоянных не зависящих от частоты вещественных коэффициентов

$$\begin{aligned} I_{\text{ВХ}} &= g_{11} U_{\text{ВХ}} + g_{12} U_{\text{ВЫХ}} \\ I_{\text{ВЫХ}} &= g_{21} U_{\text{ВХ}} + g_{22} U_{\text{ВЫХ}} \end{aligned} .$$

Вещественные малосигнальные параметры в области низких частот могут быть с приемлемой для практики точностью получены не только путем измерений, но и на основании физических представлений о работе транзистора.

В активном режиме работы ток эмиттера связан с напряжением база-эмиттер уравнением Эберса-Молла

$$I_{\text{э}} = I_{\text{оэ}} e^{\frac{U_{\text{бэ}}}{mU_T}} ; U_{\text{бэ}} = mU_T \ln \left(\frac{I_{\text{э}}}{I_{\text{оэ}}} \right) , \quad (1)$$

где m – коэффициент неидеальности p - n -перехода ($m = 1$ при малых значениях тока $I_{\text{к0}}$, когда $I_{\text{к}} \ll I_{\text{кmax}}$, и $m = 2 \dots 5$ при значениях токах коллектора, приближающихся к максимально допустимым $I_{\text{кmax}}$); $U_T = k T / q$ – температурный потенциал; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/с – постоянная Больцмана; T – температура в кельвинах; $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл – заряд электрона; $I_{\text{оэ}}$ – обратный ток эмиттерного перехода. При номинальной температуре $T = 300$ К $U_T = 0,026$ В.

Отличие значений m от единицы в первую очередь обусловлено тем, что напряжение $U_{\text{бэ}}$, приложенное к внешним зажимам транзистора, воздействует на внутренний управляющий ток коллектора базово-эмиттерный переход не прямо, а через дополнительное сопротивление $r_{\text{б}}$ базовой области транзистора. Вследствие этого внутри транзистора происходит ослабление сигналов, управляющих ток (Рис. 5).

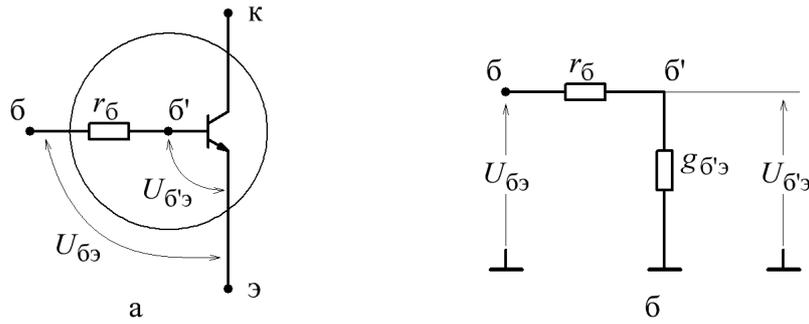


Рис. 5

Это ослабление можно охарактеризовать коэффициентом деления резистивного делителя, состоящего из сопротивления r_b и резистивной проводимости $g_{b'e}$ внутреннего базо-эмиттерного перехода

$$N = \frac{1}{m} = \frac{U_{б'э}}{U_{бэ}} = \frac{1}{1 + g_{б'э} r_b},$$

где $U_{б'э}$ – напряжение на переходе, а $U_{бэ}$ – напряжение на электродах транзистора. В результате этого с учетом того, что для транзистора справедливо

$$g_{б'э} = \frac{I_k}{\beta U_T}, \text{ получаем}$$

$$m = \frac{1}{N} = 1 + g_{б'э} r_b = 1 + \frac{r_b I_k}{0,026 \beta}, \quad (2)$$

где $\beta = dI_k / dI_b$ – коэффициент усиления транзистора по току. Считается, что коэффициент усиления β при линейном режиме работы транзистора в малой степени зависит от протекающих в транзисторе токов. Значение сопротивления r_b обычно лежит в пределах 30...70 Ом для транзисторов малой и средней мощности и 5...30 Ом для транзисторов повышенной и высокой мощности.

При линейном режиме ток базы существенно меньше тока эмиттера, поэтому $I_э \approx I_k$. Из этого и (1) вытекают соотношения, позволяющие определять приближенно значения основных g -параметров транзистора, практически не прибегая к использованию справочных данных:

$$g_{21} = \frac{dI_k}{dU_{бэ}} = \frac{I_k}{m U_T}, \quad g_{11} = \frac{dI_b}{dU_{бэ}} = \frac{g_{21}}{\beta}.$$

Кроме того, для биполярного транзистора с приемлемой для ручных оценок точностью можно считать, что

$$g_{12} = 0, \quad g_{22} \approx \frac{I_k}{|U_{Эрли}| + |U_{кэ}|} \approx \frac{I_k}{|U_{Эрли}|},$$

где $U_{\text{Эрли}}$ – потенциал Эрли. Сущность потенциала Эрли иллюстрирует рис. 6, на котором приведены графики выходных характеристик транзистора, аппроксимированные ломаными линиями. Для $n-p-n$ -транзисторов малой мощности $U_{\text{Эрли}} \approx 100 \dots 180$ В. Для $p-n-p$ - транзисторов оно составляет $50 \dots 100$ В.

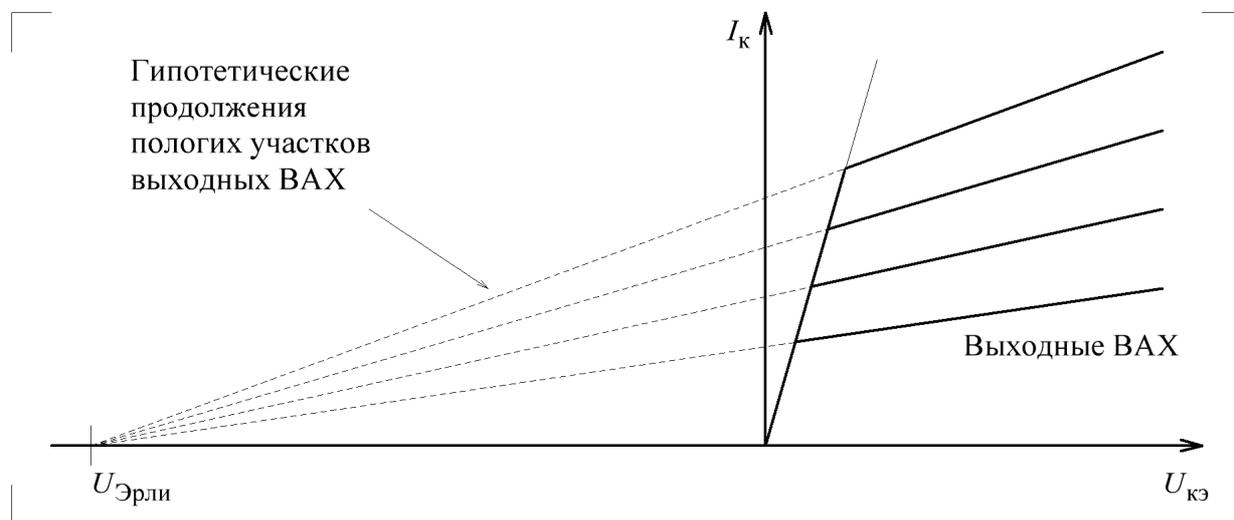


Рис. 6

Полученные выражения для g_{11} , g_{12} , g_{21} , g_{22} справедливы в случае, когда входным током является ток базы, а входным напряжением – напряжение база-эмиттер, выходным током является ток коллектора, а выходным напряжением – напряжение коллектор-эмиттер (рис. 7).

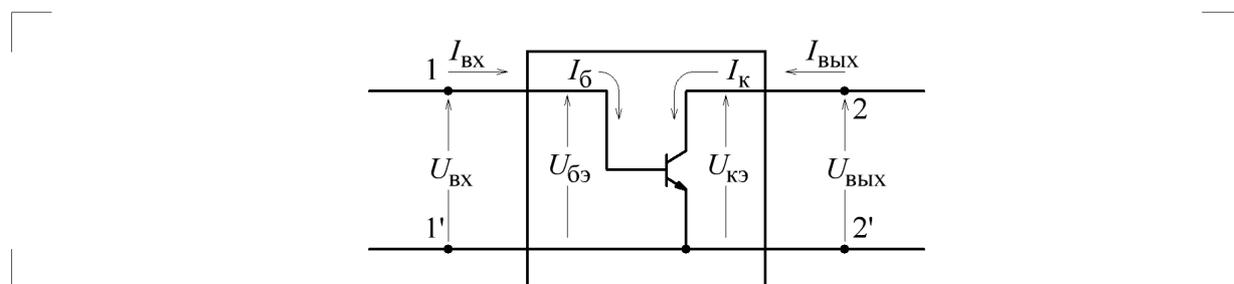


Рис. 7

Как видно, для данной схемы вывод эмиттера является общим для входной и выходной цепей. Можно предложить и другие включения транзистора, когда общим для входной и выходной цепей являются выводы базы или коллектора, рассматриваемые в следующем разделе.

Полученные параметры (рис. 7) относятся к собственно транзистору, без учета цепей обеспечения питания по постоянному току, которые всегда имеются (рис. 8) и шунтируют (создают пути протекания сигнальных токов) входную и выходную цепи транзистора.

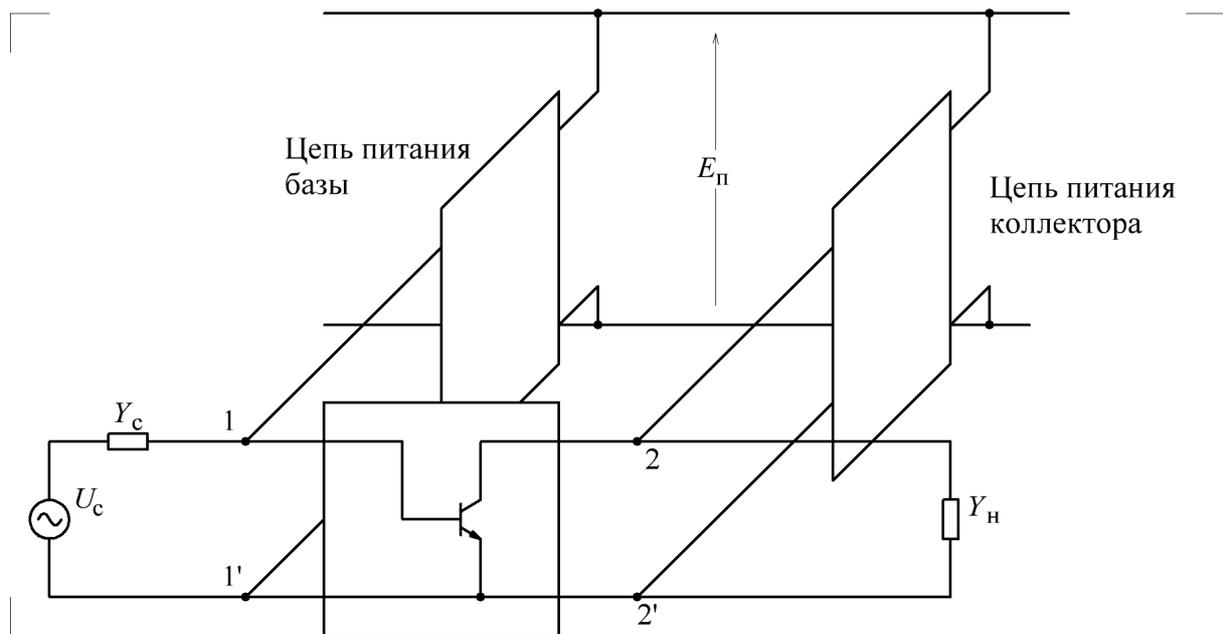


Рис. 8

Однако цепи питания стараются организовать таким образом, чтобы их влияние на прохождение сигнала было минимальным. В этом случае их влияние на тракт прохождения сигнала игнорируется. Но в общем случае импеданс, создаваемый цепью питания транзистора относительно земли необходимо учитывать.