

ДИСЦИПЛИНА	Схемотехника электронных устройств <small>полное название дисциплины без аббревиатуры</small>
ИНСТИТУТ	Радиотехнических и телекоммуникационных систем
КАФЕДРА	Радиоволновых процессов и технологий <small>полное название кафедры</small>
ГРУППА/Ы	РРБО-01,02-18, РИБО-01,02,03-18, РССО-01,02,03-18 <small>номер групп/ы, для которых предназначены материалы</small>
ВИД УЧЕБНОГО МАТЕРИАЛА	Лекция <small>лекция; материал к практическим занятиям; контрольно-измерительные материалы к практическим занятиям; руководство к КР/КП, практикам</small>
ПРЕПОДАВАТЕЛЬ	Тепляков Алексей Павлович <small>фамилия, имя, отчество</small>
СЕМЕСТР	5 семестр <small>указать номер семестра обучения</small>

5. Теория усилительного каскада при малых сигналах

5.1. Представление усилительного прибора активным четырехполюсником с формальными Y , Z и H параметрами

При включении усилительного прибора (транзистора) в усилительном каскаде по одной из трех схем: с ОЭ, с ОБ или с ОК один из его выводов по переменной составляющей будет всегда общим для входных и выходных зажимов, как показано на рисунке 5.1, а каждый из оставшихся будет относиться либо к входу, либо к выходу схемы.

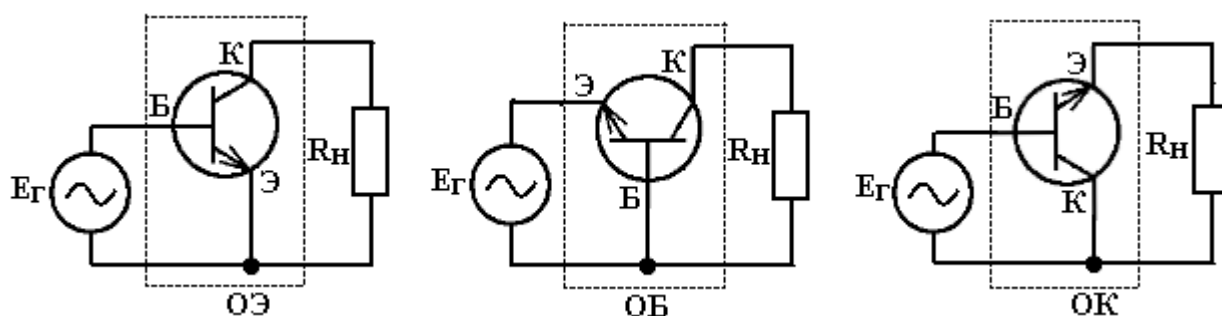


Рисунок 5.1 – Варианты включения усилительного прибора (биполярного транзистора) по переменному току по схеме с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой, с общим коллектором (ОК)

Аналогичным образом полевой транзистор может быть включен по схеме с общим истоком (ОИ), общим затвором (ОЗ) и общим стоком (ОС).

При этом транзистор можно рассматривать как активный четырехполюсник, содержащий внутри себя усилительный прибор (УП) и источник питания E_{Π} , обеспечивающий режим работы УП по постоянному току и передающий свою энергию в выходной сигнал. Данный четырехполюсник будет иметь два входных зажима и два выходных. На входных зажимах будут присутствовать ток i_1 и напряжение u_1 , на выходных зажимах – ток i_2 и напряжение u_2 , как показано на рисунке 5.2.

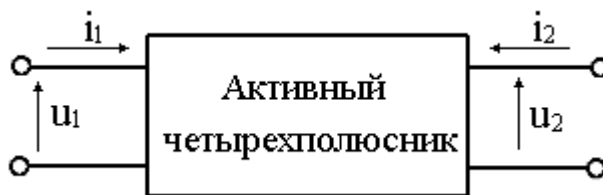


Рисунок 5.2 – Представление усилительного прибора (транзистора) в виде активного четырехполюсника

Параметры этого четырехполюсника определяются на основе его входных и выходных токов и напряжений. Для получения системы уравнений, связывающих указанные токи и напряжения, два из этих четырех электрических сигналов будем считать независимыми переменными, а два оставшихся тогда будут являться функциями этих переменных, однозначно определяющимися через параметры четырехполюсника.

5.1.1. Y- параметры активного четырехполюсника

Если в качестве независимых переменных (аргументов) выбрать напряжения u_1 и u_2 на входе и выходе четырехполюсника, то зависимыми переменными (функциями) окажутся входные и выходные токи i_1 и i_2 , которые могут быть выражены через функциональные соотношения:

$$\begin{aligned} i_1 &= f_1(u_1, u_2) \\ i_2 &= f_2(u_1, u_2) \end{aligned} \quad (5.1)$$

При выполнении усилителем своей основной задачи – усиления сигнала переменного тока – происходят изменения токов и напряжений на его входных и выходных зажимах в окрестности рабочей точки, которые математически можно выразить через полные дифференциалы:

$$\begin{aligned} di_1 &= \frac{\partial i_1}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} du_2 \\ di_2 &= \frac{\partial i_2}{\partial u_1} du_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2 \end{aligned} \quad (5.2)$$

При малых приращениях сигналов изменения токов и напряжений будут происходить на малых участках ВАХ, которые можно считать линейными. Тогда частные производные в уравнениях (5.2) будут представлять собой наклон графика ВАХ в окрестности рабочей точки и являться константами.

Для конечных приращений токов и напряжений в линейной области система уравнений (5.2) преобразуется к виду:

$$\begin{aligned} \Delta i_1 &\approx \frac{\partial i_1}{\partial u_1} \Delta u_1 + \frac{\partial i_1}{\partial u_2} \Delta u_2 \\ \Delta i_2 &\approx \frac{\partial i_2}{\partial u_1} \Delta u_1 + \frac{\partial i_2}{\partial u_2} \Delta u_2, \end{aligned} \quad (5.3)$$

где, например, частная производная $\frac{\partial i_1}{\partial u_1}$ будет являться коэффициентом, который показывает степень зависимости тока i_1 от напряжения u_1 , если это напряжение изменится на величину Δu_1 .

Далее, учитывая, что приращения сигналов Δi_i и Δu_i являются достаточно малыми, заменим их комплексными амплитудами соответственно токов \dot{I} и напряжений \dot{U} . Тогда и параметры четырехполюсника,

представляемые в системе уравнений (5.3) коэффициентами в виде частных производных, также будут являться комплексными величинами, имеющими в данном случае обозначение \dot{Y} и размерность проводимости [Ампер/Вольт].

Для комплексных амплитуд токов и напряжений на входе и выходе четырехполюсника систему уравнений (4.3) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2, \end{aligned} \quad (5.4)$$

где комплексные коэффициенты $\dot{Y}_{11}, \dot{Y}_{12}, \dot{Y}_{21}, \dot{Y}_{22}$ являются формальными малосигнальными Y -параметрами активного четырехполюсника, который замещает усилительный прибор-транзистор.

Из системы уравнений (5.4) их можно определить, используя метод короткого замыкания (КЗ) по входу и выходу с помощью конденсатора большой емкости, который, замыкая цепь по переменному току, не будет нарушать режим по постоянному току. При выполнении КЗ напряжение на замыкаемом входе или выходе становится равным нулю: $\dot{U}_i=0$, и соответствующее слагаемое из системы (5.4) исключается.

Подставляя $\dot{U}_2=0$ в первое уравнение системы (5.4), т.е. выполняя КЗ по выходу, получаем параметр четырехполюсника:

$$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \text{ — комплексная входная проводимость при КЗ на выходе.}$$

Её можно представить в виде суммы вещественной и мнимой частей:

$$\dot{Y}_{11}(\omega) = g_{11} + j\omega C_{11}, \quad (5.5)$$

где g_{11} — вещественная часть входной проводимости при КЗ на выходе, которая является низкочастотным параметром; C_{11} — входная емкость при КЗ на выходе; $\omega = 2\pi f$ — круговая частота [рад/с], на которой определяется Y -параметр, f — циклическая частота [Гц].

Также при КЗ на выходных зажимах четырехполюсника из второго уравнения системы (5.4) определяется параметр

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \text{ — комплексная прямая проводимость или крутизна } \dot{S}.$$

$$\dot{Y}_{21}(\omega) = |\dot{Y}_{21}(\omega)|e^{j\varphi_{21}(\omega)}, \quad (5.6)$$

где $|\dot{Y}_{21}(\omega)|$ — модуль прямой проводимости и $\varphi_{21}(\omega)$ — фаза прямой проводимости при КЗ на выходе четырехполюсника.

Выполняя операцию короткого замыкания на входных зажимах четырехполюсника, из первого уравнения системы (5.4) получаем параметр

$\dot{Y}_{12} = \frac{\dot{i}_1}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{U}_1=0}$ – комплексная проводимость обратной связи при КЗ на входе.

$$\dot{Y}_{12}(\omega) = |\dot{Y}_{12}(\omega)| e^{j\varphi_{12}(\omega)}, \quad (5.7)$$

где $|\dot{Y}_{12}(\omega)|$ – модуль обратной проводимости и $\varphi_{12}(\omega)$ – фаза обратной проводимости при КЗ на входе четырехполюсника.

Также при КЗ на входных зажимах четырехполюсника из второго уравнения системы (5.4) определяется параметр

$\dot{Y}_{22} = \frac{\dot{i}_2}{\dot{U}_2} \Big|_{\dot{U}_1=0}$ – комплексная выходная проводимость при КЗ на входе.

Её можно представить в виде суммы вещественной и мнимой частей:

$$\dot{Y}_{22}(\omega) = g_{22} + j\omega C_{22}, \quad (5.8)$$

где g_{22} – вещественная часть выходной проводимости при КЗ на входе, которая является низкочастотным параметром; C_{22} – выходная емкость при КЗ на входе четырехполюсника.

Y–параметры, как следует из их определения, имеют размерность проводимости и измеряются в сименсах [См].

Приведенной выше системе уравнений (5.4), определяющей взаимосвязь между комплексными амплитудами и токами через Y –параметры, соответствует формальная двухгенераторная схема замещения усилительного прибора.

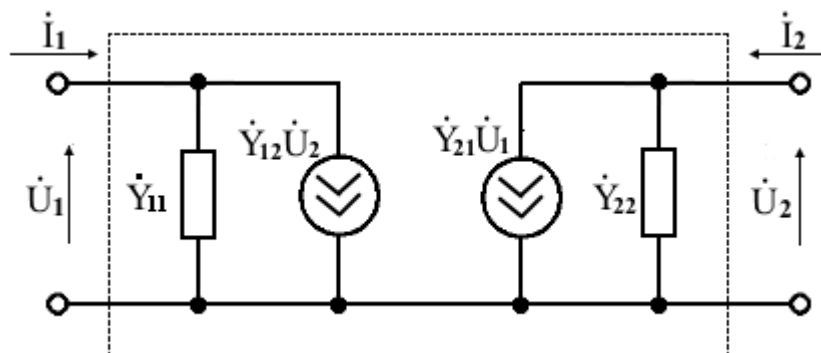


Рисунок 5.3 – Формальная двухгенераторная схема замещения усилительного прибора, описываемого Y-параметрами

Наряду с двухгенераторной эквивалентной схемой замещения усилительного прибора также применяют П –образную одногенераторную эквивалентную схему, называемую физической эквивалентной схемой, которая приведена на рисунке 5.4.

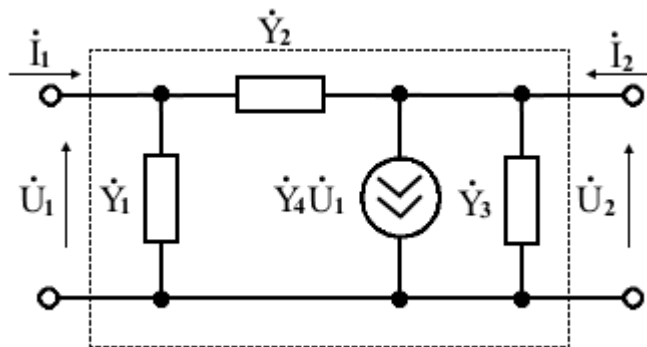


Рисунок 5.4 – Одногенераторная эквивалентная схема замещения усилительного прибора

Проводимости $\dot{Y}_1, \dot{Y}_2, \dot{Y}_3$ данной схемы имеют смысл реально существующих \dot{Y} – проводимостей, включенных между соответствующими зажимами четырехполюсника, а проводимость \dot{Y}_4 является его крутизной \dot{S} , определяемой с учетом внутренней обратной связи через проводимость \dot{Y}_2 .

Поскольку одногенераторная и двухгенераторная схемы должны быть тождественны по отношению к одинаковым входным и выходным токам и напряжениям, то система уравнений, определяющих Y -параметры в одногенераторной схеме на рисунке 5.4, будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= (\dot{Y}_1 + \dot{Y}_2)\dot{U}_1 - \dot{Y}_2\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= (\dot{Y}_4 - \dot{Y}_2)\dot{U}_1 + (\dot{Y}_2 + \dot{Y}_3)\dot{U}_2. \end{aligned} \quad (5.9)$$

Из сравнения систем уравнений (5.4) и (5.9) видно, что формальные \dot{Y}_{ij} - параметры будут связаны с физическими параметрами \dot{Y}_i в схеме на рисунке 5.4 следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{11} &= \dot{Y}_1 + \dot{Y}_2 & \dot{Y}_{12} &= -\dot{Y}_2 \\ \dot{Y}_{21} &= \dot{Y}_4 - \dot{Y}_2 & \dot{Y}_{22} &= \dot{Y}_2 + \dot{Y}_3 \end{aligned} \quad (5.10)$$

В свою очередь, физические параметры \dot{Y}_i , как следует из системы уравнений (5.10), будут связаны формальными параметрами \dot{Y}_{ij} следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_1 &= \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_3 &= \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{12} \\ \dot{Y}_2 &= -\dot{Y}_{12} & \dot{Y}_4 &= \dot{Y}_{21} - \dot{Y}_{12} \end{aligned} \quad (5.11)$$

Помимо Y -параметров усилительный прибор, формально представляемый активным четырехполюсником, может быть описан ещё Z и H -параметрами.

5.1.2. Z - параметры активного четырехполюсника

Z -параметры описывают активный четырехполюсник (усилительный прибор), в котором за независимые переменные принимаются токи \dot{I}_1 и \dot{I}_2 , а напряжения \dot{U}_1 и \dot{U}_2 представляют собой функциональные зависимости:

$$\dot{U}_1 = f_1(\dot{I}_1, \dot{I}_2) \text{ и } \dot{U}_2 = f_2(\dot{I}_1, \dot{I}_2), \quad (5.12)$$

согласно которым напряжения \dot{U}_1, \dot{U}_2 связаны с токами через Z-параметры следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{Z}_{11}\dot{I}_1 + \dot{Z}_{12}\dot{I}_2 \\ \dot{U}_2 &= \dot{Z}_{21}\dot{I}_1 + \dot{Z}_{22}\dot{I}_2 \end{aligned} \quad (5.13)$$

Из записи этой системы уравнений следует, что Z-параметры имеют размерность сопротивлений. Они могут быть определены из уравнений, если входные и выходные токи \dot{I}_i в них будут поочередно принимать нулевые значения, т.е. при режиме холостого хода (XX) по входу и выходу, когда подключаемые к входным или выходным зажимам четырехполюсника цепи по переменному току будут от них отсоединены. Например, при $\dot{I}_2 = 0$ отключается нагрузка и определяются следующие параметры:

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{11} &= \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} - \text{входное сопротивление четырехполюсника,} \\ \dot{Z}_{21} &= \left. \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{I}_2=0} - \text{сопротивление прямой передачи четырехполюсника.} \end{aligned}$$

Аналогично в режиме XX по входу определяются параметры \dot{Z}_{12} и \dot{Z}_{22} , которые являются соответственно сопротивлением обратной передачи и выходным сопротивлением четырехполюсника.

Для реализации режима холостого хода (XX) по переменному току последовательно с входным или выходным выводом (в разрыв цепи) включают катушку с индуктивностью L такой большой величины, что на частоте определения параметра Z_{ij} модуль её сопротивления $X_L = \omega L \rightarrow \infty$. Однако, на практике для реализации режима XX достаточно, чтобы катушка оказывала сопротивление переменному току на частоте сигнала примерно в 10 раз больше, чем входное или выходное сопротивление транзистора.

5.1.3. Н - параметры активного четырехполюсника

Для анализа транзисторных схем, когда входное сопротивление усилительного прибора (биполярного транзистора) является низкоомным из-за прямосмещённого эмиттерного перехода, а выходное сопротивление УП, наоборот, является высокоомным из-за обратносмещённого коллекторного перехода, были разработаны Н-параметры (от слова “hybrid” – гибридные параметры). При этом в качестве независимых переменных принимаются входной ток \dot{I}_1 и выходное напряжение \dot{U}_2 , а напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_2 являются функционально зависимыми величинами:

$$\dot{U}_1 = f_1(\dot{I}_1, \dot{U}_2) \text{ и } \dot{I}_2 = f_2(\dot{I}_1, \dot{U}_2), \quad (5.14)$$

согласно которым напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_2 связаны с током \dot{I}_1 и напряжением \dot{U}_2 через H -параметры следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{H}_{11}\dot{I}_1 + \dot{H}_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{H}_{21}\dot{I}_1 + \dot{H}_{22}\dot{U}_2.\end{aligned}\quad (5.15)$$

Уравнения этой системы применимы к любой схеме включения транзистора: с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) или с общим коллектором (ОК). Для определения H -параметров четырехполюсника (УП) в данном случае следует применить метод ХХ по входу и метод КЗ по выходу.

$$\dot{H}_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \text{ – входное сопротивление при КЗ на выходе, [Ом];}$$

$$\dot{H}_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \text{ – коэффициент обратной передачи выходного}$$

напряжения при ХХ на входе, который является безразмерной величиной;

$$\dot{H}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} \text{ – коэффициент передачи входного тока при КЗ на}$$

выходе, который является безразмерной величиной;

$$\dot{H}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} \text{ – выходная проводимость при ХХ на входе, [См].}$$

Системе уравнений (5.15), в которой комплексные входные и выходные токи и напряжения активного четырехполюсника связаны друг с другом через H –параметры, соответствует формальная схема замещения усилительного прибора, представленная на рисунке 5.5.

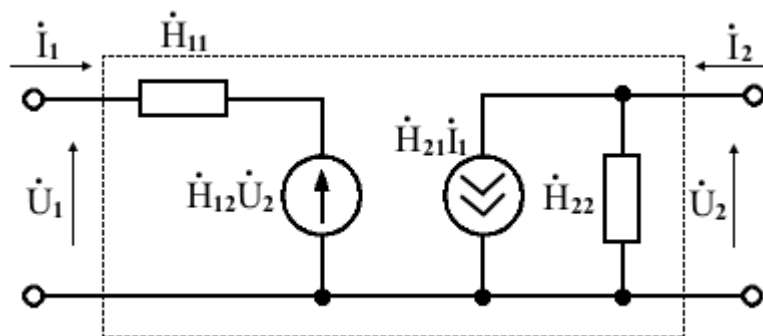


Рисунок 5.5 – Формальная эквивалентная схема замещения усилительного прибора, описываемого с помощью H –параметров

Из анализа систем уравнений (5.4) и (5.15), связывающих токи и напряжения на входе и выходе активного четырехполюсника либо через H , либо через Y -параметры можно заключить, что между этими параметрами существует однозначная связь:

$$\dot{Y}_{11} = \frac{1}{\dot{H}_{11}}; \quad \dot{Y}_{12} = \frac{-\dot{H}_{12}}{\dot{H}_{11}}; \quad \dot{Y}_{21} = \frac{\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}; \quad \dot{Y}_{22} = \frac{\dot{H}_{11}\dot{H}_{22} - \dot{H}_{12}\dot{H}_{21}}{\dot{H}_{11}}. \quad (5.16)$$

Поэтому любая расчетная формула из системы H -параметров может переписана в систему Y -параметров и наоборот.

H -параметры одного и того же усилительного прибора (транзистора) при различных схемах включения по переменному току будут отличаться друг от друга по величине. Для привязки к конкретной схеме включения, например, с ОЭ или ОБ, в индекс H -параметра добавляют соответственно букву «э» или «б». Отметим, что коэффициент передачи тока в схеме включения транзистора с общим эмиттером (ОЭ) на низких и средних частотах также имеет второе обозначение $h_{21э} = I_K/I_B = \beta$. В схеме с общей базой (ОБ) коэффициент передачи тока определяется как $h_{21б} = I_K/I_э = \alpha$. Поскольку по определению коэффициент $h_{21э} = h_{21б}/(1 - h_{21б}) \gg 1$, в схеме включения транзистора с ОЭ происходит усиление входного тока.

В схеме включения транзистора с ОБ $h_{21б} = h_{21э}/(1 + h_{21э}) < 1$, что означает уменьшение выходного тока по сравнению с током, поступающим на вход усилительного прибора. Отметим, что параметры $h_{21э}$ и $h_{21б}$ приводятся в справочных данных транзистора. Остальные H -параметры при схемах включения с ОЭ и с ОБ связаны друг с другом следующим образом:

$$h_{11э} = \frac{h_{11б}}{1 - h_{21б}}, \quad h_{12э} = \frac{h_{11б} \cdot h_{22б}}{1 - h_{21б}} - h_{21б}, \quad h_{22э} = \frac{h_{22б}}{1 - h_{21б}}. \quad (5.17)$$

5.2. Физические эквивалентные схемы замещения усилительного прибора при малых сигналах

Формальные эквивалентные схемы замещения усилительного прибора при малых сигналах, представляемые активным четырехполюсником, описываемым Y , Z и H -параметрами, удобны лишь при численных расчетах в схемах. Однако они малопригодны при моделировании работы схем, когда требуется описывать поведение транзисторов в широком диапазоне частот при сильной частотной зависимости их параметров, которые могут также значительно отличаться для разных типов транзисторов.

Поэтому для отражения реальных свойств транзисторов были разработаны замещающие их физические эквивалентные схемы, содержащие большее количество элементов, чем формальные схемы. При этом параметры этих элементов, например, значения индуктивности, ёмкости, сопротивления являются фиксированными, не зависящими от частоты. Число параметров, описывающих физическую модель транзистора, например, в программе схемотехнического моделирования Micro-Cap, применяющейся для анализа работы схем, доходит до 50.

Для биполярных транзисторов, работающих в режиме малых сигналов, наибольшее распространение получили два типа физических эквивалентных схем. Первая из них является Т-образной, получаемой из полной модели Эберса-Молла путем исключения из неё нелинейных элементов (диодов).

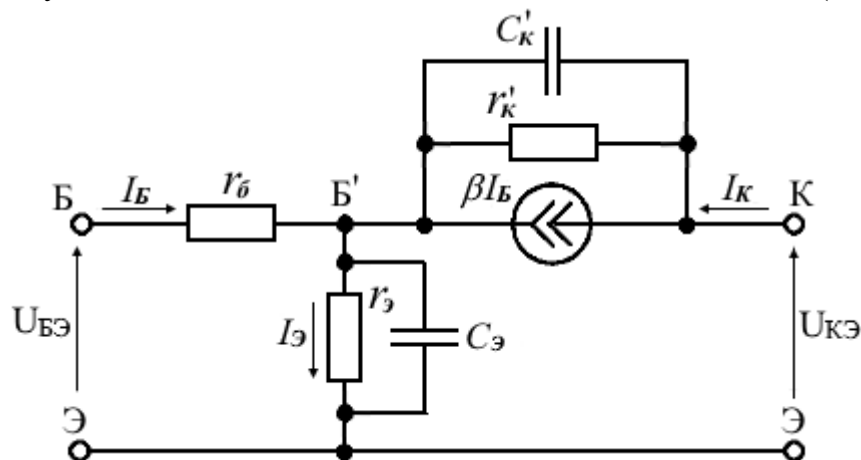


Рисунок 5.6 – Физическая Т-образная линейная схема замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ

На изображенной на рисунке 5.6 физической эквивалентной схеме усилительные свойства транзистора представлены генератором тока βI_B , в котором процесс усиления отображается путем умножения тока базы I_B на коэффициент передачи тока β . Резистор r_b характеризует объемное сопротивление базы, которое слабо зависит от режима и определяется типом транзистора (30-100 Ом). Резистор r_e представляет дифференциальное сопротивление открытого перехода база-эмиттер, определяемое по графику зависимости постоянного тока эмиттера I_E от приложенного к переходу напряжения $U_{ЭБ}$: $I_E = f(U_{ЭБ})$ в схеме с общей базой.

$$r_e = r_{\text{диф}} = \left. \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_E} \right|_{U_{КЭ} = \text{const}}$$

При этом величина сопротивления r_e переменному току (динамическое сопротивление эмиттера) зависит от наклона касательной к графику входной ВАХ в рабочей точке. Для вычисления r_e используется приближенное выражение:

$$r_e [\text{Ом}] = \frac{\varphi_T}{I_E} = \frac{26 [\text{мВ}]}{I_E [\text{мА}]}, \quad (5.18)$$

где φ_T – температурный потенциал, определяемый при комнатной температуре $T = 293 \text{ К}$ по формуле $\varphi_T = kT/e$, где k – постоянная Больцмана, T – абсолютная температура, e – заряд электрона.

Резистор r'_k представляет собой дифференциальное сопротивление закрытого перехода коллектор – база ($r'_k > 1 \text{ МОм}$), определяемое по выходным

характеристикам транзистора. Конденсатор $C_э$ представляет диффузионную емкость открытого эмиттерного перехода (десятки – сотни пФ). Конденсатор $C'_к$ отображает барьерную емкость закрытого коллекторного перехода (единицы - десятки пФ).

В справочниках дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_к$ и его емкость $C_к$ приводятся для схемы с общей базой. Для пересчета указанных параметров для схемы с общим эмиттером используются соотношения:

$$r'_к = \frac{r_к}{1 + \beta} = \frac{r_к}{1 + h_{21э}}; \quad C'_к = C_к(1 + \beta) = C_к(1 + h_{21э}). \quad (5.19)$$

5.2.1. Параметры Т-образной физической эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора на низких частотах

Приведенную на рисунке 5.6 эквивалентную схему для решения практических задач на низких и средних частотах можно упростить. Емкости $C_э$ и $C'_к$ имеют влияние только на высоких частотах, поэтому их можно не учитывать при работе на частотах ниже верхней граничной частоты. Объемное сопротивление базы $r_б$ в ряде случаев тоже можно отбросить как из-за его малости, так и из-за очень малой величины протекающий через него базового тока. Сопротивление $r'_к$ обратносмещенного коллекторного перехода, включенное параллельно генератору коллекторного тока $I_к = \beta I_б$, составляет мегаомы. Поэтому это сопротивление не будет оказывать влияния на ток генератора, и его можно уверенно исключить из схемы на рисунке 5.6. С учетом сделанных допущений физическая модель транзистора для переменного тока на НЧ преобразуется к виду, показанному на рисунке 5.7.

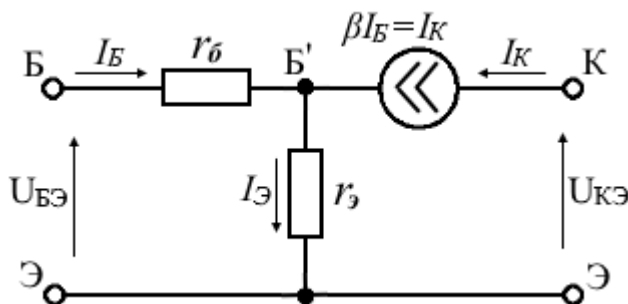


Рисунок 5.7 – Низкочастотная физическая Т-образная линейная схема замещения биполярного транзистора, включенного по схеме с ОЭ

Используя низкочастотную эквивалентную схему, представленную на рисунке 5.7, определим входное сопротивление транзистора n-p-n структуры, включенного по схеме с ОЭ. Учитывая, что ток эмиттера $I_э$ является суммой базового и коллекторного токов, запишем его как

$$I_э = I_Б + I_К = I_Б + \beta I_Б = I_Б(1 + \beta). \quad (5.19)$$

Тогда напряжение на входе транзистора между выводами базы и эмиттера

$$U_{БЭ} = I_Б r_6 + I_э r_э = I_Б r_6 + I_Б(1 + \beta) r_э. \quad (5.20)$$

Имея входное напряжение $U_{БЭ}$ и входной ток $I_Б$, находим входное сопротивление транзистора:

$$r_{вх} = U_{БЭ}/I_Б = h_{11э} = r_6 + r_э(1 + \beta) = r_6 + r_{6'э} \approx r_{6'э}, \quad (5.21)$$

где $r_{6'э} = r_э(1 + \beta) \gg r_6$ – сопротивление между точкой Б' и эмиттером Э.

С помощью этой же эквивалентной схемы найдем крутизну транзистора:

$$S = y_{21э} = \frac{I_2}{U_1} = \frac{I_К}{U_{БЭ}} = \frac{\beta I_Б}{r_{вх} I_Б} = \frac{\beta}{r_6 + r_{6'э}} = \frac{\beta}{h_{11э}}. \quad (5.22)$$

Поскольку $r_{6'э} \gg r_6$ и $\beta = h_{21э} \gg 1$, то

$$S \approx \frac{\beta}{r_{6'э}} = \frac{\beta}{r_э(1 + \beta)} \approx \frac{1}{r_э} = \frac{I_э}{26}. \quad (5.23)$$

С помощью вычисленных низкочастотных параметров физической эквивалентной схемы можно получить формальную эквивалентную схему замещения транзистора в Н-параметрах, перейдя к ней от физической эквивалентной схемы на рисунке 5.8,а.

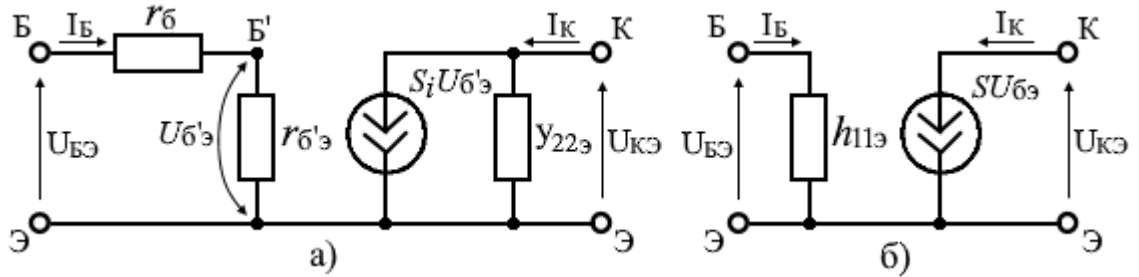


Рисунок 5.8 – Эквивалентные низкочастотные схемы замещения биполярного транзистора: а) физическая схема замещения, б) формальная схема замещения в h -параметрах

В эквивалентной схеме на рисунке 5.8,а ток генератора определяется внутренней крутизной S_i и напряжением в внутренней точке Б' относительно эмиттера:

$$U_{6'э} = U_{БЭ} \frac{r_{6'э}}{r_6 + r_{6'э}}. \quad (5.24)$$

Тогда ток генератора можно записать в виде:

$$S_i U_{б'э} = S_i U_{бэ} \frac{r_{б'э}}{r_{б} + r_{б'э}} = S U_{бэ}, \quad (5.25)$$

где $S = S_i \frac{r_{б'э}}{r_{б} + r_{б'э}} \approx S_i$, поскольку $r_{б'э} \gg r_{б}$.

Считая, что в схеме на рисунке 5.8,а последовательно соединенные резисторы $r_{б}$ и $r_{б'э}$ образуют параметр $h_{11э} = r_{вх} = r_{б} + r_{б'э}$, и пренебрегая выходной проводимостью $y_{22э}$ из-за её малости, получаем в окончательном виде формальную низкочастотную схему замещения биполярного транзистора в h -параметрах (рисунок 5.8,б).

5.2.2. Свойства П-образной физической эквивалентной схемы замещения биполярного транзистора на высоких частотах

Наиболее универсальной физической эквивалентной схемой замещения биполярного транзистора, которая может описывать его свойства на высоких частотах, является П-образная схема, предложенная американским инженером-электриком и изобретателем Лоуренсом Джозефом Джаколетто (1916-2004 гг.). Она с достаточной для практических расчетов точностью моделирует реальные свойства транзисторов, производимых по различным технологиям, в диапазоне частот до $f \leq 0,6f_{\alpha}$, где f_{α} – граничная частота транзистора по коэффициенту передачи тока в схеме с ОБ, на которой $\alpha = H_{21Б}$ падает до 0,707 от своего значения на низких частотах: 0,995...0,998.

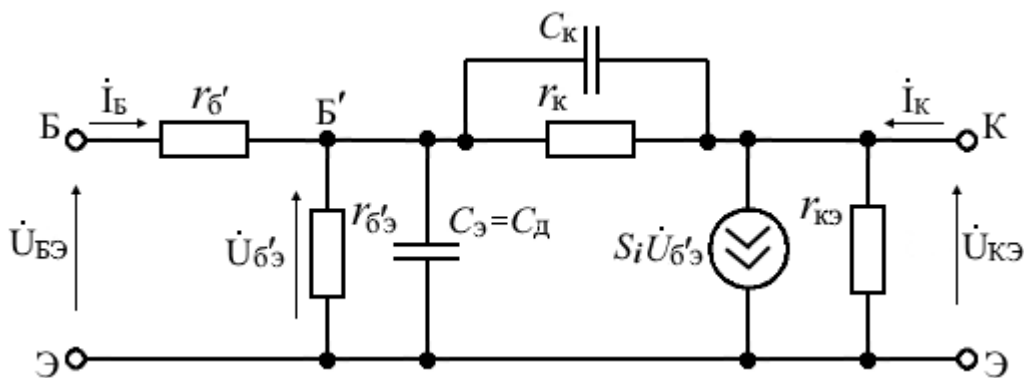


Рисунок 5.9 – Физическая П-образная схема замещения биполярного транзистора (схема Джаколетто), включенного по схеме с ОЭ

Представленная на рисунке 5.8 эквивалентная схема, включает емкости $C_{э}$ и $C_{к}$, которые определяют характеристики транзистора на высоких частотах. $C_{э}$ – емкость между точкой Б' внутри базы и эмиттером является суммой диффузионной $C_{д}$ и барьерной $C_{б}$ емкостей эмиттерного перехода

транзистора, причем $C_d \gg C_b$. Поэтому принимают, что $C_э = C_d$. Типовое значение C_d составляет десятки - сотни пикофарад. Емкость C_k между базой и коллектором определяется барьерной (зарядной) емкостью коллекторного перехода. Так как эмиттерный переход включен в прямом направлении, а коллекторный переход в обратном, то $C_d \gg C_k$. Типовое значение $C_k = 3..5$ пФ.

Резистор $r_{б'}$ представляет объемное (распределенное) сопротивление базы. Типовое значение $r_{б'} = 20-50$ Ом для высокочастотных транзисторов, а для низкочастотных транзисторов $r_{б'} = r_b \approx 100$ Ом. Величина емкости C_k и произведение $r_{б'}C_k$, называемое постоянной времени цепи обратной связи, приводятся в справочниках. $r_{б'э}$ – сопротивление между точкой Б' внутри базы и эмиттером, определяющее входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ. Выше было показано, что $r_{б'э} = r_э(1 + \beta)$, где $r_э[\text{Ом}] = 26/I_э[\text{мА}]$. Резистор $r_{кэ}$ – дифференциальное сопротивление между коллектором и эмиттером, его величина $10^4 \div 10^5$ Ом. Резистор $r_k > 1$ МОм представляет собой сопротивление запертого коллекторного перехода.

Усилительные свойства транзистора представлены показанным на схеме (рисунок 5.9) зависимым генератором тока $\dot{I}_k = S_i \dot{U}_{б'э}$, величина которого управляется напряжением $\dot{U}_{б'э}$, формирующимся на внутреннем комплексном сопротивлении перехода база-эмиттер между точками Б' и Э. При этом точка Б' находится внутри области базы транзистора, что делает не возможным подключение к ней измерительных средств извне. Крутизна S_i является «внутренней» крутизной транзистора, $S_i = 50..250$ мА/В. Ввиду малого сопротивления базовой области $r_{б'}$ по сравнению с сопротивлением перехода $r_{б'э} = r_э(1 + \beta)$ для схемы включения с ОЭ, «внутреннюю» крутизну S_i , как было показано выше на примере низких частот, можно считать равной крутизне транзистора S , определяемой параметром $y_{21э}$.

Принимая во внимание влияние на высоких частотах диффузионной емкости C_d , внутреннее комплексное сопротивление перехода между точками Б' и Э можно записать в виде:

$$Z_{б'э}(j\omega) = \frac{(1/j\omega C_d) \cdot r_{б'э}}{1/j\omega C_d + r_{б'э}} = \frac{r_{б'э}}{1 + j\omega C_d r_{б'э}}. \quad (5.26)$$

При $S_i \approx S$ ток коллектора запишем в комплексной форме:

$$\dot{I}_k = S \dot{U}_{б'э} = S \dot{I}_B Z_{б'э}(j\omega) \quad (5.27)$$

Из-за наличия диффузионной емкости C_d коэффициент усиления базового тока транзистора $H_{21э}$ будет являться комплексной величиной:

$$\dot{H}_{21э} = h_{21э}(j\omega) = \frac{\dot{I}_k}{\dot{I}_B} = S Z_{б'э}(j\omega) = \frac{S r_{б'э}}{1 + j\omega C_d r_{б'э}}. \quad (5.28)$$

Обозначая в этом выражении в соответствии с формулой (5.25) $h_{21э} = S r_{6'э}$ – значение коэффициента передачи тока на НЧ, запишем зависимость комплексного коэффициента передачи от частоты f в виде:

$$\dot{H}_{21э} = \frac{h_{21э}}{1 + j2\pi f C_d r_{6'э}} = \frac{h_{21э}}{1 + j \frac{f}{f_{h_{21э}}}}, \quad (5.29)$$

где $f_{h_{21э}} = 1/2\pi C_d r_{6'э}$ – граничная частота коэффициента усиления тока $h_{21э}$ в схеме с общим эмиттером, на которой его величина уменьшается в $\sqrt{2}$ раз или на 3 дБ. Для разного типа транзисторов на НЧ значение $h_{21э} = 50 \dots 250$.

Модуль зависимости комплексного коэффициента усиления тока от частоты:

$$|\dot{H}_{21э}| = h_{21э}(f) = \frac{h_{21э}}{\sqrt{1 + (f/f_{h_{21э}})^2}}. \quad (5.30)$$

График зависимости модуля коэффициента передачи тока $\dot{H}_{21э}$ от частоты f приведен на рисунке 5.10 в логарифмическом масштабе по оси частот. Поскольку крутизна транзистора S связана с коэффициентом передачи по току $h_{21э}$ соотношением (5.22), то можно легко показать, что зависимость модуля крутизны $|\dot{S}| = |S(jf)|$ от частоты будет определяться выражением $S(f) = h_{21э}(f)/r_{э}$, т.е. её график будет повторять график частотной зависимости коэффициента передачи $h_{21э}$ на рисунке 5.10. При этом граничная частота $f_{h_{21э}}$ по коэффициенту передачи тока будет совпадать с граничной частотой f_S транзистора по крутизне $|\dot{S}| = y_{21э}(f)$. Граничная частота f_S определяет постоянную времени транзистора $\tau = 1/2\pi f_S$ на ВЧ.

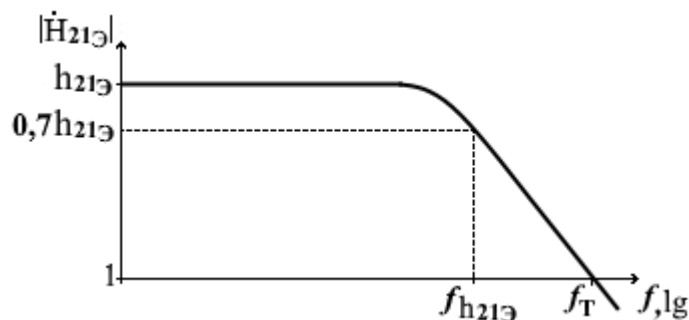


Рисунок 5.10 – Зависимость модуля коэффициента усиления тока базы $|\dot{H}_{21э}|$ биполярного транзистора от частоты сигнала в схеме с ОЭ

На частотах, превышающих граничную частоту $f_{h_{21э}}$, спад модуля коэффициента усиления тока $h_{21э}$ или β приобретает линейный характер,

который может быть описан зависимостью, получаемой из выражения (5.30), если пренебречь в знаменателе единицей в подкоренном выражении:

$$h_{213}(f) \approx h_{213} \cdot f_{h_{213}} / f, \quad (5.31)$$

из которой следует, что коэффициент усиления $h_{213}(f)$ на ВЧ уменьшается обратно пропорционально частоте. Данное снижение усилительных свойств биполярного транзистора на высоких частотах объясняется наличием диффузионной емкости C_d .

Частота f_T , на которой $h_{213}(f_T) = 1$, называется предельной частотой коэффициента усиления тока в схеме с общим эмиттером. При этом граничная и предельная частоты коэффициента усиления тока связаны через значение h_{213} или β на низких частотах соотношением $f_T = h_{213} \cdot f_{h_{213}}$. Если в справочнике приведено значение параметра $h_{213}(f_1)$ для некоторой частоты f_1 , то значение предельной частоты $f_T = f_1 h_{213}(f_1)$.

В схеме с общей базой граничная частота передачи тока эмиттера I_3 , который является там входным током, $f_\alpha = f_{h_{21B}} = (1 + h_{213})f_{h_{213}}$, т.е.

$f_{h_{21B}} \approx f_T \gg f_{h_{213}}$, что свидетельствует о том, что схема с ОБ является более высокочастотной, чем схема с ОЭ.

Определим величину диффузионной емкости C_d эмиттерного перехода, показанной на эквивалентной схеме (рисунок 5.9). Учитывая, что с одной стороны граничная частота передачи тока $f_{h_{213}} = f_T / h_{213}$, а с другой стороны её можно выразить формулой $f_{h_{213}} = 1 / 2\pi C_d r_{6'3} = 1 / 2\pi C_d r_3 (1 + h_{213})$, то приравняв правые части первого и второго выражений, получаем уравнение относительно C_d .

$$f_T / h_{213} = 1 / 2\pi C_d r_3 (1 + h_{213}). \quad (5.32)$$

Поскольку $h_{213} \gg 1$, то из уравнения (5.32), пренебрегая единицей, получаем выражение для определения диффузионной емкости C_d :

$$C_d = 1 / 2\pi f_T r_3. \quad (5.33)$$

5.3. Параметры и физические эквивалентных схемы замещения полевого транзистора на НЧ и ВЧ

Для определения низкочастотных свойств полевого транзистора можно воспользоваться семейством его проходных и выходных характеристик, например, приведенных на рисунке 3.12 для транзистора с управляющим р-п переходом. Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе с общим истоком (ОИ) для переменных составляющих токов и напряжений приведена на рисунке 5.11,а.

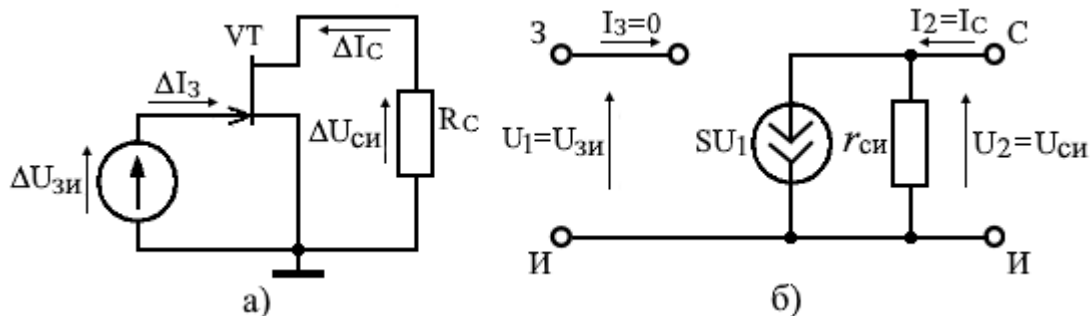


Рисунок 5.11 – Эквивалентные схемы полевого транзистора: а) для переменной составляющей, б) физическая эквивалентная схема на НЧ

Заменяя в режиме усиления малых сигналов переменные токи и напряжения их малыми приращениями ΔI_i и ΔU_{jk} , запишем систему уравнений для полевого транзистора в Y -параметрах в следующем виде:

$$\begin{aligned}\Delta I_3 &= Y_{11}\Delta U_{зи} + Y_{12}\Delta U_{си} \\ \Delta I_c &= Y_{21}\Delta U_{зи} + Y_{22}\Delta U_{си}\end{aligned}\quad (5.34)$$

Поскольку ток затвора является настолько малой величиной, что можно считать $I_3 = 0$, а следовательно, и его приращение $\Delta I_3 = 0$. Тогда из первого уравнения системы для выполнения этого условия следует, что $Y_{11} = Y_{12} = 0$. Предполагая напряжение на стоке $U_{си}$ неизменным при построении графика проходной ВАХ, можно считать, что его приращение $\Delta U_{си} = 0$. Тогда из второго уравнения системы получаем выражение для крутизны проходной характеристики: $Y_{21и} = \Delta I_3 / \Delta U_{зи} = S$.

Далее, полагая напряжение на затворе $U_{зи}$ постоянным, будем иметь его приращение $\Delta U_{зи} = 0$. Тогда из второго уравнения системы получаем формулу для определения дифференциального параметра $Y_{22и} = \Delta I_c / \Delta U_{си} = 1/r_{си}$. Данный параметр характеризует наклон выходных характеристик в области насыщения, который ввиду своей малости определяет очень малую выходную проводимость транзистора или большое сопротивление канала $r_{си}$ между стоком и истоком.

Основной системе уравнений (5.4), описывающей активный четырехполюсник с формальными Y -параметрами, при вычисленных выше конкретных Y -параметрах усилительного прибора будет соответствовать на НЧ физическая схема эквивалентная схема замещения полевого транзистора, приведенная на рисунке 5.11,б. Из второго уравнения этой системы и рисунка 5.11,б следует, что выходной переменный ток транзистора $I_2 = I_c$ будет определяться выражением:

$$I_2 = SU_1 + (1/r_{си}) U_2 \quad (5.35)$$

В области высоких частот на характеристики транзистора будут влиять межэлектродные емкости, условно показанные на рисунке 5.12,а.

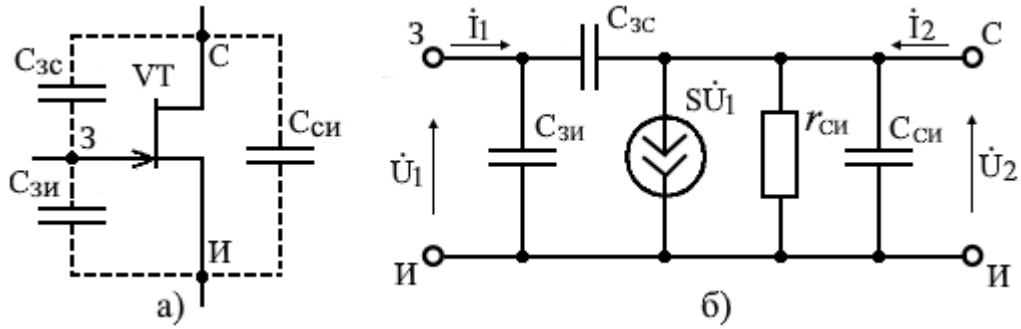


Рисунок 5.12 - а) межэлектродные емкости полевого транзистора, б) физическая эквивалентная схема замещения полевого транзистора на ВЧ

Емкость $C_{зи}$ образуется между входными зажимами и является барьерной емкостью между затвором и истоком. Емкость $C_{зс}$ называется проходной емкостью между затвором и стоком, она также является барьерной. Емкость $C_{си}$ – это емкость между выходными зажимами.

Примерные значения этих емкостей для маломощных транзисторов составляют: $C_{зи} = 2 \div 15$ пФ, $C_{зс} = 0,3 \div 10$ пФ, емкость $C_{си}$ не превышает 1 пФ для транзисторов с управляющим р-п переходом, $C_{си} = 3 \div 15$ пФ для МДП транзисторов. В мощных МДП транзисторах значения межэлектродных емкостей могут достигать до сотни пикофарад. С учетом межэлектродных емкостей физическая эквивалентная схема полевого транзистора на высоких частотах при включении с общим истоком принимает вид, показанный на рисунке 5.12,б. Y- параметры этой схемы находятся методом короткого замыкания по входу и выходу.

$$\dot{Y}_{11} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} = \frac{\dot{U}_1(j\omega C_{зи} + j\omega C_{зс})}{\dot{U}_1} = j\omega(C_{зи} + C_{зс}),$$

$$\dot{Y}_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} = \frac{\dot{U}_1(S - j\omega C_{зс})}{\dot{U}_1} = S - j\omega C_{зс},$$

$$\dot{Y}_{12} = \left. \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} = \frac{-\dot{U}_2(j\omega C_{зс})}{\dot{U}_2} = -j\omega C_{зс},$$

$$\dot{Y}_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{U}_1=0} = \frac{\dot{U}_2(g_i + j\omega(C_{си} + C_{зс}))}{\dot{U}_2} = g_i + j\omega(C_{си} + C_{зс}),$$

где g_i – проводимость канала между стоком и истоком, $g_i = 1/r_{си}$.

Сумма емкостей $C_{зи} + C_{зс}$ называется статической входной емкостью или входной емкостью при ненагруженном транзисторе. На низкой частоте, когда $\omega = 0$, учитываются только два параметра $y_{21} = S$ и $y_{22} = 1/r_{си}$.

Крутизна полевого транзистора $S = |\dot{Y}_{21}|$ практически не зависит от частоты, но имеет малую величину $S_{ПТ} \leq 20 \text{ мА/В}$ по сравнению с крутизной биполярного транзистора $S_{БТ} = 50 \dots 250 \text{ мА/В}$.

5.4. Определение основных показателей усилительного каскада с помощью формальных Y-параметров усилительного прибора, проводимостей источника сигнала и нагрузки

В общем виде усилительный каскад по переменной составляющей состоит из усилительного прибора, представляемого активным четырехполюсником, к входным зажимам которого подключен источник сигнала с ЭДС $\dot{E}_Г$, обладающий внутренним сопротивлением $Z_Г = 1/\dot{Y}_Г$, а к выходным зажимам подключена нагрузка $Z_Н = 1/\dot{Y}_Н$ (рисунок 5.13).

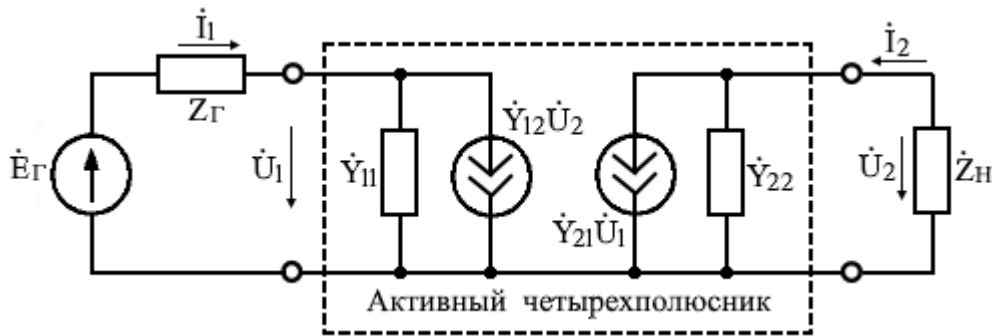


Рисунок 5.13 – Формальная эквивалентная схема усилительного каскада с подключенным источником сигнала и комплексной нагрузкой

Основными показателями усилительного каскада являются коэффициенты передачи по току и напряжению, а также значения входных и выходных сопротивлений (проводимостей) каскада: $\dot{K}_U = \dot{U}_2/\dot{U}_1$, $\dot{K}_E = \dot{U}_2/\dot{E}_Г$, $\dot{K}_I = \dot{I}_2/\dot{I}_1$, $\dot{Y}_{вх}$, $\dot{Y}_{вых}$. Пусть активный четырехполюсник описывается системой двух уравнений в Y-параметрах:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 &= \dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2, \end{aligned} \quad (5.36)$$

где Y-параметры определяются методом короткого замыкания на входе и выходе схемы по переменной составляющей.

Непосредственно из представленной на рисунке 5.13 схемы, учитывая, что ток $\dot{Y}_{21}\dot{U}_1$ второго генератора протекает по параллельному соединению проводимостей \dot{Y}_{22} и $\dot{Y}_Н$, записываем выражение для напряжения \dot{U}_2 на нагрузке $\dot{Z}_Н = 1/\dot{Y}_Н$:

$$\dot{U}_2 = -\dot{Y}_{21}\dot{U}_1/(\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_Н), \quad (5.37)$$

из которого получаем формулу для коэффициента передачи каскада по напряжению:

$$\dot{K}_U = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = -\dot{Y}_{21}/(\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_Н). \quad (5.38)$$

Определим входную проводимость каскада усиления $\dot{Y}_{\text{вх}} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1$ при подключенной нагрузке $\dot{Z}_{\text{н}} = 1 / \dot{Y}_{\text{н}}$. Для этого левую и правую части первого уравнения системы (5.36) разделим на \dot{U}_1 . В результате получаем выражение:

$$\dot{Y}_{\text{вх}} = \frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{Y}_{11}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{12}\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \dot{Y}_{11} + \dot{Y}_{12}\dot{K}_U = \dot{Y}_{11} - \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{\text{н}}}, \quad (5.39)$$

которое состоит из двух слагаемых: статической \dot{Y}_{11} и динамической составляющей (второе слагаемое), возникающей из-за появления внутренней обратной связи \dot{Y}_{12} .

Далее находим сквозной коэффициент передачи по напряжению \dot{K}_E . Из схемы на рисунке 5.13 находим выражение для входного тока \dot{I}_1 :

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 \dot{Y}_{\text{вх}} = \dot{E}_{\Gamma} / (\dot{Z}_{\Gamma} + \dot{Y}_{\text{вх}}^{-1}), \quad (5.40)$$

откуда получаем, что

$$\dot{E}_{\Gamma} = \dot{U}_1 (1 + \dot{Z}_{\Gamma} \dot{Y}_{\text{вх}}). \quad (5.41)$$

Подставляя (5.41) в формулу для \dot{K}_E , окончательно находим:

$$\dot{K}_E = \frac{\dot{U}_2}{\dot{E}_{\Gamma}} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1 (1 + \dot{Z}_{\Gamma} \dot{Y}_{\text{вх}})} = \frac{\dot{K}_U}{(1 + \dot{Z}_{\Gamma} \dot{Y}_{\text{вх}})}, \quad (5.42)$$

где коэффициент передачи по напряжению \dot{K}_U был определен ранее по (5.38).

Найдём коэффициент передачи по току \dot{K}_I . Получим из схемы на рисунке 5.13 выражение для тока \dot{I}_2 , протекающему по нагрузке $\dot{Y}_{\text{н}}$:

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1\dot{Y}_{\text{н}}}{\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{\text{н}}} = -\dot{K}_U\dot{U}_1\dot{Y}_{\text{н}} = -\dot{U}_2\dot{Y}_{\text{н}}, \quad (5.43)$$

где знак минус указывает на то, что принятое направление тока \dot{I}_2 не совпадает с направлением падения напряжения \dot{U}_2 на нагрузке $\dot{Y}_{\text{н}}$. Далее, исходя из определения коэффициента передачи по току \dot{K}_I , записываем:

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{-\dot{U}_2\dot{Y}_{\text{н}}}{\dot{U}_1\dot{Y}_{\text{вх}}} = -\dot{K}_U \frac{\dot{Y}_{\text{н}}}{\dot{Y}_{\text{вх}}}. \quad (5.43)$$

Подставляя в эту формулу полученные раньше выражения для входной проводимости $\dot{Y}_{\text{вх}}$ (5.39) и коэффициента передачи по напряжению \dot{K}_U (5.38), приходим к окончательной формуле для \dot{K}_I :

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11} + \dot{Z}_{\text{н}}(\dot{Y}_{11}\dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21})}. \quad (5.44)$$

Выходную проводимость определим с помощью второго уравнения системы (5.36), разделив его правую и левую части на напряжение \dot{U}_2 :

$$\dot{Y}_{\text{вых}} = \frac{\dot{Y}_{21}\dot{U}_1 + \dot{Y}_{22}\dot{U}_2}{\dot{U}_2} = \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_{21}\dot{K}_{U\text{обр}}, \quad (5.45)$$

где $\dot{K}_{U_{обр}} = \dot{U}_1/\dot{U}_2$ – коэффициент передачи активного четырехполюсника с выхода на вход.

Получить соотношение для $\dot{K}_{U_{обр}}$ можно, подключив источник ЭДС \dot{E}_r к выходным зажимам четырехполюсника вместо сопротивления нагрузки \dot{Z}_n , а его прежнее место подключения закоротить. Тогда для напряжения на входных зажимах \dot{U}_1 можно записать, что

$$\dot{U}_1 = -\dot{Y}_{12}\dot{U}_2/(\dot{Y}_{11} + Z_r^{-1}), \quad (5.46)$$

откуда получаем соотношение для обратного коэффициента передачи напряжения с выхода на вход:

$$\dot{K}_{U_{обр}} = \dot{U}_1/\dot{U}_2 = -\frac{\dot{Y}_{12}}{\dot{Y}_{11} + Z_r^{-1}}, \quad (5.47)$$

которое, подставляя в формулу (5.45), получаем окончательное выражение для выходной проводимости каскада $\dot{Y}_{вых}$ при закороченном месте подключения источника ЭДС усищаемого сигнала \dot{E}_r :

$$\dot{Y}_{вых} = \dot{Y}_{22} - \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{11} + Z_r^{-1}}. \quad (5.48)$$

Таким образом, через Y-параметры активного четырехполюсника, внутреннее сопротивление источника сигнала и сопротивление нагрузки можно определить все основные показатели усилительного каскада.