

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Казанский государственный энергетический университет»

РАСЧЕТ ТРАНЗИСТОРНОГО ЛИНЕЙНОГО
УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Методические указания по
выполнению курсовой работы

Казань
2023

Задание на выполнение курсовой работы

Выполнить расчет транзисторного линейного усилительного каскада указанного типа (ОЭ, ОБ, ОК, в соответствии с заданным вариантом). Расчет должен быть произведен в два этапа. Схемы каскадов прилагаются к заданию.

Первый этап – расчет по постоянному току. Здесь требуется предварительно осуществить выбор рабочей точки на вольтамперных характеристиках транзистора, соответствующего Вашему варианту. Рассчитать величины Н-параметров для выбранной рабочей точки. Затем необходимо рассчитать величины и мощности сопротивлений, используемых: 1) для обеспечения работы транзистора в рабочей точке, 2) для термостабилизации режима его работы и 3) для выделения усиленного сигнала.

На **втором** этапе необходимо выполнение расчета по переменному току (определение входных и выходных сопротивлений каскада и коэффициентов усиления схемы по напряжению и по току, K_U и K_I (в 5 – 8 точках частотного диапазона, взятых примерно на равных расстояниях по десятичной шкале частот)).

Для расчета по переменному току строится схема, в которой транзистор заменяется эквивалентным ему четырехполюсником, а источник питания замыкается. Выбираются оптимальные величины сопротивления нагрузки и внутреннего сопротивления источника сигнала.

Определяются границы полосы пропускания усилителя (верхняя и нижняя граничные частоты, $f_{\text{верх}}$ и $f_{\text{ниж}}$). При этом используется упрощенное правило, согласно которому отношение ($f_{\text{верх}}/f_{\text{ниж}}$) = 1000, а $f_{\text{ниж}}$ равна 50 Гц для низкочастотных транзисторов, 5 кГц - для среднечастотных и 0,5 МГц – для высокочастотных.

Выбираются величины разделительных емкостей, при этом требуют, чтобы их реактивное сопротивление на частоте $f_{\text{ниж}}$ равнялось $0,1R_{\text{вх}}$ (для входной разделительной емкости) и $0,1R_{\text{н}}$ (для выходной разделительной емкости); $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{н}}$ – входное сопротивление схемы и сопротивление нагрузки. По значениям K_U и K_I , определенным в 5 – 8 точках частотного диапазона работы схемы, строятся графики $K_U = \varphi_1(\omega)$ и $K_I = \varphi_2(\omega)$.

Рекомендуется проводить расчет отдельно для низкочастотной области рабочей полосы пропускания каскада (частоты от $f_1 = f_{\text{ниж}}$ до $f_2 = 50f_{\text{ниж}}$) и для верхних частот (частоты от $f_3 = 50f_{\text{ниж}}$ до $f_4 = 1000f_{\text{ниж}} = f_{\text{верх}}$). В низкочастотной части полосы пропускания в расчетах должны быть учтены разделительные емкости, а в качестве параметра h_{21} необходимо брать его значение, определенное из статических ВАХ ($h_{21} = h_{21}(0)$). В

высокочастотной области полосы пропускания все емкости могут быть замкнуты, а параметр h_{21} должен браться частотно зависимым

$$h_{21} = \frac{h_{21}(0)}{1 + j \cdot (f/f_{gp})},$$

где: f – текущее значение частоты входного сигнала, f_{gp} – граничная частота.

Варианты заданий на курсовую работу

№	Ф.И.О. студента	Вид схемы	Режим работы транзистора	Тип транзистора
1	Ф.И.О.	ОЭ	Слабый сигн	КТ301
2	Ф.И.О.	ОК	Средний сигн	КТ301
3	Ф.И.О.	ОБ	Сильный сигнал	КТ301
4	Ф.И.О.	ОЭ	Слабый сигн	КТ203
5	Ф.И.О.	ОК	Средний сигн	КТ203
6	Ф.И.О.	ОБ	Сильный сигнал	КТ203
7	Ф.И.О.	ОЭ	Сильный сигнал	КТ104
8	Ф.И.О.	ОЭ	Слабый сигн	КТ802
9	Ф.И.О.	ОК	Средний сигн	КТ802
10	Ф.И.О.	ОБ	Сильный сигнал	КТ802
11	Ф.И.О.	ОЭ	Слабый сигн	КТ602
12	Ф.И.О.	ОК	Средний сигн	КТ602
13	Ф.И.О.	ОБ	Сильный сигнал	КТ602
14	Ф.И.О.	ОК	Сильный сигнал	КТ104
15	Ф.И.О.	ОЭ	Слабый сигн	КТ911
16	Ф.И.О.	ОК	Сильный сигнал	КТ911

Объем и содержание курсовой работы

Курсовая работа состоит из пояснительной записки и графического материала. Записка содержит 20-30 страниц печатного текста и включает:

1. Титульный лист.
2. Задание на курсовую работу.
3. Содержание.
4. Введение.
5. Основную текстовую часть пояснительной записки:
 - а) Выбор рабочей точки биполярного транзистора для режима линейного усиления;
 - б) Графическое определение Н-параметров биполярного транзистора по его вольтамперным характеристикам;
 - в) Расчет по постоянному току;

г) Расчет по переменному току;

6. Заключение.

7. Список использованной литературы.

8. Приложения (графический материал).

Графический материал работы должен включать 3-4 листа определенного формата (А4 или А3), где будут представлены:

– электрические принципиальные схемы каскадов разрабатываемого усилителя (с перечнем элементной базы), выполненные в соответствии с требованиями ГОСТ и ЕСКД;

– графики, диаграммы и расчетные формулы, отражающие результаты работы по созданию принципиальной схемы разрабатываемого усилителя.

ПОРЯДОК РАСЧЕТА КАСКАДОВ ОЭ, ОК и ОБ

I. Некоторые сведения из теории

Биполярный транзистор как четырехполюсник

Согласно теории четырехполюсников любое электронное устройство (в том числе и транзистор), имеющее два вывода для подачи входного сигнала и два вывода для отбора выходного сигнала, может быть заменено четырехполюсником с определенными соотношениями между параметрами входного и выходного сигналов. В наиболее общем случае эти соотношения представляют систему нелинейных уравнений. В линейном режиме работы электронного устройства соотношения между входными и выходными токами и напряжениями могут быть представлены в виде системы линейных уравнений. Коэффициенты этой системы уравнений являются параметрами устройства. Эти параметры существенно зависят от частоты электрического сигнала, подаваемого на вход устройства. Однако, наиболее сильная частотная зависимость параметров обычно наблюдается на относительно высоких частотах, где заметное влияние на процессы переноса зарядов в полупроводниковой структуре твердотельного электронного прибора оказывают эффекты запаздывания и конечная подвижность носителей таких зарядов (свободных электронов и дырок).

Возможны несколько вариантов систем линейных уравнений, приближенно описывающих электрические свойства электронного устройства, представленного в виде четырехполюсника. Для биполярных транзисторов чаще всего используется система Н-параметров. В этом случае вводится схема замещения транзистора, показанная на рис.1.

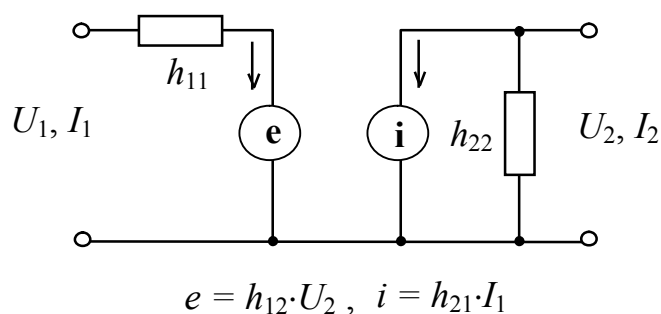


Рис. 1. Схема замещения биполярного транзистора в Н-параметрах.

Для указанной на рис.1 схемы четырехполюсника система линейных уравнений, приближенно описывающих усилительные свойства биполярного транзистора, имеет следующий вид (представлены в дифференциальной форме):

$$\begin{aligned} \Delta U_1 &= \Delta I_1 \cdot h_{11} + \Delta U_2 \cdot h_{12}, \\ \Delta I_2 &= \Delta I_1 \cdot h_{21} + \Delta U_2 \cdot h_{22}. \end{aligned} \quad (5)$$

Физический смысл входящих в систему параметров определяется равенствами, определенными из системы (1) при предельных условиях:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{\Delta U_2=0}, \quad h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{\Delta I_1=0}, \quad h_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{\Delta U_2=0}, \quad h_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{\Delta I_1=0}. \quad (6)$$

Из вида равенств (6) следует, что h_{11} представляет собой входное сопротивление четырехполюсника, определенное при коротком замыкании на его выходе. Параметр h_{12} является коэффициентом обратной связи по напряжению при холостом ходе на входе четырехполюсника, h_{21} является коэффициентом передачи по току, определенным при коротком замыкании на его выходе, а h_{22} - выходная проводимость четырехполюсника при холостом ходе на его входе.

Если сопоставлять входные и выходные выводы представленного на рис. 1 четырехполюсника с выводами транзистора, включенного по схеме ОЭ (см. рис. 2), то при достаточно низкой частоте сигнала параметр h_{21} будет соответствовать статическому параметру β . При этом параметры h_{11} и h_{12} будут определять зависимость между напряжением $U_{ЭБ}$ и током $I_Б$, а параметры h_{21} и h_{22} будут связывать между собой напряжение $U_{КЭ}$ и ток $I_К$.

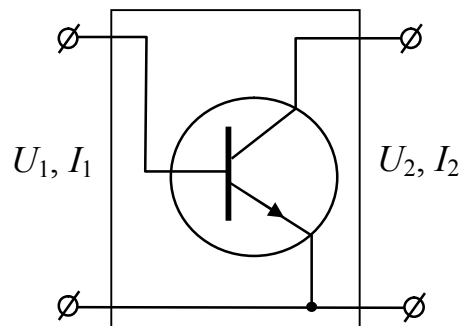


Рис. 2. Биполярный транзистор с общим эмиттером, представленный как четырехполюсник

II. Основные схемы включения биполярного транзистора в режиме линейного усиления

Схема ОЭ

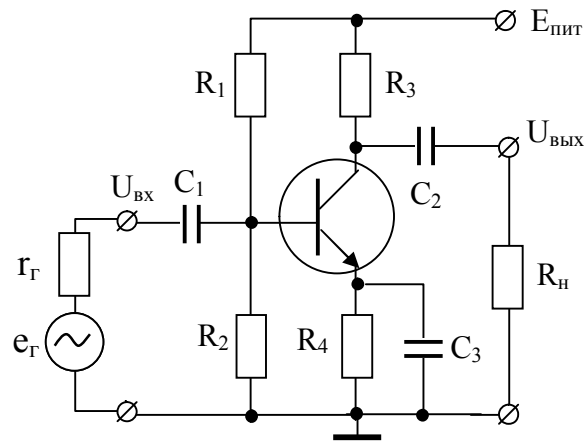


Схема ОК

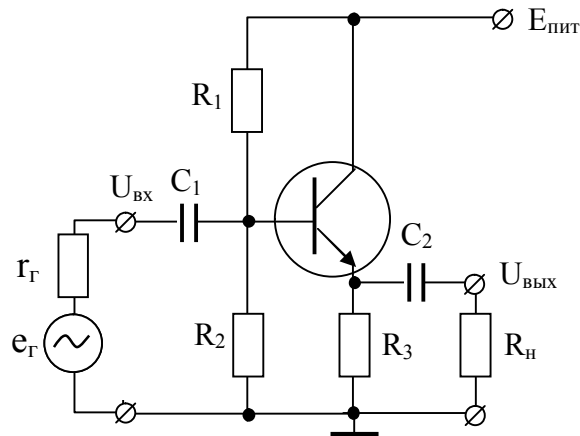
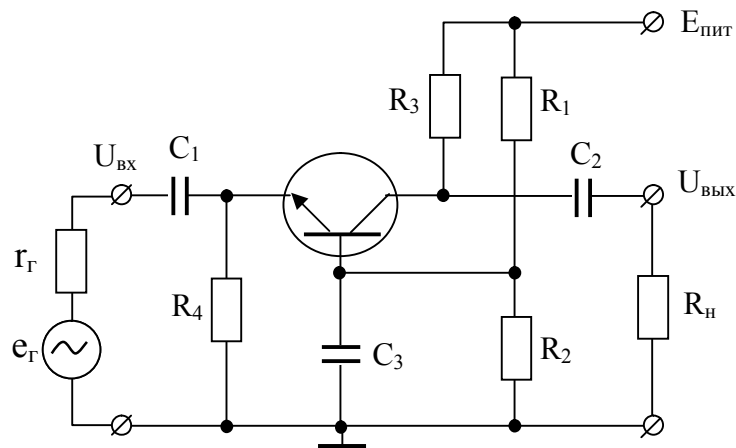


Схема ОБ



III. Выбор рабочей точки биполярного транзистора для режима линейного усиления

Рассмотрим графоаналитический способ расчета параметров рабочей точки биполярного транзистора, планируемого для использования в качестве активного элемента линейного усилителя электрических сигналов. Этот способ применим как при расчете маломощного усилительного узла (каскада), проектируемого по схеме ОЭ, так и в маломощных каскадах ОБ и ОК. Расчет мощных выходных усилительных каскадов имеет свои особенности, которые здесь не рассматриваются.

Расчет маломощного усилительного каскада необходимо начинать с выбора конкретного типа транзистора. В первую очередь необходимо согласовать выходные параметры выбираемого транзистора с параметрами нагрузки проектируемого каскада - с сопротивлением нагрузки и требуемой амплитудой напряжения и тока на ней.

При расчете усилительного каскада также должны быть учтены параметры усиливаемого сигнала. В частности, от них зависят требования, предъявляемые к входным цепям проектируемого каскада. От того, каковы порядки величин амплитуды напряжения усиливаемого сигнала и выходного сопротивления его источника, зависит выбор типа усилительного каскада (ОЭ, ОБ или ОК). От амплитуды усиливаемого сигнала зависит также положение рабочей точки транзистора в пространствах представления семейств его входных и выходных вольтамперных характеристик (ВАХ).

В общем случае любой из электрических параметров усиливаемого сигнала (иногда его называют информационным сигналом) представляет собой сложную функцию от времени. Если эта функция периодическая, то она может быть представлена в виде ряда Фурье. Ряд содержит постоянную составляющую и бесконечное количество гармонических составляющих (гармоник). Частоты всех высших гармоник в целое число раз больше частоты первой (основной) гармоники. Их амплитуды убывают (не монотонно) по мере увеличения номера гармоники. Совокупность всех гармоник периодического сигнала называют его спектром. Спектр периодического сигнала является дискретным.

Спектр непериодического информационного сигнала является непрерывным. В нем содержатся практически все возможные частотные составляющие, содержащиеся в интервале частот от 0 до ∞ . Этот спектр можно получить путем разложения временной функции рассматриваемого непериодического сигнала на постоянную и гармонические составляющие. Такое разложение осуществляется с помощью интеграла Фурье. Указанное математическое преобразование называется прямым интегральным преобразованием Фурье. В результате такого преобразования информационный сигнал представится в виде бесконечного числа

гармонических составляющих, амплитуда которых будет немонотонно убывать с возрастанием частоты.

Во всех случаях расчет усилительного каскада можно проводить отдельно для каждой гармонической составляющей информационного сигнала. На практике такой расчет выполняют отдельно для трех значений частоты, относящихся к рабочему диапазону частот усилительного каскада (нижняя и верхняя граничные частоты и частота, относящаяся к середине диапазона). При этом появляются широкие возможности для значительного упрощения расчетной процедуры. Например, расчет для низких частот позволяет пренебрегать индуктивностью проводников и частотной зависимостью параметров транзистора. Однако в этом случае необходимо учитывать частотную зависимость реактивных сопротивлений разделительных и шунтирующих электрических конденсаторов. На средних частотах иногда приходится учитывать частотные зависимости параметров транзистора, но все еще можно не учитывать индуктивность проводников. Емкости разделительных и шунтирующих конденсаторов можно считать бесконечно большими. В диапазоне высоких частот важное значение приобретают частотная зависимость параметров транзистора и индуктивность соединительных проводников.

При выборе рабочей точки транзистора прежде всего необходимо рассматривать постоянную составляющую токов и напряжений в цепях транзистора. Положение рабочей точки определяется на двух плоскостях, являющихся пространствами представления выходных и входных ВАХ транзистора.

1) В первую очередь рабочую точку следует задать на плоскости $\{U_{КЭ}, I_K\}$. Эта плоскость образуется осью напряжений между коллектором и эмиттером транзистора ($U_{КЭ}$) и осью токов коллектора (I_K). На ней представляется семейство выходных ВАХ и строится нагрузочная прямая.

Положение нагрузочной прямой зависит от того, в каком режиме должен работать транзистор. Амплитуда усиливаемого сигнала в режиме линейного усиления может быть различной величины. В одних случаях приходится усиливать очень слабые электрические сигналы, в других случаях амплитуда усиливаемого сигнала может оказаться относительно большой. Для этих двух крайних ситуаций положение нагрузочной прямой различно.

В случае сильного сигнала наиболее целесообразным является такое положение нагрузочной прямой, при котором она проходит через точку максимального изгиба верхней ветви семейства выходных ВАХ транзистора. На рис.3 эту точку обозначили символом A_1 . Второй определяющей точкой искомой нагрузочной прямой является точка C_1 , лежащая на оси напряжений $U_{КЭ}$ и соответствующая напряжению источника питания, $E_{пит}$. Напряжение $E_{пит}$ не должно превышать величины $(0,6 \div 0,8) \cdot U_{КЭ.пред.}$, где $U_{КЭ.пред.}$

указывается в списке основных параметров рассматриваемого транзистора и соответствует предельно допустимому напряжению между его коллектором и эмиттером. При этом следует иметь в виду, что занижение значения $E_{\text{пит}}$ ведет к уменьшению коэффициента усиления каскада по напряжению.

Подчеркнем, чтобы ни для одной точки нагрузочной прямой произведение $U_{\text{кэ}} \cdot I_{\text{к}}$ не должно быть больше максимальной мощности, рассеиваемой на коллекторе транзистора (все точки нагрузочной прямой должны находиться ниже кривой $P_{\text{к.макс}}$, см. рис. 3)

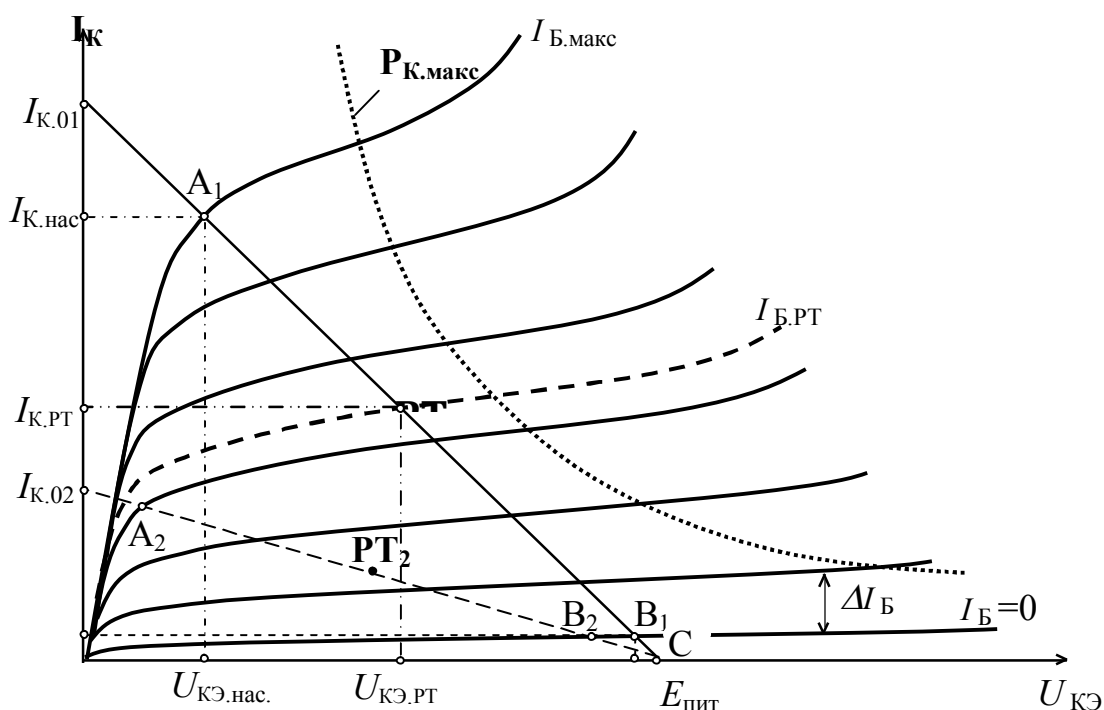


Рис.3. Выбор положения нагрузочной прямой и рабочей точки транзистора в случаях сильного слабого сигналов.

Таким образом, в случае сильного сигнала (для режима линейного усиления) нагрузочная прямая должна примерно совпадать с наклонной сплошной линией, проходящей через точки A_1C (см. рис.3). Очевидно, что при данном сопротивлении нагрузки указанное положение нагрузочной прямой может быть реализовано лишь в случае выбора подходящего транзистора. Во-первых, ни одна из точек нагрузочной прямой не должна оказаться выше точечной линии, построенной согласно равенству:

$$I_{\text{к.макс}} = \frac{P_{\text{к.макс}}}{|U_{\text{кэ}}|}, \quad (1)$$

где $P_{\text{к.макс}}$ – максимально допустимая рассеиваемая мощность на транзисторе.

Во-вторых, величина $I_{\text{к.01}}$, определяемая равенством

$$I_{K01} = \frac{E_{num}}{R_K + R_{Э}}, \quad (2)$$

и соответствующая точке пересечения нагрузочной прямой с осью токов коллектора (I_K), не должна превышать предельно допустимого тока коллектора выбираемого транзистора. В выражении (2) R_K и $R_{Э}$ обозначают сопротивления, обычно включаемые в цепи коллектора и эмиттера биполярного транзистора. В схеме ОЭ сопротивление $R_{Э}$ служит для термостабилизации режима работы транзистора, причем $R_{Э} \approx (0,1 \div 0,25)R_K$. В схеме ОК обычно $R_K = 0$, а сопротивление $R_{Э}$ (вместе с разделительной емкостью) служит для выделения усиленного сигнала из полного тока эмиттера. Сопротивление нагрузки обычно имеет тот же порядок величины, что и сопротивление R_K (в схеме ОЭ) или сопротивление $R_{Э}$ (в схеме ОК). Для низкочастотных и среднечастотных усилителей рекомендуются следующие соотношения между R_K и R_H или $R_{Э}$ и R_H : $R_K/R_H = 1,2 \div 2,0$ или $R_{Э}/R_H = 1,2 \div 2,0$.

Обозначим точку пересечения рассматриваемой нагрузочной прямой с самой нижней ветвью семейства выходных ВАХ символом B_1 . Координаты этой точки определяют максимально значение напряжения между коллектором и эмиттером транзистора при данной величине напряжения питания, которое реализуется при токе базы $I_B = 0$.

Точке A_1 на рис.3 соответствует состояние полностью открытого транзистора. Её координаты имеют смысл максимального коллекторного тока насыщения ($I_{K..нас}$) и остаточного напряжения насыщения ($U_{KЭ..нас}$).

Таким образом, длины проекций отрезка прямой A_1B_1 на оси $U_{KЭ}$ и I_K , выраженные в соответствующих масштабных единицах, равняются удвоенным значениям максимальных амплитуд переменных составляющих напряжения $U_{KЭ}$ и тока I_K . Отсюда ясно, что в случае сильного сигнала рабочая точка транзистора (PT_1) должна приблизительно совпадать с серединой отрезка прямой A_1B_1 . Координатами выбранной рабочей точки будут являться величина постоянного тока ($I_{K.PT}$), протекающего в цепи коллектора в отсутствие переменного сигнала на входе усилительного каскада, и величина постоянного напряжения ($U_{KЭ.PT}$), действующего между коллекторным и эмиттерным выводами транзистора также в отсутствие входного сигнала.

Если усилительный каскад служит для усиления слабого сигнала, то рекомендуемое положение нагрузочной прямой должно примерно совпадать с прямой, проходящей через две точки – точку C , расположенную на оси напряжений $U_{KЭ}$ и соответствующую напряжению $E_{пит}$, и точку, расположенную на оси токов I_K и совпадающую с величиной $I_{K.02} \approx (0,1 \div 0,3)I_{K.01}$. На рис. 3 такой нагрузочной прямой соответствует наклонная штриховая линия. Для режима слабого сигнала наиболее оптимальным

положением рабочей точки транзистора (PT_2) является середина отрезка A_2B_2 .

Необходимо указать на то, что выбор рабочей точки в соответствии с режимом слабого сигнала более предпочтителен для входных транзисторных каскадов линейного усилителя, поскольку в этом случае оказываются минимальными искажения формы усиливаемого сигнала. Хотя коэффициент усиления по току в этом случае падает, но увеличивается коэффициент усиления по напряжению так, что коэффициент усиления по мощности остается примерно на одном уровне.

На рис.3 через рабочую точку (например, в режиме сильного сигнала) можно провести дополнительную ветвь выходной ВАХ (жирная пунктирная линия) и определить величину соответствующего ей тока базы (это можно сделать, поскольку мы знаем, каким токам базы соответствуют все остальные ветви ВАХ).

2) Установив координаты рабочей точки в пространстве выходных ВАХ транзистора, легко определить ее положение и в пространстве входных ВАХ (т.е. на плоскости $\{U_{ЭБ}, I_B\}$). Действительно, определяя оптимальные координаты рабочей точки на семействе выходных характеристик, мы имели возможность определить и значение базового тока в рабочей точке ($I_{B,PT}$). В плоскости $\{U_{ЭБ}, I_B\}$ (см. рис.4) строим горизонтальную прямую, проходящую через точку $I_B = I_{B,PT}$. Точка пересечения этой прямой с ветвью входной ВАХ, соответствующей напряжению ($U_{КЭ,PT}$), и будет соответствовать положению рабочей точки на плоскости $\{U_{ЭБ}, I_B\}$. Опустив из полученной точки вертикаль до пересечения с осью напряжений $U_{ЭБ}$, определяем величину постоянного напряжения между базой и эмиттером транзистора ($U_{ЭБ,PT}$) в отсутствие усиливаемого сигнала на входе усилительного каскада.

Следует подчеркнуть, что входные ВАХ, соответствующие значениям $U_{КЭ}$ в интервале $3 \div 20$ В, практически накладываются друг на друга. Поэтому для рассматриваемого построения можно использовать любую ветвь из семейства входных ВАХ, снятую при значении напряжения между коллектором и эмиттером транзистора, принадлежащем указанному интервалу.

Установив положение рабочей точки на входных и выходных ВАХ биполярного транзистора, можно определить соответствующие ей h -параметры. Рассмотрим метод определения значений h -параметров для области низких частот. Используем графоаналитический подход. Для расчетов требуются семейства входных и выходных ВАХ. Они могут быть взяты из соответствующих справочников или построены экспериментально.

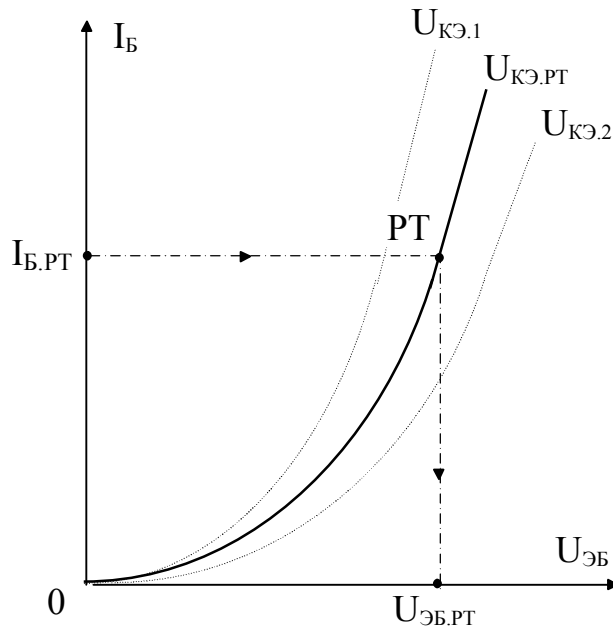


Рис.4. Определение координат рабочей точки транзистора в пространстве представления его входных ВАХ

IV. Графическое определение h -параметров биполярного транзистора по его вольтамперным характеристикам

1) *Определение параметра h_{11} .* Все величины в данном равенстве являются динамическими переменными. Т.е. имеются ввиду гармонические составляющие токов и напряжений во внешних цепях транзистора. U_1 представляет собой амплитуду переменной составляющей входного напряжения транзистора с общим эмиттером ($U_{БЭ}$), а I_1 представляет амплитуду переменной составляющей его базового тока (I_B). Равенство $U_2 = 0$ означает неизменность напряжения между коллектором и эмиттером транзистора на уровне $U_{КЭ} = U_{КЭ.РТ}$ (то есть мы должны писать $U_2 = \text{const}$).

Таким образом, параметр h_{11} может быть определен из геометрического построения, показанного на рис.5. Гипотенуза построенного прямоугольного треугольника ABC является касательным отрезком к входной ветви ВАХ, соответствующей напряжению $U_{КЭ.РТ}$. Ее длина может быть произвольной. Длина вертикального катета AC построенного треугольника умножается на масштаб оси токов базы. В результате получается величина ΔI . Произведение масштаба оси напряжений $U_{БЭ}$ на длину горизонтального катета BC дает величину ΔU .

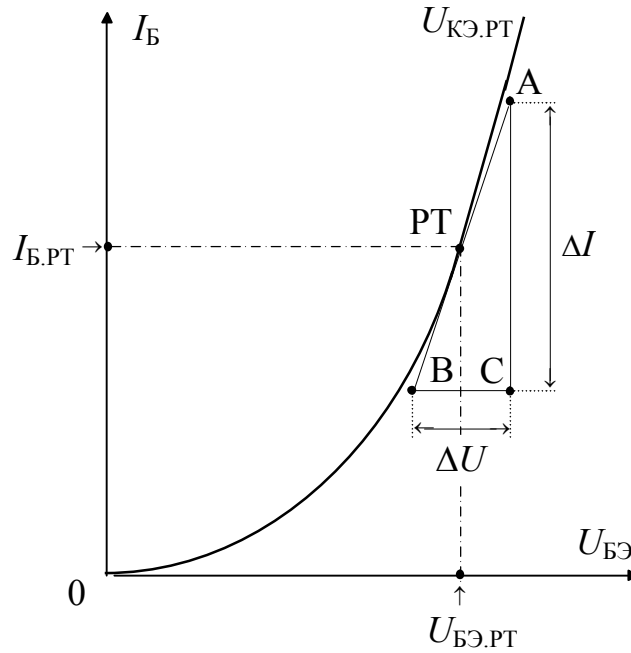


Рис. 5. Графическое определение параметра h_{11}

Отношение полученных таким образом величин равно искомому параметру,

$$h_{11} = \frac{\Delta U}{\Delta I}. \quad (3)$$

2) *Определение параметра h_{12} .* В случае усиления переменного сигнала U_1 имеет смысл амплитуды переменной составляющей напряжения $U_{БЭ}$, а U_2 представляет собой амплитуду переменной составляющей напряжения $U_{КЭ}$. Равенство $I_1 = 0$ означает неизменность тока базы (на уровне $I_B = I_{Б.РТ}$). Осуществляется следующее геометрическое построение (см. рис.6). На плоскости $\{U_{БЭ}, I_B\}$ строятся три ветви входных ВАХ рассматриваемого биполярного транзистора. Одна из этих ветвей ВАХ соответствует напряжению $U_{КЭ} = U_{КЭ.РТ}$. Две другие соответствуют напряжениям $U_{КЭ.1} < U_{КЭ.РТ}$ и $U_{КЭ.2} > U_{КЭ.РТ}$. На оси токов базы определяется положение точки $I_B = I_{Б.РТ}$ (величина $I_{Б.РТ}$ находится при выборе рабочей точки). Из этой точки проводится горизонтальная прямая. Она пересекает все три указанных графика входных ВАХ. Точки пересечения трех ВАХ с построенной горизонтальной прямой проецируются на ось напряжений $U_{БЭ}$. Интервалы между соседними проекциями этих точек, определенные согласно масштабу оси $U_{БЭ}$, соответственно обозначим как ΔU_1 и ΔU_2 .

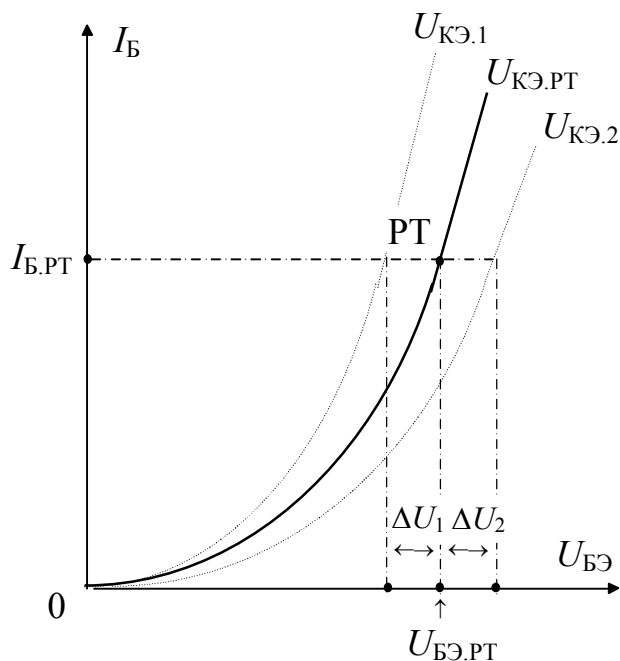


Рис. 6. Графическое определение параметра h_{12}

В результате находим, что

$$h_{12} = \frac{\Delta U_1 + \Delta U_2}{U_{КЭ.2} - U_{КЭ.1}}. \quad (4)$$

Поскольку параметр h_{12} очень мал, в приближенных расчетах можно положить $h_{12} = 0$.

3) *Определение параметра h_{21} .* Здесь I_1 имеет смысл амплитуды переменной составляющей тока базы транзистора, а I_2 представляет собой амплитуду переменной составляющей тока коллектора I_K . Равенство $U_2=0$ означает неизменность напряжения $U_{КЭ}$ (на уровне $U_{КЭ} = U_{КЭ.ПТ}$). Осуществляется следующее геометрическое построение (см. рис.7). На плоскости $\{U_{КЭ}, I_K\}$ строится семейство выходных ВАХ рассматриваемого транзистора, среди которых должна присутствовать и ветвь ВАХ, соответствующая току базы $I_B = I_{Б.ПТ}$. На этой ветви ВАХ точкой отмечается положение рабочей точки транзистора (РТ). Находится проекция рабочей точки (РТ) на ось напряжений $U_{КЭ}$. Полученной проекции соответствует определенное значение напряжения $U_{КЭ} = U_{КЭ.ПТ}$.

Через точки $U_{КЭ.ПТ}$ и РТ проводится вертикальная прямая. Необходимо, чтобы эта прямая пересекала хотя бы две соседние ветви ВАХ, расположенные выше и ниже ветви с рабочей точкой. Ветви ВАХ, пересекающей построенную вертикальную прямую выше РТ в точке А,

соответствует ток базы $I_{B(A)}$. Нижней ветви ВАХ, пересекающей вертикальную прямую ниже РТ в точке В, соответствует ток базы $I_{B(B)}$. Значения токов $I_{B(A)}$ и $I_{B(B)}$ обычно указываются на графиках ВАХ. Значения токов коллектора ($I_{K(A)}$ и $I_{K(B)}$), соответствующие точкам А и В, определяются по местоположению проекций этих точек на оси токов I_K . Искомый параметр находится из равенства

$$h_{21} = \frac{I_{K(A)} - I_{K(B)}}{I_{B(A)} - I_{B(B)}}. \quad (5)$$

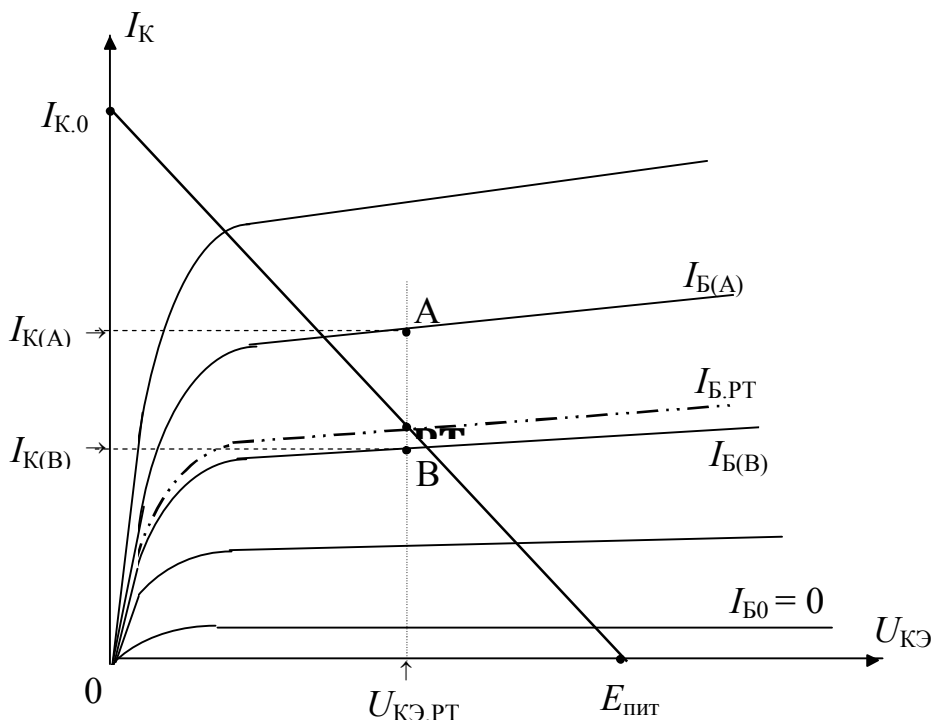


Рис. 7. Графическое определение параметра h_{21}

4) *Определение параметра h_{22} .* Здесь U_2 имеет смысл амплитуды переменной составляющей напряжения $U_{KЭ}$, а I_2 представляет собой амплитуду переменной составляющей тока коллектора I_K . Равенство $I_1=0$ означает неизменность тока базы (на уровне $I_1= I_{B,РТ}$). Осуществляется следующее геометрическое построение (см. рис.8).

На плоскости $\{U_{KЭ}, I_K\}$ строится семейство выходных ВАХ рассматриваемого транзистора, среди которых должна присутствовать и ветвь ВАХ, соответствующая току базы $I_B = I_{B,РТ}$. На этой последней ветви ВАХ точкой отмечается положение рабочей точки транзистора РТ. Строится прямоугольный треугольник произвольных размеров, два катета которого должны быть параллельными соответствующим осям координат, а гипотенуза в своей центральной точке должна касаться графика ВАХ в точке

РТ. Длина вертикального катета построенного треугольника (BC) умножается на масштаб оси токов коллектора (I_K), в результате получается величина ΔI . Произведение масштаба оси напряжений $U_{КЭ}$ на длину горизонтального катета (AC) дает величину ΔU . Отношение полученных таким образом величин равно искомому параметру,

$$h_{22} = \frac{\Delta I}{\Delta U}. \quad (6)$$

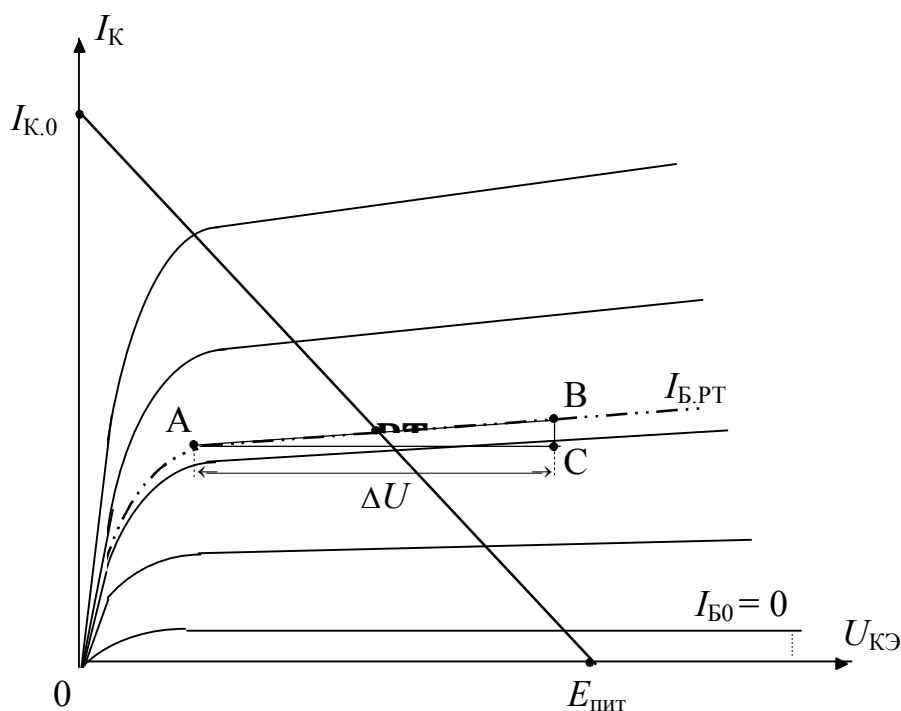


Рис. 8. Графическое определение параметра h_{22}

V. Расчет по постоянному току

Расчет величин пассивных элементов схемы ОЭ. Одна из наиболее распространенных схем каскада ОЭ представлена на рис.9. Такой каскад позволяет усиливать сигнал по напряжению в широком диапазоне частот и не требует дополнительного источника напряжения для создания требуемой разности потенциалов между базой и эмиттером транзистора.

Целью расчета по постоянному току является определение величин сопротивлений, гальванически связанных с выводами транзистора. Эти сопротивления должны обеспечивать оптимальное согласование каскада с нагрузкой и состояние покоя транзистора, соответствующее выбранной рабочей точке. Выше, при выборе транзистора и определении положения его

рабочей точки, мы нашли две точки на плоскости представления выходных ВАХ транзистора, определяющие положение нагрузочной прямой. Одна из этих точек лежит на оси напряжений $U_{КЭ}$ и соответствует выбранному значению напряжения источника питания, $E_{пит}$. Другая точка находится на оси токов, $I_{К}$, и соответствует величине $I_{К01}$, определенной нами уравнением (2) из условия согласования каскада с нагрузкой. Отметим, что $I_{К01}$ имеет смысл постоянного тока, протекающего в цепи коллектора в отсутствие входного сигнала и при коротком замыкании выводов коллектора и эмиттера.

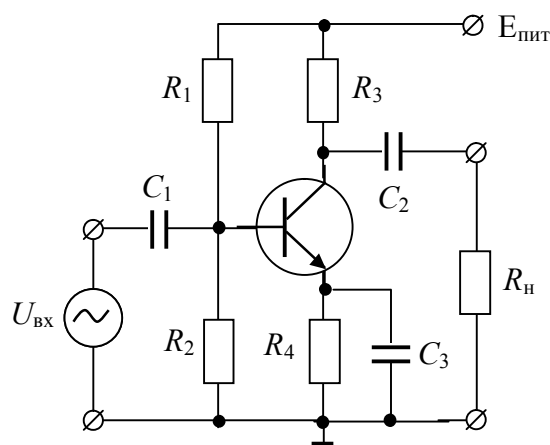


Рис.9. Каскад линейного усилителя гармонического сигнала на биполярном транзисторе (схема ОЭ)

В схеме ОЭ сопротивление $R_Э$ служит для обеспечения термостабильности работы каскада, поскольку падение напряжения на нем влияет необходимым образом на положение рабочей точки транзистора. Это влияние по постоянному току может быть учтено в расчете для нормальной температуры ($T \approx 300$ К). В данной схеме оно обычно шунтируется большой электрической емкостью, величина которой должна определяться неравенством

$$\frac{1}{\omega_n C_3} \leq 0,02 R_Э, \quad (7)$$

где ω_n – нижняя граничная частота рабочего диапазона частот усилителя.

Емкости C_1 и C_2 являются разделительными. Они изолируют по постоянному току транзистор и подключенные к его выводам сопротивления R_1 , R_2 , R_3 и R_4 от источника сигнала и нагрузки. Поэтому источник сигнала и нагрузка не влияют на положение рабочей точки транзистора. Величины емкостей C_1 и C_2 выбираются из следующих соотношений:

$$\frac{1}{\omega_H C_1} \leq 0,1 \cdot \frac{R_1 R_2 h_{11}}{R_1 R_2 + R_1 h_{11} + R_2 h_{11}}; \quad \frac{1}{\omega_H C_2} \leq 0,1 \cdot R_H. \quad (8)$$

Как было сказано выше, величина сопротивления $R_{Э}$ находится из приближенного равенства $R_{Э} \approx (0,1 \div 0,25)R_K$. Поскольку величиной I_{K01} мы уже задались при определении положения рабочей точки, то имеем равенство для определения сопротивлений $R_{Э}$ и R_K ,

$$R_K + R_{Э} = \frac{E_{num}}{I_{K01}} = 1,2R_K, \quad (9)$$

откуда

$$R_K = \frac{E_{num}}{1,2I_{K01}}. \quad (10)$$

В схеме ОЭ сопротивления R_1 и R_2 необходимы для обеспечения такого потенциала на базе транзистора, который соответствует рабочей точке. В отсутствие входного сигнала ток, протекающий через резистор R_2 должен быть примерно равным $(0,25 \div 1,0) \cdot I_{Б.ПТ}$ (выберем величину $0,5 I_{Б.ПТ}$). Следовательно, величина тока, протекающего через сопротивление R_1 будет равна $1,5 I_{Б.ПТ}$. Потенциал эмиттера относительно общего провода

$$\varphi_{Э} = R_{Э}(I_{К.ПТ} + I_{Б.ПТ}), \quad (11)$$

а потенциал базы

$$\varphi_{Б} = \varphi_{Э} + U_{БЭ.ПТ}. \quad (12)$$

Поэтому

$$R_1 = \frac{E_{num} - \varphi_{Б}}{1,5 \cdot I_{Б.ПТ}} \quad \text{и} \quad R_2 = \frac{\varphi_{Б}}{0,5 \cdot I_{Б.ПТ}}. \quad (13)$$

Расчет величин пассивных элементов схемы ОК. Одна из наиболее распространенных схем каскада ОК представлена на рис.10. Как и в схеме ОЭ, здесь целью расчета по постоянному току является определение величин сопротивлений, гальванически связанных с выводами транзистора. Эти сопротивления должны обеспечивать оптимальное согласование каскада с нагрузкой и состояние покоя транзистора, соответствующее выбранной рабочей точке. Выше, при выборе транзистора и определении положения его рабочей точки, мы нашли две точки на плоскости представления выходных ВАХ транзистора, определяющие положение нагрузочной прямой. Одна из этих точек лежит на оси напряжений $U_{СИ}$ и соответствует выбранному значению напряжения источника питания, $E_{пит}$. Другая точка находится на

оси токов, I_K , и соответствует величине I_{K01} , определенной нами уравнением (2) из условия согласования каскада с нагрузкой.

Отметим, что I_{K01} имеет смысл постоянного тока, протекающего в цепи коллектора в отсутствие входного усиливаемого сигнала и при коротком замыкании выводов коллектора и эмиттера.

В схеме ОК сопротивление R_3 служит для выделения усиленного сигнала из полного эмиттерного тока (представляющего собой сумму из постоянной и переменной составляющих). Величина сопротивления R_3 находится из равенства:

$$R_3 = \frac{E_{num}}{I_{K01}}. \quad (8)$$

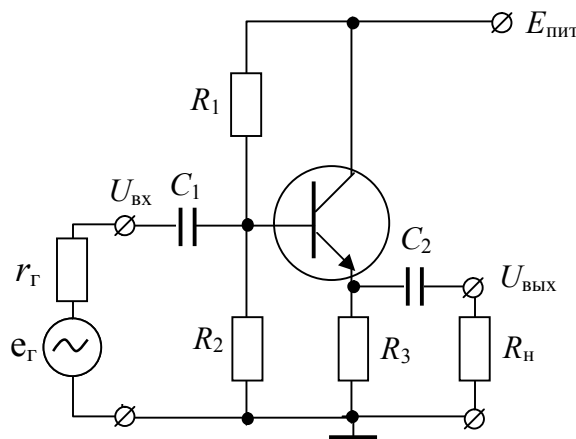


Рис.10. Каскад линейного усилителя гармонического сигнала на биполярном транзисторе (схема ОК)

Как и в схеме ОЭ, сопротивления R_1 и R_2 здесь необходимы для обеспечения такого потенциала на базе транзистора, который соответствует рабочей точке. Кроме того, сопротивление R_2 необходимо также для обеспечения отрицательной обратной связи по току и термостабилизации режима работы транзистора. В схеме ОК в отсутствие входного сигнала ток, протекающий через резистор R_2 , должен быть примерно равным $(0,1 \div 0,3) \cdot I_{Б.РТ}$ (выберем величину $0,2 \cdot I_{Б.РТ}$). В таком случае величина тока, протекающего через сопротивление R_1 будет равна $1,2 I_{Б.РТ}$.

Потенциал эмиттера относительно общего провода

$$\varphi_Э = R_3(I_{K.РТ} + I_{Б.РТ}), \quad (10)$$

а потенциал базы -

$$\varphi_Б = \varphi_Э + U_{БЭ.РТ}. \quad (11)$$

Поэтому

$$R_1 = \frac{E_{пит} - \varphi_B}{1,2 \cdot I_{Б.ПТ}} \quad \text{и} \quad R_2 = \frac{\varphi_B}{0,2 \cdot I_{Б.ПТ}}. \quad (12)$$

Расчет величин пассивных элементов схемы ОБ. Одна из наиболее распространенных схем каскада ОБ представлена на рис.11.

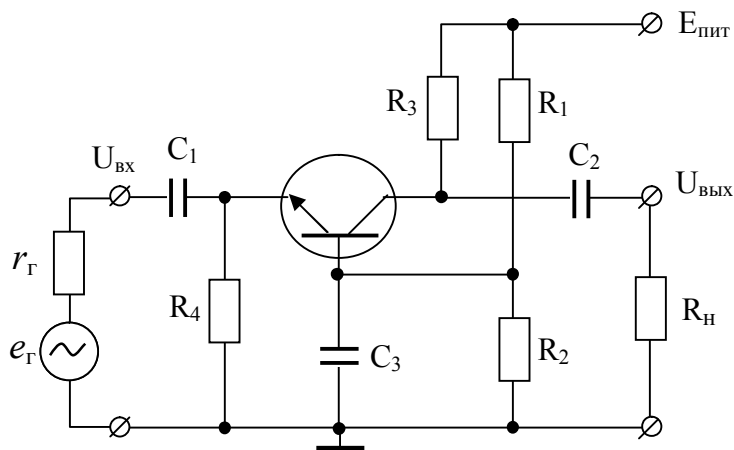


Рис. 11. Каскад линейного усилителя гармонического сигнала на биполярном транзисторе (схема ОБ)

Подчеркнем, что сопротивления R_1 , R_2 , R_3 и R_4 выбираются из условий, характерных для режима работы транзистора в отсутствие входного сигнала (режима покоя транзистора, где реактивные сопротивления емкостей равны бесконечности). Поэтому при выборе их величин имеет смысл рассматривать лишь цепи постоянного тока, гальванически связанные с выводами транзистора. Отбросив в схеме на рис. 11 те цепи, которые отделены от транзистора емкостями, получим схему, представленную на рис. 12а. Легко увидеть, что схема на рис. 12а эквивалентна схеме, представленной на рис. 12б и полностью совпадающей с конфигурацией цепей питания транзистора по постоянному току в схеме ОЭ. Поэтому расчет величин сопротивлений R_1 , R_2 , R_3 и R_4 в рассматриваемой здесь схеме ОБ производится точно так же, как и в схеме ОЭ.

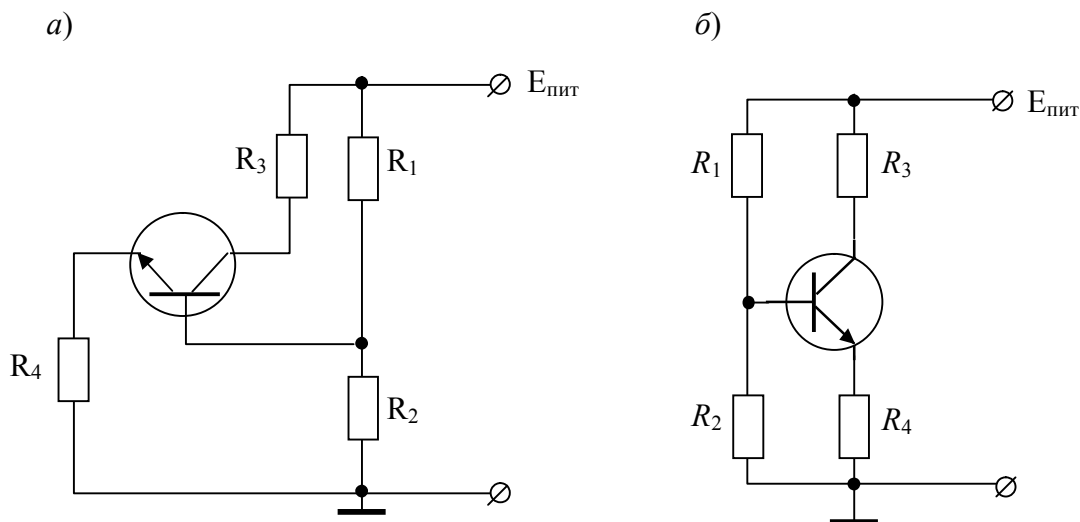


Рис. 12. Эквивалентные схемы, полученные из схемы на рис. 11 путем изменения конфигурации гальванических связей между транзистором, сопротивлениями и источником питания

VI. Расчет по переменному току

Схема ОЭ.

Расчет по переменному току следует начинать с построения схемы, в которой транзистор заменяется четырехполюсником в H -параметрах. Целью расчета является определение входного и выходного сопротивлений усилительного каскада, а также вычисление его коэффициентов усиления по напряжению и по току. В приближенных расчетах принимают, что $h_{12} = 0$. Кроме того, можно полагать, что реактивное сопротивление емкости, шунтирующей резистор в цепи эмиттера, близко к нулю во всем диапазоне рабочих частот. Поэтому в расчетной схеме эмиттер транзистора соединяют с общим проводом. При расчетах по переменному току все источники постоянного напряжения замыкают накоротко. Ветви, содержащие источники постоянного тока, размыкают. В результате схема, представленная на рис.9, превращается в схему, которая показана на рис.13. В этой схеме r – внутреннее сопротивление источника сигнала e ,

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (13)$$

Ток в цепи источника сигнала определяется равенством:

$$\dot{i}_{ex} = \frac{e}{r - j\frac{1}{\omega C_1} + \frac{R_{12}h_{11}}{R_{12} + h_{11}}}. \quad (14)$$

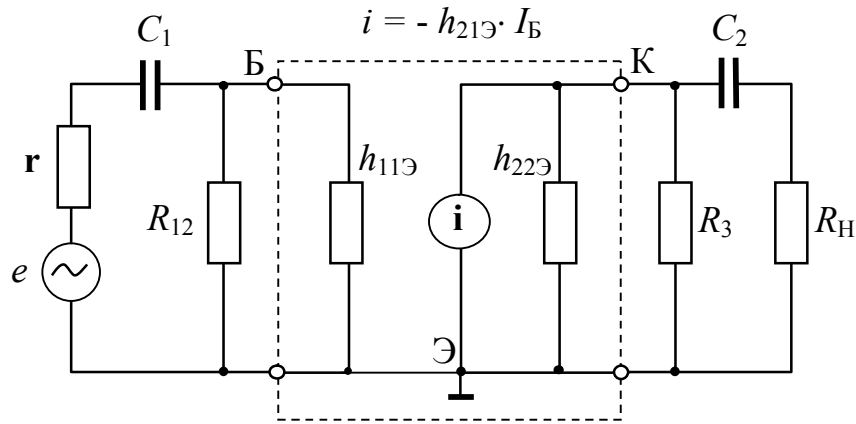


Рис.13. Схема, описывающая свойства каскада ОЭ, представленного на рис.9.

Входное сопротивление схемы будет определяться равенством

$$\dot{Z}_{ex} = \frac{R_{12}h_{11}}{R_{12} + h_{11}} - j\frac{1}{\omega C_1}. \quad (15)$$

Входное напряжение, создаваемое источником сигнала на входе схемы:

$$\dot{U}_{ex} = \dot{i}_{ex} \dot{Z}_{ex} = \left(\frac{e}{r - j\frac{1}{\omega C_1} + \frac{R_{12}h_{11}}{R_{12} + h_{11}}} \right) \cdot \left(\frac{R_{12}h_{11}}{R_{12} + h_{11}} - j\frac{1}{\omega C_1} \right). \quad (16)$$

Переменная составляющая напряжения между базой и эмиттером:

$$\dot{U}_{БЭ} = \dot{i}_{ex} \frac{R_{12}h_{11}}{R_{12} + h_{11}}. \quad (17)$$

Переменная составляющая тока базы:

$$\dot{i}_B = \frac{\dot{U}_{БЭ}}{h_{11}}. \quad (18)$$

Нагрузкой источника тока i является комплексное сопротивление \dot{Z} , составленное из выходного сопротивления транзистора $1/h_{22}$, сопротивления R_3 , емкости C_2 и сопротивления нагрузки R_H . Это сопротивление может быть определено из равенства:

$$\frac{1}{\dot{Z}} = h_{22} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_H - j\frac{1}{\omega C_2}}.$$

Из этого равенства находим:

$$\begin{aligned} \dot{Z} &= \frac{R_3' \left(R_H - j \cdot \frac{1}{\omega C_2} \right)}{R_3' + \left(R_H - j \cdot \frac{1}{\omega C_2} \right)} = \frac{\left[R_3' R_H - j R_3' X_{C2} \right] \cdot \left[(R_3' + R_H) + j X_{C2} \right]}{\left[(R_3' + R_H) - j X_{C2} \right] \cdot \left[(R_3' + R_H) + j X_{C2} \right]} = \\ &= \frac{\left[R_3' R_H (R_3' + R_H) + R_3' X_{C2}^2 \right] + j \cdot X_{C2} (R_3')^2}{(R_3' + R_H)^2 + X_{C2}^2}, \end{aligned} \quad (19)$$

где:
$$R_3' = \frac{(1/y_{22}) \cdot R_3}{(1/y_{22}) + R_3} = \frac{R_3}{R_4 y_{22} + 1}, \quad X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2}.$$

Поэтому схема, представленная на рис.13, упрощается:

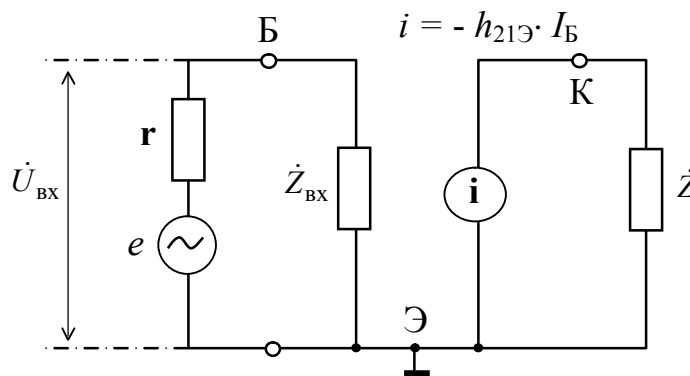


Рис.14. Упрощенная схема каскада ОЭ, удобная для расчетов по переменным составляющим токов и напряжений.

Падение напряжение, создаваемое током источника тока i на комплексном сопротивлении \dot{Z} ,

$$\dot{U}_Z = i \cdot \dot{Z} = h_{21} \dot{I}_B \dot{Z} = h_{21} \dot{I}_{\text{вх}} \frac{R_{12}}{R_{12} + h_{11}} \dot{Z}. \quad (20)$$

Учитывая равенство (14) из (20) получим равенство:

$$\dot{U}_Z = h_{21} \left(\frac{e}{r - j \frac{1}{\omega C_1} + \frac{R_{12} h_{11}}{R_{12} + h_{11}}} \right) \frac{R_{12}}{R_{12} + h_{11}} \dot{Z}. \quad (21)$$

Выходное напряжение

$$\dot{U}_{\text{вых}} = \dot{U}_Z \frac{R_H}{-j \frac{1}{\omega C_2} + R_H}. \quad (22)$$

Таким образом, как выходное, так и входное напряжения оказались пропорциональными напряжению источника сигнала, e . Коэффициенты оказались зависящими от параметров транзистора и пассивных элементов схемы. Явные выражения этих коэффициентов могут быть легко получены из равенств (13)-(22). Поэтому коэффициент усиления схемы по напряжению,

$$K_U = \frac{|\dot{U}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{U}_{\text{ВХ}}|}, \quad (23)$$

будет равен отношению модулей указанных коэффициентов пропорциональности перед величиной e в равенствах для $\dot{U}_{\text{вх}}$ и $\dot{U}_{\text{вых}}$.

Точно также можно найти коэффициент усиления схемы ОЭ по току:

$$K_I = \frac{|\dot{I}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{I}_{\text{ВХ}}|}, \quad (23a)$$

где $\dot{I}_{\text{вх}}$ определен равенством (14), а

$$\dot{I}_{\text{вых}} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{R_H}.$$

В пределе очень больших емкостей C_1 и C_2 все величины в равенствах (13)-(22) можно считать действительными. Емкости C_1 и C_2 можно считать большими, если выполняются следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega_{\text{ниж}} C_1} \approx (0,05 \div 0,1) \frac{R_{12} h_{11}}{R_{12} + h_{11}}, \quad (24)$$

$$\frac{1}{\omega_{\text{ниж}} C_2} \approx (0,05 \div 0,1) R_H, \quad (25)$$

где $\omega_{\text{ниж}}$ – нижняя граничная частота частотного диапазона работы усилителя..

Схема ОК.

Расчет по переменному току следует начинать с построения схемы, в которой транзистор заменяется четырехполюсником в H -параметрах. Целью расчета является определение входного и выходного сопротивлений усилительного каскада, а также вычисление его коэффициентов усиления по напряжению и по току. В приближенных расчетах принимают, что $h_{12} = 0$.

Кроме того, можно полагать, что реактивное сопротивление емкости, шунтирующей резистор в цепи эмиттера, близко к нулю во всем диапазоне рабочих частот. Поэтому в расчетной схеме эмиттер транзистора соединяют с общим проводом. При расчетах по переменному току все источники постоянного напряжения замыкают накоротко. Ветви, содержащие источники постоянного тока, размыкают. В результате схема, представленная на рис.10, превращается в схему, которая показана на рис.15.

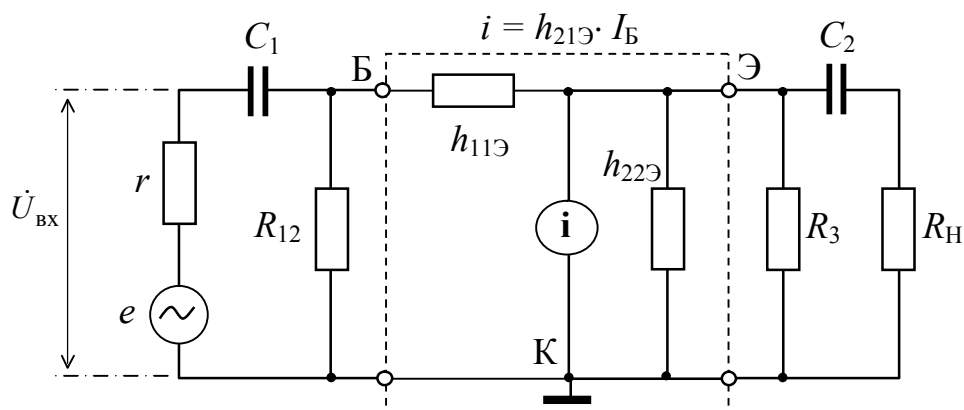


Рис.15. Схема, описывающая свойства каскада ОК, представленного на рис.10.

В этой схеме r – внутреннее сопротивление источника сигнала e ,

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (26)$$

Как и в схеме ОЭ, здесь нагрузкой источника тока i является комплексное сопротивление \dot{Z} , составленное из выходного сопротивления транзистора $1/h_{22}$, сопротивления R_3 , емкости C_2 и сопротивления нагрузки R_H . Выше мы нашли, что это комплексное сопротивление равно

$$\dot{Z} = \frac{[R_3' R_H (R_3' + R_H) + R_3' X_{C2}^2] + j \cdot X_{C2} (R_3')^2}{(R_3' + R_H)^2 + X_{C2}^2}, \quad (27)$$

где:

$$R_3' = \frac{(1/y_{22}) \cdot R_3}{(1/y_{22}) + R_3} = \frac{R_3}{R_4 y_{22} + 1},$$

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2}.$$

Таким образом, схема для расчетов по переменным составляющим токов и напряжений упрощается.

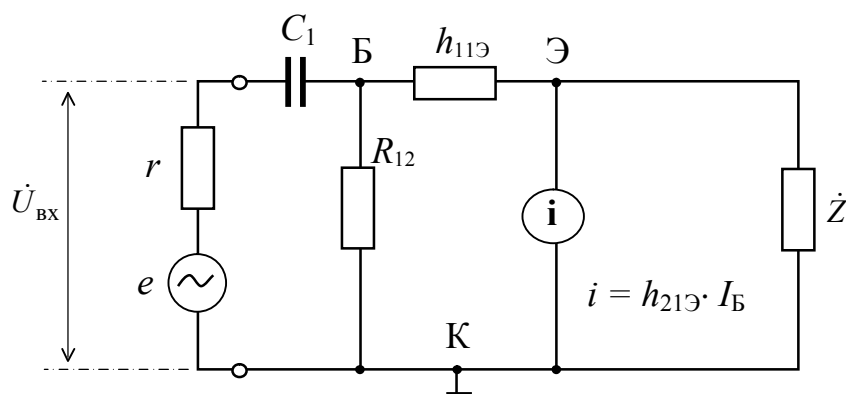


Рис.16. Упрощенная схема каскада ОК, удобная для расчетов по переменным составляющим токов и напряжений.

Сопротивление r и емкость C_1 , включенные последовательно, могут быть заменены комплексным сопротивлением

$$\dot{Z}_1 = r - j \cdot \frac{1}{\omega C_1} = r - j \cdot X_{C_2}.$$

Соответствующая ему проводимость будет равна:

$$\frac{1}{\dot{Z}_1} = \frac{r}{r^2 + (X_{C_2})^2} + j \cdot \frac{X_{C_2}}{r^2 + (X_{C_2})^2}.$$

Используем метод узловых потенциалов, обозначив потенциалы базы и эмиттера ϕ_B и $\phi_{\text{Э}}$, соответственно.

Прежде всего находим, что

$$\frac{1}{\dot{Z}} = \frac{(R'_3 + R_H) - j \cdot X_{C_2}}{R'_3(R_H - j \cdot X_{C_2})} = \frac{R_H(R'_3 + R_H) + (X_{C_2})^2}{R'_3[(R_H)^2 + (X_{C_2})^2]} + j \cdot \frac{R'_3 X_{C_2}}{R'_3[(R_H)^2 + (X_{C_2})^2]}.$$

Учтем, что ток базы транзистора равен разности потенциалов между базой и эмиттером, поделенной на входное сопротивление транзистора $h_{11.0\text{Э}}$:

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{\phi}_B - \dot{\phi}_{\text{Э}}}{h_{11}}.$$

Следовательно, ток источника тока в схеме замещения транзистора будет определяться равенством:

$$i = \dot{h}_{21} \cdot \frac{\dot{\phi}_B - \dot{\phi}_{\text{Э}}}{h_{11}},$$

где

$$\dot{h}_{21} = \frac{h_{21}(0) \cdot [1 - j \cdot (\omega / \omega_{\text{гп}})]}{1 + (\omega / \omega_{2\text{п}})^2},$$

$h_{21}(0)$ - статический коэффициент усиления тока базы транзистора (именно его мы определили выше из статических вольтамперных характеристик),

$\omega_{\text{гп}}$ - частота, на которой модуль параметра \dot{h}_{21} становится меньше в $\sqrt{2}$ раз.

Итак, по методу узловых потенциалов имеем систему линейных уравнений:

$$1) \dot{\phi}_{\text{Б}} \left[\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{h_{11}} + \frac{r(\omega C_1)^2}{(r\omega C_1)^2 + 1} + j \cdot \frac{\omega C_1}{(r\omega C_1)^2 + 1} \right] - \dot{\phi}_{\text{Э}} \frac{1}{h_{11}} = e \left[\frac{r(\omega C_1)^2}{(r\omega C_1)^2 + 1} + j \cdot \frac{\omega C_1}{(r\omega C_1)^2 + 1} \right];$$

$$2) -\dot{\phi}_{\text{Б}} \frac{1}{h_{11}} + \dot{\phi}_{\text{Э}} \left[\frac{1}{h_{11}} + \frac{1}{\dot{Z}} \right] = i = \dot{\phi}_{\text{Б}} \frac{\dot{h}_{21}}{h_{11}} - \dot{\phi}_{\text{Э}} \frac{\dot{h}_{21}}{h_{11}}. \quad (28)$$

Перепишем второе из этих уравнений в иной форме:

$$-\dot{\phi}_{\text{Б}} \frac{1 + \dot{h}_{21}}{h_{11}} + \dot{\phi}_{\text{Э}} \left[\frac{1 + \dot{h}_{21}}{h_{11}} + \frac{1}{\dot{Z}} \right] = 0.$$

Чтобы избежать громоздкости в формулах, произведем замены:

$$\dot{A} = \left[\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{h_{11}} + \frac{r(\omega C_1)^2}{(r\omega C_1)^2 + 1} + j \cdot \frac{\omega C_1}{(r\omega C_1)^2 + 1} \right]; \quad B = \frac{1}{h_{11}};$$

$$\dot{C} = e \left[\frac{r(\omega C_1)^2}{(r\omega C_1)^2 + 1} + j \cdot \frac{\omega C_1}{(r\omega C_1)^2 + 1} \right]; \quad \dot{D} = \frac{1 + \dot{h}_{21}}{h_{11}};$$

$$\dot{E} = \left[\frac{1 + \dot{h}_{21}}{h_{11}} + \frac{1}{\dot{Z}} \right]. \quad (29)$$

После таких замен наша система уравнений приобретает следующий вид:

- 1) $\dot{\phi}_B \cdot \dot{A} - \dot{\phi}_\Delta \cdot B = \dot{C}$;
- 2) $-\dot{\phi}_B \cdot \dot{D} + \dot{\phi}_\Delta \cdot \dot{E} = 0$

Эти уравнения можно переписать с учетом комплексности неизвестных потенциалов и коэффициентов:

- 1) $[\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B)] \cdot [\operatorname{Re}(\dot{A}) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{A})] - [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta)] \cdot B = [\operatorname{Re}(\dot{C}) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{C})]$;
 - 2) $-[\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B)] \cdot [\operatorname{Re}(\dot{D}) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{D})] + [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta)] \cdot [\operatorname{Re}(\dot{E}) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{E})] = 0$.
- (30)

Или:

- 1) $[\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{A}) - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{A})] + j \cdot [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{A}) + \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{A})] - \operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot B - j \cdot \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot B = [\operatorname{Re}(\dot{C}) + j \cdot \operatorname{Im}(\dot{C})]$;
- 2) $-\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{D}) - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{D}) - j \cdot [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{D}) + \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{D})] + [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Re}(\dot{E}) - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Im}(\dot{E})] + j \cdot [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Im}(\dot{E}) + \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Re}(\dot{E})] = 0$.

Эта последняя система из двух комплексных уравнений переходит в систему из четырех действительных уравнений относительно неизвестных действительных и мнимых частей потенциалов базы и эмиттера:

- 1а) $[\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{A}) - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{A})] - \operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot B = \operatorname{Re}(\dot{C})$;
- 1б) $[\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{A}) + \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{A})] - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot B = \operatorname{Im}(\dot{C})$;
- 2а) $-\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{D}) - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{D}) + [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Re}(\dot{E}) - \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Im}(\dot{E})] = 0$.
- 2б) $-\operatorname{Re}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Im}(\dot{D}) + \operatorname{Im}(\dot{\phi}_B) \cdot \operatorname{Re}(\dot{D}) + [\operatorname{Re}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Im}(\dot{E}) + \operatorname{Im}(\dot{\phi}_\Delta) \cdot \operatorname{Re}(\dot{E})] = 0$.

Из этой системы уравнений находятся реальные и мнимые части потенциалов $\dot{\phi}_B$ и $\dot{\phi}_\Delta$.

Далее находим:

$$\dot{I}_{\text{ВХ}} = \frac{e - \dot{\phi}_B}{r - j \cdot X_{C1}}; \quad \dot{U}_{\text{ВХ}} = e - r \dot{I}_{\text{ВХ}}; \quad \dot{U}_{\text{ВЫХ}} = \dot{\phi}_\Delta \frac{R_H}{R_H - j \cdot X_{C2}}; \quad \dot{I}_{\text{ВЫХ}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{R_H}.$$

Откуда получаем:

$$K_U = \frac{|\dot{U}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{U}_{\text{ВХ}}|}, \quad K_I = \frac{|\dot{I}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{I}_{\text{ВХ}}|},$$

В пределе очень больших емкостей C_1 и C_2 все величины в равенствах (28)-(30) можно считать действительными. Емкости C_1 и C_2 можно считать большими, если выполняются следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega_{\text{ниж}} C_1} \approx (0,05 \div 0,1) \frac{R_{12} h_{11}}{R_{12} + h_{11}}, \quad (31)$$

$$\frac{1}{\omega_{\text{ниж}} C_2} \approx (0,05 \div 0,1) R_H, \quad (32)$$

где $\omega_{\text{ниж}}$ – нижняя граничная частота частотного диапазона работы усилителя.

Схема ОБ.

Расчет по переменному току следует начинать с построения схемы, в которой транзистор заменяется четырехполюсником в H -параметрах. Целью расчета является определение входного и выходного сопротивлений усилительного каскада, а также вычисление его коэффициентов усиления по напряжению и по току. В приближенных расчетах принимают, что $h_{12} = 0$. Кроме того, можно полагать, что реактивное сопротивление емкости, шунтирующей резистор в цепи эмиттера, близко к нулю во всем диапазоне рабочих частот. Поэтому в расчетной схеме эмиттер транзистора соединяют с общим проводом. При расчетах по переменному току все источники постоянного напряжения замыкают накоротко. Ветви, содержащие источники постоянного тока, размыкают. В результате схема, представленная на рис. 11, превращается в схему, которая показана на рис. 17.

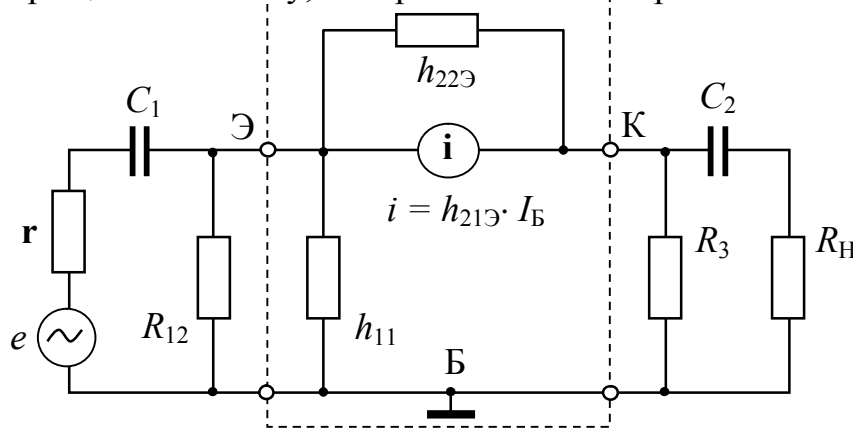


Рис. 17. Схема замещения для каскада ОБ, используемая для расчетов переменных составляющих токов и напряжений.

В этой схеме r – внутреннее сопротивление источника сигнала e , а сопротивление R_{12} определяется равенством:

$$R_{12} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (33)$$

Как и в схеме ОЭ, здесь нагрузкой источника тока i является комплексное сопротивление \dot{Z} , составленное из выходного сопротивления транзистора $1/h_{22}$, сопротивления R_3 , емкости C_2 и сопротивления нагрузки R_H . Выше мы нашли, что это комплексное сопротивление равно

$$\dot{Z} = \frac{[R_3' R_H (R_3' + R_H) + R_3' X_{C2}^2] + j \cdot X_{C2} (R_3')^2}{(R_3' + R_H)^2 + X_{C2}^2}, \quad (34)$$

где:

$$R_3' = \frac{(1/y_{22}) \cdot R_3}{(1/y_{22}) + R_3} = \frac{R_3}{R_4 y_{22} + 1},$$

$$X_{C2} = \frac{1}{\omega C_2}.$$

Таким образом, схема для расчетов по переменным составляющим токов и напряжений упрощается:

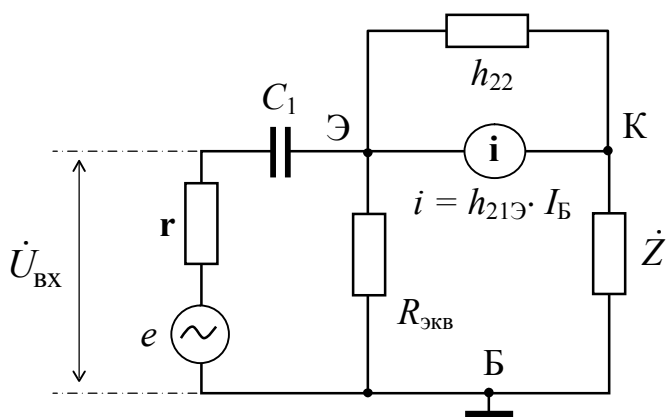


Рис.18. Упрощенная схема каскада ОБ, удобная для расчетов по переменным составляющим токов и напряжений.

Здесь

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_1 R_2 h_{11}}{R_1 R_2 + R_1 h_{11} + R_2 h_{11}}. \quad (35)$$

Отметим, что в схеме ОБ можно пренебречь влиянием h_{22} . Поэтому для расчетов используем следующую схему:

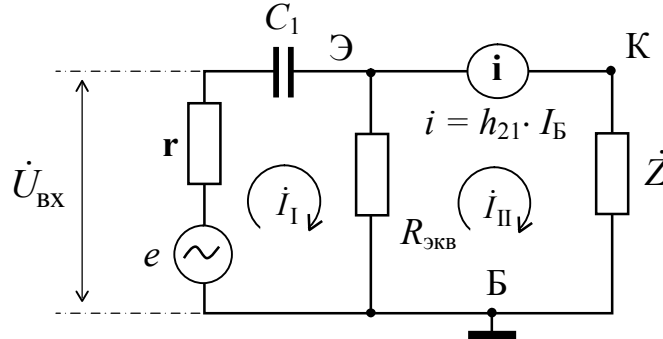


Рис.19. Упрощенная схема каскада ОБ, в которой положили $h_{22} = 0$.

Получили два токовых контура с комплексными токами \dot{I}_I и \dot{I}_{II} .

Согласно 2-му закону Кирхгофа для первого контура получаем равенство:

$$\dot{I}_I (r - j \cdot X_{C1} + R_{\text{ЭКВ}}) - \dot{I}_{II} \cdot R_{\text{ЭКВ}} = e. \quad (36)$$

Поскольку очевидно, что $\dot{I}_{II} = -i$, то равенство (36) примет вид:

$$\dot{I}_I (r - j \cdot X_{C1} + R_{\text{ЭКВ}}) = e - \dot{h}_{21} \cdot \dot{I}_B \cdot R_{\text{ЭКВ}}. \quad (37)$$

С другой стороны,

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{U}_{\text{ЭБ}}}{h_{11}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}} (\dot{I}_I + \dot{h}_{21} \cdot \dot{I}_B)}{h_{11}},$$

откуда

$$\dot{I}_B = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{(h_{11} + R_{\text{ЭКВ}} \dot{h}_{21})} \dot{I}_I.$$

Подставив последнее равенство в равенство (37), получаем:

$$\dot{I}_I \left(r - j \cdot X_{C1} + R_{\text{ЭКВ}} + \frac{\dot{h}_{21} (R_{\text{ЭКВ}})^2}{(h_{11} - R_{\text{ЭКВ}} \dot{h}_{21})} \right) = e,$$

откуда находим сначала \dot{I}_I , а затем \dot{I}_B и \dot{I}_{II} .

Очевидно, что

$$\dot{U}_{\text{ВХ}} = e + r \dot{I}_I,$$

$$\begin{aligned}\dot{U}_Z &= \dot{Z} \cdot \dot{I}_{II} = -\dot{h}_{21} \cdot \dot{I}_B \cdot \dot{Z}, \\ \dot{U}_{\text{ВЫХ}} &= \dot{U}_Z \cdot \frac{R_H}{R_H - j \cdot X_{C2}}; \\ \dot{I}_{\text{ВЫХ}} &= \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{R_H}.\end{aligned}$$

Поэтому остается найти:

$$K_U = \frac{|\dot{U}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{U}_{\text{ВХ}}|}, \quad K_I = \frac{|\dot{I}_{\text{ВЫХ}}|}{|\dot{I}_{\text{ВХ}}|}, \quad \dot{Z}_{\text{ВХ}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}}}{\dot{I}_I}, \quad R_{\text{ВЫХ}} \approx R_3.$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мощенский, Ю. В. Теоретические основы радиотехники : учебное пособие / Ю. В. Мощенский, А. С. Нечаев. – Санкт-Петербург : Лань, 2018. – 412 с. – Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/103907> (дата обращения: 16.02.2022).
2. Ситников, С. Ю. Интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре : учебное пособие / С. Ю. Ситников, Ю. К. Ситников. – Казань : КГЭУ, 2013. – 138 с.
3. Уланов, В. А. Электронные промышленные устройства : учебное пособие / В. А. Уланов. – Казань : КГЭУ, 2013. – 145 с.
4. Атабеков, Г. И. Основы теории цепей : учебник / Г. И. Атабеков. – Санкт-Петербург : Лань, 2017. – 412 с. – Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/91911> (дата обращения: 16.02.2022).
5. Остапенков, П. С. Особенности обработки радиосигналов в современных измерительных системах : учебное пособие / П. С. Остапенков, С. М. Смольский. – Москва : Курс, 2018. – 144 с.
6. Зырянов, Ю. Т. Основы радиотехнических систем : учебное пособие / Ю. Т. Зырянов, О. А. Белоусов, П. А. Федюнин. – Санкт-Петербург : Лань, 2015. – 168 с. – Текст : электронный // Лань : электронно-библиотечная система. – URL: <https://e.lanbook.com/book/67469> (дата обращения: 16.02.2022).

СОДЕРЖАНИЕ

1. Задание на выполнение курсовой работы.....	2
2. Варианты заданий на курсовую работу.....	3
3. I. Некоторые сведения из теории. Биполярный транзистор как четырёхполюсник.....	5
4. II. Основные схемы включения биполярного транзистора в режиме линейного усиления.....	7
5. III. Выбор рабочей точки биполярного транзистора для режима линейного усиления.....	8
6. IV. Графическое определение H-параметров биполярного транзистора по его вольтамперным характеристикам.....	13
7. V. Расчет по постоянному току.....	17
8. VI. Расчет по переменному току.....	23
9. Список литературы.....	34
10. Содержание.....	35