

Документ подписан простой электронной подписью

Информация о владельце:

ФИО: Ильшат Ринатович Мухаметзянов

Должность: директор

Дата подписания: 13.07.2023 14:34:25

Уникальный идентификатор документа: aba80b84033c9ef196388e9ea0434f90a87a40954ba279e84bche64f02d1d8d0

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Казанский национальный исследовательский технический

университет им. А.Н. Туполева-КАИ»

(КНИТУ-КАИ)

Чистопольский филиал «Восток»

**МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ К ПРАКТИЧЕСКИМ ЗАНЯТИЯМ**  
по дисциплине  
**ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ**

Индекс по учебному плану: **Б1.В.16**

Направление подготовки: **12.03.01 Приборостроение**

Квалификация: **Бакалавр**

Профиль подготовки: **Приборостроение**

Типы задач профессиональной деятельности: **проектно-конструкторская,  
производственно-технологическая**

Рекомендовано УМК ЧФ КНИТУ-КАИ

Чистополь  
2023 г.

## 1. Частотные и переходные характеристики простейших цепей

Практически во всех электрических схемах какой-либо сигнал подается на вход схемы (чаще всего это напряжение) и, соответственно, снимается с выхода. Инженеры часто пользуются понятием передаточной функции  $\underline{K}(f) = \underline{K}(j\omega)$ , которая представляет собой отношение напряжения, измеренного на выходе, к напряжению, действующему на входе.

Передаточную функцию также называют передаточной характеристикой или коэффициентом передачи схемы (по напряжению, если измеряется напряжение, или по току, если измеряется ток). Коэффициент передачи в самом общем случае комплексная величина и равна:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{U}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} e^{j\varphi_{U2}}}{U_{\text{ВХ}} e^{j\varphi_{U1}}} = \frac{U_2 e^{j\varphi_{U2}}}{U_1 e^{j\varphi_{U1}}} = K_U e^{j(\varphi_{U2} - \varphi_{U1})} = K_U e^{j(\varphi_{U2} - \varphi_{U1})}.$$

Модуль этой функции  $K_U = |\underline{K}_U(j\omega)|$  показывает зависимость от частоты амплитуды выходного гармонического сигнала и называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

Аргумент комплексной передаточной функции (коэффициента передачи), который равен

$$\psi_U = \varphi_{U_{\text{ВЫХ}}}(\omega) - \varphi_{U_{\text{ВХ}}}(\omega) = \varphi_{U2}(\omega) - \varphi_{U1}(\omega),$$

называют фазо-частотной характеристикой (ФЧХ). Эта характеристика показывает, как зависит от частоты сигнала разность фаз выходного и входного напряжения схемы, если речь идет о напряжении, или тока, если речь идет о токе.

Аналогично определяется коэффициент передачи по току:

$$\underline{K}_I(j\omega) = \frac{\underline{I}_{\text{ВЫХ}}}{\underline{I}_{\text{ВХ}}} = \frac{I_2}{I_1} = \frac{I_{\text{ВЫХ}} e^{j\varphi_{I2}}}{I_{\text{ВХ}} e^{j\varphi_{I1}}} = \frac{I_2 e^{j\varphi_{I2}}}{I_1 e^{j\varphi_{I1}}} = K_I e^{j(\varphi_{I2} - \varphi_{I1})} = K_I e^{j(\varphi_{I2} - \varphi_{I1})},$$

$$\psi_I = \varphi_{I_{\text{ВЫХ}}}(\omega) - \varphi_{I_{\text{ВХ}}}(\omega) = \varphi_{I2}(\omega) - \varphi_{I1}(\omega).$$

Любую электрическую схему можно в самом общем случае представить в виде четырехполюсника (рис. 1.1). Четырехполюсники бывают активными и пассивными. Активный четырехполюсник усиливает входной сигнал, поэтому в его составе имеются активные элементы, способные усиливать входной сигнал за счет энергии источника питания. Такими активными элементами являются обыч-

но транзисторы. В этом случае коэффициент передачи, как правило, называют коэффициентом усиления. Пассивные четырехполосники состоят из пассивных элементов (резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности) и в них энергия входного сигнала только рассеивается, теряется, поэтому сигнал на выходе схемы чаще всего меньше, чем на входе.

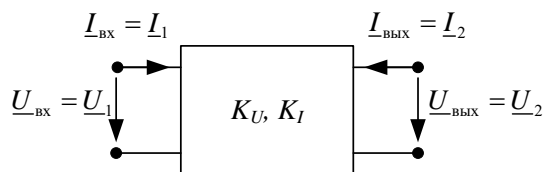


Рис. 1.1. Общий вид четырехполосника

Рассмотрим подробнее несколько простейших цепей из элементов  $R$ ,  $C$  и  $L$  (рис. 1.2). Все эти представленные схемы можно изобразить в самом общем виде – в виде эквивалентной электрической схемы (рис. 1.3). Если на вход данной цепочки подать напряжение  $\underline{U}_1$ , то по ней будет протекать ток  $\underline{I}$ . Очевидно, что напряжение на выходе схемы будет равно  $\underline{U}_2 = \underline{I}\underline{Z}_2$ . Тогда с учетом последовательного соединения  $\underline{Z}_1$  и  $\underline{Z}_2$  определим ток в этой цепи:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2}.$$

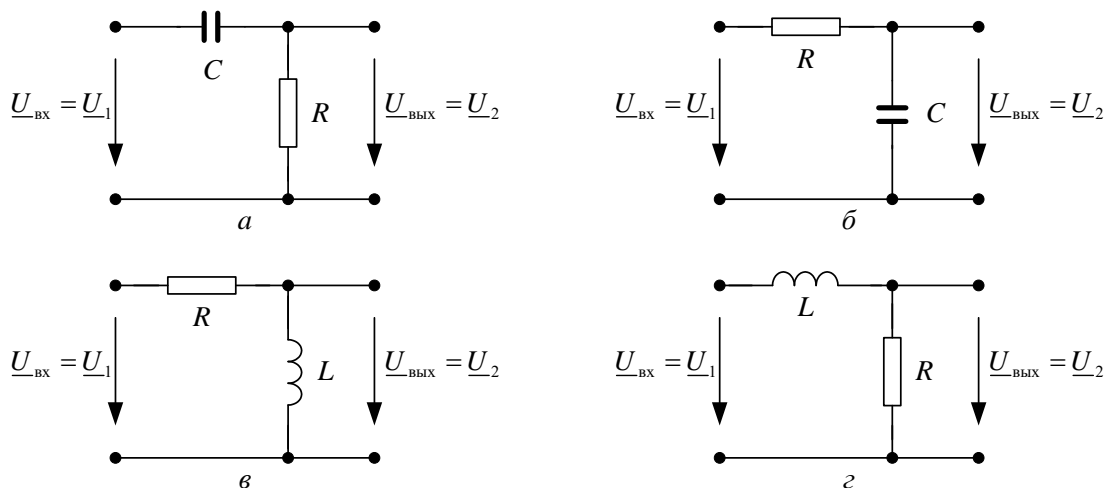


Рис. 1.2. Простейшие виды четырехполосников:  
а, в – Д; б, г – И цепочки

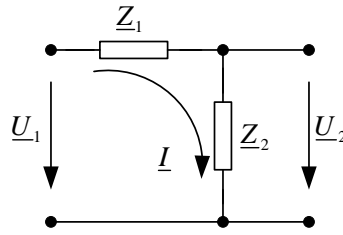


Рис. 1.3. Эквивалентная электрическая схема простейших цепей

Теперь можно найти искомый коэффициент передачи в общем виде для всех цепочек, представленных на рис. 1.2:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{IZ_2}{U_1} = \frac{U_1}{Z_1 + Z_2} \frac{Z_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (1.1)$$

Рассмотрим теперь цепочку на рис. 3.8, а. Учтем, что  $Z_1 = 1/j\omega C$ , а  $Z_2 = R$ .

Тогда коэффициент передачи этой цепи будет равен согласно формуле (3.3):

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau}} = \frac{1}{1 - j\frac{1}{\omega\tau}}, \quad (1.2)$$

где  $\tau = RC$  – постоянная времени данной цепи, как и в случае переходных процессов. Модуль коэффициента передачи:

$$K_U(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\text{Re})^2 + (\text{Im})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}}. \quad (1.3)$$

Аргумент коэффициента передачи:

$$\varphi = -\text{arctg} \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = -\text{arctg} \left( -\frac{1}{\omega\tau} \right) = \text{arctg} \left( \frac{1}{\omega\tau} \right). \quad (1.4)$$

По полученным формулам можно построить АЧХ и ФЧХ этой цепочки (рис. 1.4).

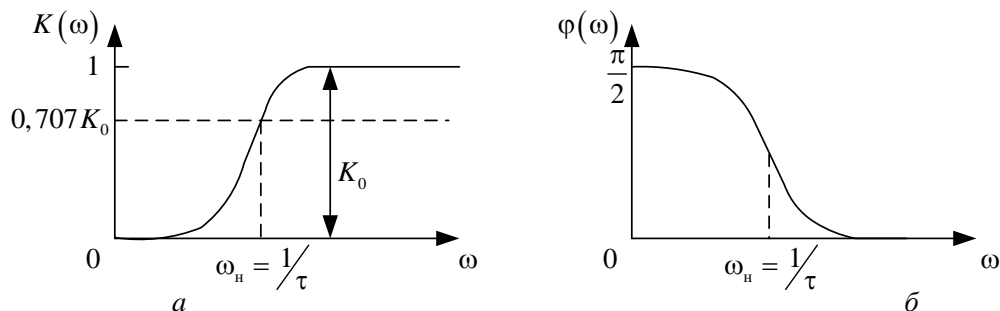


Рис. 1.4. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики фильтра верхних частот

Считается, что цепь пропускает частоты, для которых коэффициент передачи выше уровня  $K_0/\sqrt{2} = 0,707K_0$ . Частота, на которой коэффициент передачи равен данной величине, называется в данном случае нижней граничной частотой и равна  $\omega_n = 1/\tau$ . Как видно из АЧХ, цепочка на рис. 1.2, *a* пропускает только верхние частоты, выше нижней граничной частоты, поэтому ее можно назвать фильтром верхних частот. Из фазо-частотной характеристики следует, что в полосе пропускания фильтра, он дает фазовый сдвиг близкий к нулю, т.е.  $\varphi = 0$ .

Достаточно часто АЧХ изображают в логарифмическом масштабе для удобства построения и выражают в децибелах. Для нашего случая

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left( \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2}} \right) = -20 \lg \left( \sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega\tau}\right)^2} \right). \quad (1.5)$$

На низких частотах сигнала обычно выполняется условие  $1/\omega\tau \gg 1$ , тогда в формуле (1.5) единицей можно пренебречь и она приобретает вид

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg \frac{1}{\omega\tau} = 20 \lg \omega - 20 \lg \frac{1}{\tau}. \quad (1.6)$$

Это уравнение прямой от логарифмической переменной  $\lg \omega$ , поэтому при использовании логарифмического масштаба АЧХ *RC*-цепи представляют (аппроксимируют) отрезками двух прямых, поскольку на высоких частотах  $1/\omega\tau \ll 1$  и тогда в формуле (1.5) для высоких частот можно уже пренебречь слагаемым  $1/\omega\tau$  по сравнению с единицей:

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg 1 = 0. \quad (1.7)$$

Следовательно, АЧХ в логарифмическом масштабе будет описываться двумя прямыми отрезками (1.5) и (1.7) для разных диапазонов частот (рис. 1.5, *a*). Как видно из графика, в возрастающей части характеристики она имеет наклон 20 дБ на декаду, при этом прямые пересекаются в точке на частоте  $\omega_n = \frac{1}{\tau}$ . В этой точке пересечения максимальная погрешность аппроксимации достигает значения

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left( \sqrt{1 + \left( \frac{1}{\omega\tau} \right)^2} \right) = 20 \lg \sqrt{1+1} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}.$$

Фазо-частотные характеристики также можно аппроксимировать двумя прямыми отрезками:  $\varphi = \pi/2$  и  $\varphi = 0$ . Погрешность такой аппроксимации достигает максимального значения в точке на частоте  $\omega_H = 1/\tau$  и составит величину  $\pi/2$  (рис. 1.5, б).

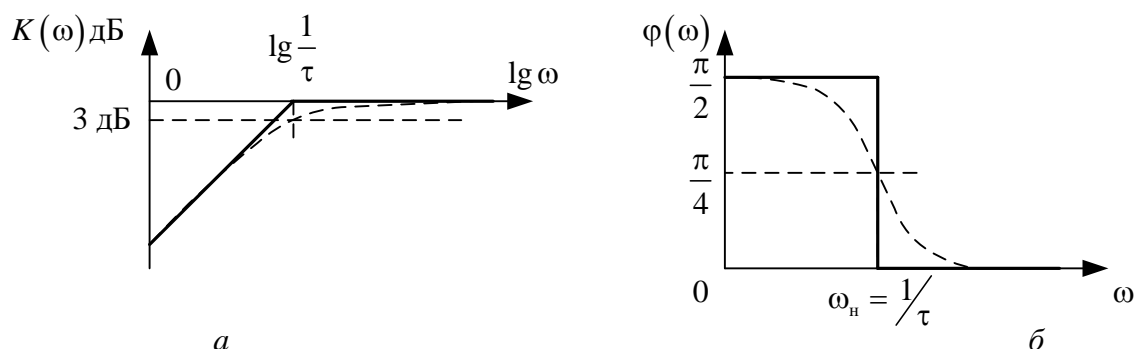


Рис. 1.5. Аппроксимация АЧХ (а) ФЧХ (б) фильтра верхних частот

Рассмотрим схему на рис. 1.2, б. Аналогично и для этой схемы по формуле (1.3), получим коэффициент передачи:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2} = \frac{\frac{1}{j\omega C}}{\frac{1}{j\omega C} + R} = \frac{1}{1 + j\omega RC} = \frac{1}{1 + j\omega\tau}, \quad (1.8)$$

где  $\tau = RC$  – по-прежнему постоянная времени данной цепи. Модуль коэффициента передачи:

$$K_U(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\text{Re})^2 + (\text{Im})^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}}.$$

Аргумент коэффициента передачи:

$$\varphi = -\text{arctg} \frac{\text{Im}}{\text{Re}} = -\text{arctg}(\omega\tau).$$

По полученным формулам можно построить АЧХ и ФЧХ этой цепочки (рис. 1.6).

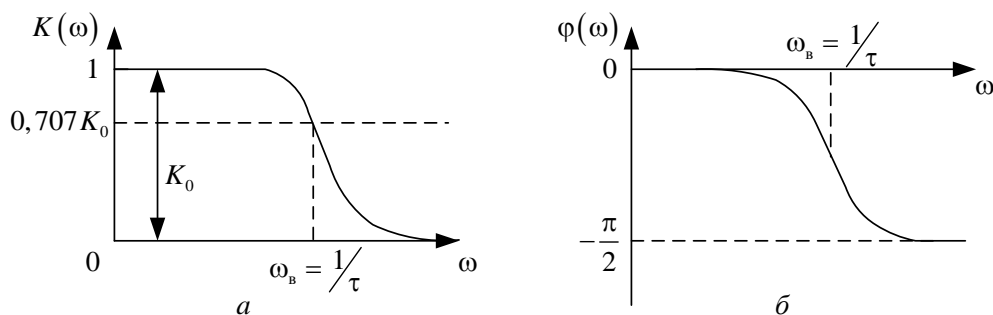


Рис. 1.6. Амплитудно-частотная (а) и фазо-частотная (б) характеристики фильтра нижних частот

Из АЧХ видно, что данная цепь пропускает только нижние частоты, поэтому ее еще называют фильтром нижних частот, а частота  $\omega_b = 1/\tau$  называется в этом случае верхней граничной частотой фильтра.

Аналогично выразим в децибелах коэффициент передачи (1.2) для этой цепи:

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left( \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \right) = -20 \lg \left( \sqrt{1 + (\omega\tau)^2} \right). \quad (1.9)$$

На низких частотах сигнала обычно выполняется условие  $\omega\tau \ll 1$ , тогда в формуле (1.9) вторым слагаемым по сравнению с единицей можно пренебречь

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg 1 = 0. \quad (1.10)$$

Выражение (1.10) означает, что в полосе пропускания фильтра нижних частот логарифм коэффициента передачи равен нулю. На верхних частотах, когда  $\omega\tau \gg 1$ , в формуле (1.9) пренебрегаем единицей, и она приобретает вид:

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = -20 \lg \left( \sqrt{(\omega\tau)^2} \right) = -20 \lg(\omega\tau) = 20 \lg \frac{1}{\tau} - 20 \lg \omega \quad (1.11)$$

Это также уравнение прямой от логарифмической переменной  $\lg \omega$ , т.е. при использовании логарифмического масштаба АЧХ данной RC-цепи можно аналогично аппроксимировать отрезками двух прямых, одна из которых является падающей со скоростью 20 дБ на декаду. Максимальная погрешность также наблюдается в точке на частоте  $\omega_b = \frac{1}{\tau}$ , в которой эти отрезки пересекаются (рис. 1.7, а),

и составляет

$$K_U(\omega) \text{ дБ} = 20 \lg \left( \sqrt{1 + (\omega\tau)^2} \right) = 20 \lg \sqrt{1+1} = 20 \lg \sqrt{2} = 3 \text{ дБ}$$

Аналогично фазо-частотные характеристики данной схемы можно аппроксимировать двумя прямыми отрезками:  $\varphi = \pi/2$  и  $\varphi = 0$ . Погрешность такой аппроксимации достигает максимального значения в точке на частоте  $\omega_b = 1/\tau$  и составит величину  $\pi/2$  (рис. 1.7, б).

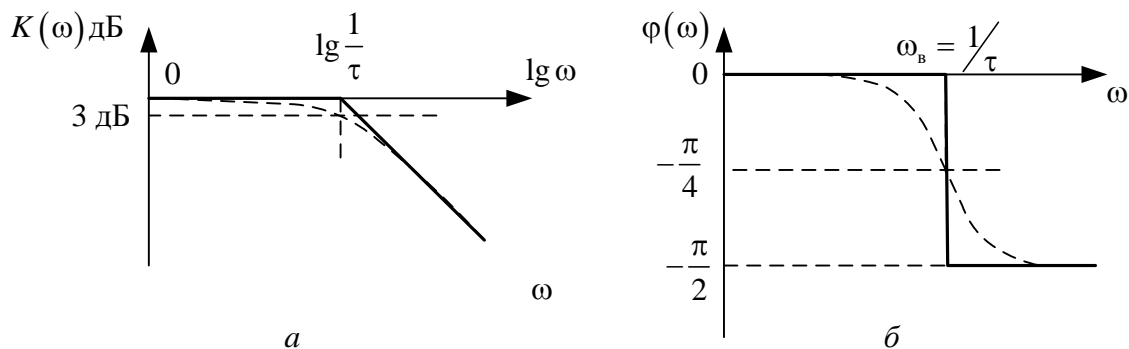


Рис. 1.7. Аппроксимация АЧХ (а) ФЧХ (б) фильтра нижних частот

Аналогично можно рассмотреть и схемы на рис. 1.2, в и з, формулы будут полностью идентичны, но постоянная времени будет равна  $\tau = L/R$ .

Кроме частотного подхода к исследованию цепей в электротехнике и электронике широко используется временной подход, при котором исследуемая цепь характеризуется переходной характеристикой. Переходной характеристикой или переходной функцией называют отклик цепи, т.е. напряжение на выходе цепи, при подаче на вход исследуемой схемы единичного скачка напряжения.

Единичный скачок напряжения – это импульс бесконечно большой (или очень большой) длительности (рис. 1.8).

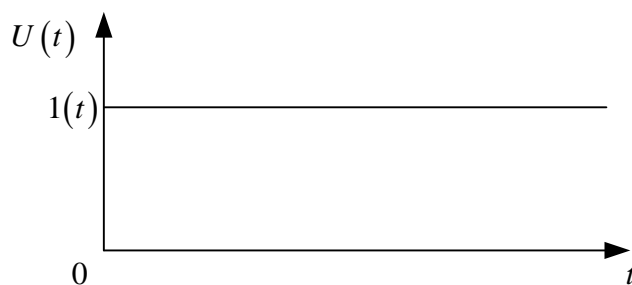


Рис. 1.8. Единичный скачок напряжения

Математически единичный скачок напряжения можно описать следующим образом:



$$\begin{aligned}
 t < 0 &\rightarrow U(t) = 0; \\
 t = 0 &\rightarrow U(t) = 1; \\
 t > 0 &\rightarrow U(t) = 1.
 \end{aligned}$$

Частотные и переходные характеристики, безусловно, связаны между собой, поскольку характеризуют свойство одной и той же цепи. Частотная характеристика определяет следующую связь между входным и выходным сигналом:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_U(j\omega)U_{\text{вх}}(t).$$

В случае подачи на вход единичного скачка напряжения  $U_{\text{вх}}(t) = 1(t)$ , тогда напряжение на выходе, следовательно, отклик цепи (переходная характеристика) будет равен

$$h(t) = U_{\text{вых}}(t) = K_U(j\omega)1(t). \quad (1.12)$$

Для определения переходной характеристики воспользуемся операторным методом (методом преобразования Лапласа). Для этого введем понятие оператор Лапласа:  $p = j\omega$ , при этом функция  $f(p)$  называется изображением, а функция времени  $h(t)$  – оригиналом. В нашем случае изображением является частотная характеристика, т.е. коэффициент передачи. Кроме того необходимо перевести единичный сигнал напряжения – это функция времени, в функцию оператора Лапласа. Для этого следует воспользоваться таблицей преобразования Лапласа, из которой следует, что  $1(t) = \frac{1}{p}$ . Тогда выражение (1.12) приобретет следующий вид:

$$h(t) = \frac{1}{p} K_U(p). \quad (1.13)$$

Теперь задача сводится только к нахождению оригинала от данной функции. Для этого необходимо привести выражение (1.13) к табличному виду. Используем для этой цели цепь на рис. 1.2, а, и полученное для нее выражение для коэффициента передачи (1.2)

$$h(t) = \frac{1}{p} K_U(p) = \frac{1}{p} \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau}} = \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}}. \quad (1.14)$$

Из таблицы преобразования Лапласа известно

$$\frac{1}{p+a} = e^{-at}.$$

Выражение (1.14) полностью совпадает с табличным, если  $a=1/\tau$ . Следовательно, искомая переходная характеристика для цепи на рис. 1.2,  $a$ , будет равна:

$$h(t) = e^{-\frac{t}{\tau}}, \quad (1.15)$$

а ее график представлен на рис. 1.9.

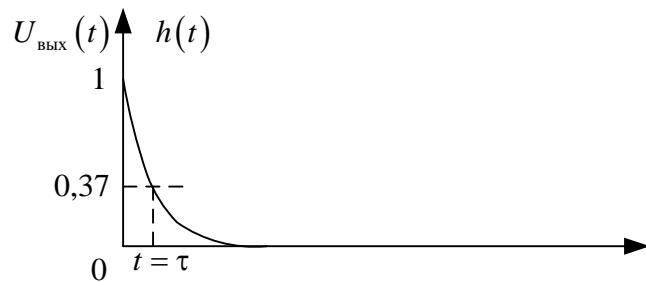


Рис. 1.9. Переходная характеристика фильтра верхних частот

Из графика видно, что когда входной сигнал является постоянным, то переходная характеристика равна нулю, а максимального значения она достигает в момент времени  $t=0$ , когда входной сигнал имеет максимальную скорость изменения. Из математики известно, что таким образом ведет себя производная, следовательно, переходная характеристика для данной цепи представляет собой производную от входного сигнала, другими словами. дифференциал от входного сигнала, поэтому данная схема называется дифференцирующей цепочкой.

В случае импульса конечной длительности на выходе дифференцирующей цепи будут два импульса разной полярности (рис. 1.10). Это свойство дифференцирующих цепочек часто используется в электронике для получения запускающих коротких импульсов нужной полярности.

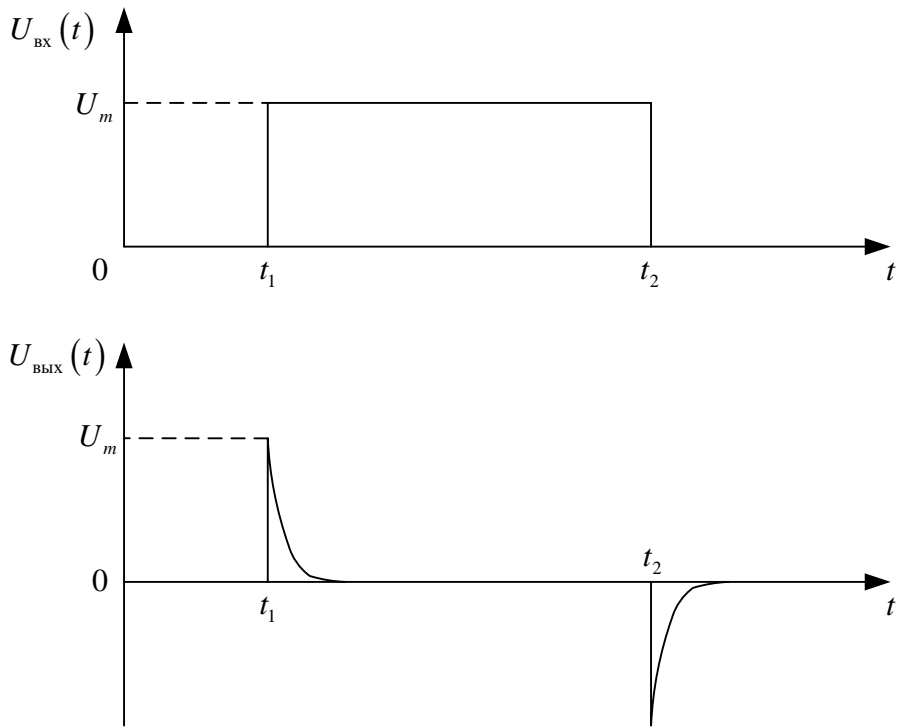


Рис. 1.10. Сигналы на входе и выходе дифференцирующей цепи

Рассмотрим теперь схему на рис. 1.2, б, и выражение для коэффициента передачи (1.8). Выражение (1.13) для данной схемы приобретет вид:

$$h(t) = \frac{1}{p} K_U(p) = \frac{1}{p} \frac{1}{1 + p\tau} = \frac{1}{p} \frac{1}{\tau} \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}} = \frac{1}{\tau} \left( \frac{1}{p} - \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}} \right). \quad (1.16)$$

Табличная функция преобразований Лапласа:

$$\frac{1}{p} - \frac{1}{p + a} = \frac{1}{a} (1 - e^{-at}). \quad (1.17)$$

Из сравнения формул (1.16) и (1.17) следует, что выражение в скобках формулы (1.16) и сама формула (1.17) полностью идентичны при условии, что  $a = 1/\tau$ . Тогда окончательно для переходной характеристики исследуемой цепи получаем:

$$h(t) = \frac{1}{\tau} \left( \frac{1}{p} - \frac{1}{p + \frac{1}{\tau}} \right) = \frac{1}{\tau} \left( \frac{1}{\tau} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \right) = \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right). \quad (1.18)$$

График этой функции показан на рис. 1.11.

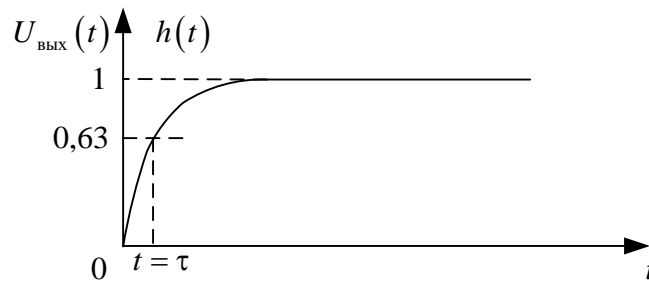


Рис. 1.11. Сигнал на выходе фильтра нижних частот

Из графика видно, что переходная характеристика (отклик) этой схемы представляет собой площадь под сигналом. Из математики известно, что площадь – это интеграл, следовательно, данная схема интегрирует входной сигнал, поэтому и называется интегрирующей цепочкой.

Таким образом, зная переходную характеристику, например наблюдая ее экспериментально на осциллографе, можно постоянную времени цепи. Для падающей экспоненты она определяется на уровне 0,37 от максимального значения переходной характеристики (рис. 1.9), а для восходящей – на уровне 0,63. Напомним, что для АЧХ постоянная времени цепи определяется на уровне 0,707.

Домашнее задание: по приведенной выше методике рассчитать и построить АЧХ и ФЧХ моста Вина (рис. 1.12).

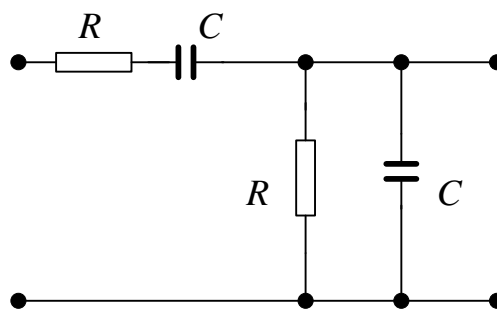


Рис. 1.12. Мост Вина

Примеры заданий для контрольной и самостоятельной работы по приведенной выше методике представлены в фонде оценочных средств для данной дисциплины.

## 2. Теория четырехполюсников

Рассмотрим пассивный линейный четырехполюсник, состоящий из элементов  $R$ ,  $C$  и  $L$  (рис. 2.1). Любой четырехполюсник характеризуется четырьмя величинами: входными током и напряжением и выходными током и напряжением. Только две из этих величин являются независимыми.

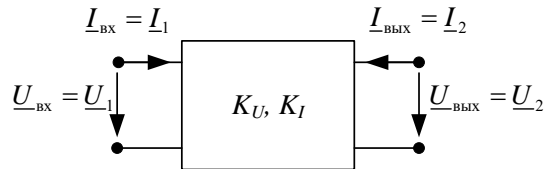


Рис. 2.1. Общий вид четырехполюсника

Уравнения четырехполюсника устанавливают взаимную связь между токами и напряжениями во внешних контурах:  $I_1$ ,  $U_1$ ,  $I_2$ ,  $U_2$ . Если предположить, что две из перечисленных величин представляют собой воздействие (математически – аргументы, т.е. независимые величины), то остальные две реакцию (функцию) четырехполюсника на данное воздействие.

Всего возможны шесть вариантов воздействий и соответствующих реакций, или, другими словами, шесть форм уравнений, связывающих токи и напряжения во внешних контурах. Рассмотрим несколько систем таких уравнений:

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= z_{11} \underline{I}_1 + z_{12} \underline{I}_2, \\ \underline{U}_2 &= z_{21} \underline{I}_1 + z_{22} \underline{I}_2, \end{aligned}$$

где коэффициенты  $z_{ij}$  называются  $z$ -параметрами четырехполюсника и имеют размерность сопротивлений. В качестве независимых переменных выбраны токи во внешних контурах. Данную систему уравнений можно представить и в виде матриц:

$$\begin{vmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} z_{11} & z_{12} \\ z_{21} & z_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \end{vmatrix}.$$

Следующую систему уравнений можно построить, взяв за независимые переменные напряжения

$$\begin{aligned} \underline{I}_1 &= y_{11} \underline{U}_1 + y_{12} \underline{U}_2, \\ \underline{I}_2 &= y_{21} \underline{U}_1 + y_{22} \underline{U}_2. \end{aligned}$$

Здесь, аналогично, коэффициенты  $\underline{y}_{ij}$  называются  $y$ -параметрами и имеют размерность проводимостей.

В следующей системе уравнений независимыми величинами являются входной ток  $I_1$  и выходное напряжение  $U_2$ .

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{h}_{11} \underline{I}_1 + \underline{h}_{12} \underline{U}_2, \\ \underline{I}_2 &= \underline{h}_{21} \underline{I}_1 + \underline{h}_{22} \underline{U}_2. \end{aligned}$$

Это система  $h$ -параметров. В ней  $h$ -параметры являются гибридными и имеют различную размерность. Именно данная система параметров оказалась удобной для расчета работы транзисторов, поэтому она часто используется в электронике.

Можно в качестве независимых переменных выбрать выходные величины четырехполюсника

$$\begin{aligned} \underline{U}_1 &= \underline{a}_{11} \underline{U}_2 + \underline{a}_{12} \underline{I}_2, \\ \underline{I}_1 &= \underline{a}_{21} \underline{U}_2 + \underline{a}_{22} \underline{I}_2. \end{aligned}$$

Эта система  $a$ -параметров удобна для описания передачи энергии от входных выводов четырехполюсника к выходным, поскольку только в данном случае направление выходного тока  $I_2$  выбирается от четырехполюсника (рис. 2.2).

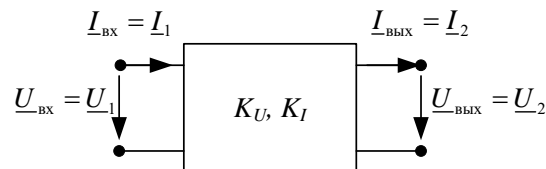


Рис. 2.2. Общий вид четырехполюсника для системы  $a$ -параметров

Следует обратить внимание на то, что при  $I_2 = 0$  из первого уравнения системы  $a$ -параметров получаем  $\underline{a}_{11} = \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_2}$  или  $\underline{K}_U(j\omega) = \frac{1}{\underline{a}_{11}} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}$ . Аналогично, при

$\underline{U}_2 = 0$  из второго уравнения системы получаем  $\underline{a}_{22} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{I}_2}$  или  $\underline{K}_I(j\omega) = \frac{1}{\underline{a}_{22}} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$ .

Различают четырехполюсники симметричные и несимметричные. Четырехполюсник является симметричным в том случае, когда перемена местами его входных и выходных выводов не изменяет токов и напряжений в цепи, с которой он соединен. В этом случае для четырехполюсника выполняются условия:

$$\underline{z}_{11} = \underline{z}_{22}, \quad \underline{y}_{11} = \underline{y}_{22}, \quad \underline{a}_{11} = \underline{a}_{22}.$$

Четырехполусник называется обратимым, если отношение напряжения на входе к току на выходе, или, что то же самое, передаточное сопротивление входного и выходного контуров не зависит от того, какая из двух пар выводов является входной и какая выходной. При этом выполняются условия:

$$\underline{z}_{12} = \underline{z}_{21}, \quad \underline{y}_{12} = \underline{y}_{21}, \quad \underline{a}_{11}\underline{a}_{22} - \underline{a}_{12}\underline{a}_{21} = \frac{\underline{y}_{12}}{\underline{y}_{21}} = 1.$$

Пассивные четырехполусники являются обратимыми. Симметричный четырехполусник всегда обратим. Благодаря этим свойствам, например для симметричного четырехполусника, достаточно вычислить только два параметра вместо четырех.

Чтобы рассчитать реальную схему, иногда ее выгоднее разбить на несколько простых известных четырехполусников, соединенных между собой различным образом. Каждое соединение обладает своими свойствами. Рассмотрим несколько таких соединений в общей форме.

Каскадное соединение четырехполусников, пожалуй, наиболее часто встречающееся в электронных устройствах, например в усилителях (рис. 2.3).

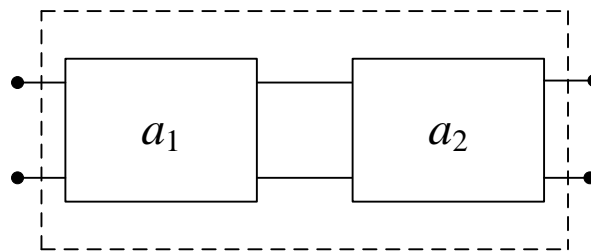


Рис. 2.3. Каскадное соединение четырехполусников

При таком соединении матрицы отдельных четырехполусников ( $|a_1|$  и  $|a_2|$ ) перемножаются, то есть  $|a| = |a_1||a_2|$ . Из правил умножения матриц следует, что  $a_{11} = a_{11}^1 a_{11}^2$ , где  $a_{11}^1$  принадлежит первой матрице, а  $a_{11}^2$  – второй. Отсюда следует

$$a_{11} = a_{11}^1 a_{11}^2 \rightarrow K_U = \frac{1}{a_{11}} = \frac{1}{a_{11}^1 a_{11}^2} = K_U^1 K_U^2.$$

Следовательно, при каскадном соединении четырехполусников общий коэффициент передачи по напряжению равен произведению коэффициентов пере-

дачи отдельных четырехполосников. Аналогичное рассуждение можно провести и для коэффициента передачи по току. Данное свойство широко используется при расчете коэффициентов усиления по току и напряжению многокаскадных усилителей.

Последовательное соединение четырехполосников (рис. 2.4).

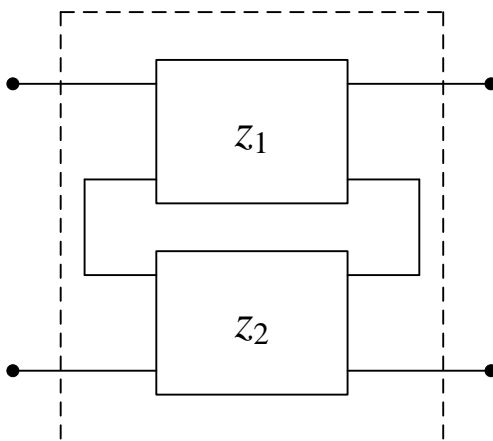


Рис. 2.4. Последовательное соединение четырехполосников

В этом случае складываются матрицы  $z$ :  $|z| = |z_1| + |z_2|$ .

Параллельное соединение четырехполосников (рис. 2.5).

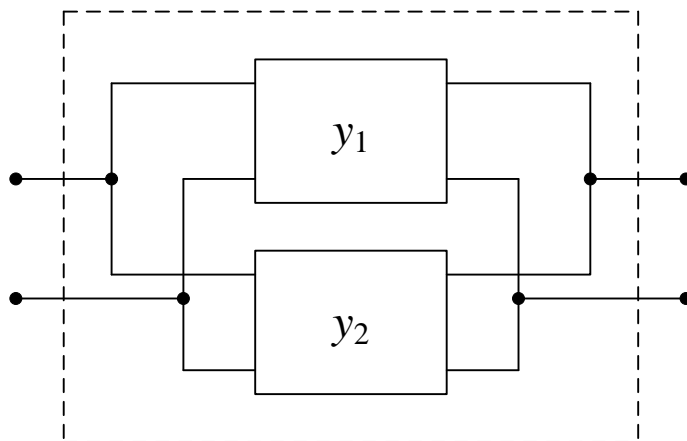


Рис. 2.5. Параллельное соединение четырехполосников

При таком соединении, чтобы получить параметры общей схемы, необходимо сложить матрицы  $y$  отдельных четырехполосников:  $|y| = |y_1| + |y_2|$ .

Последовательно-параллельное соединение четырехполосников (рис. 2.6).



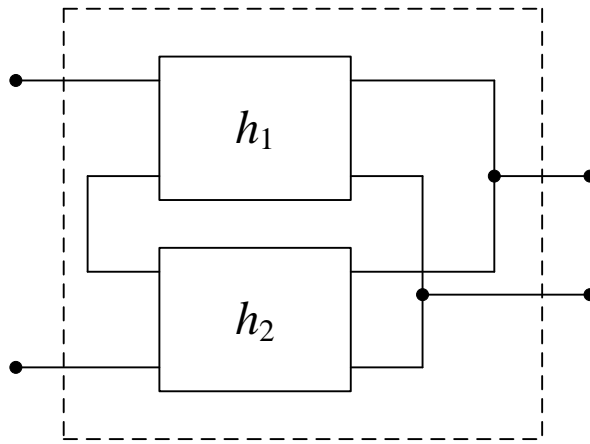


Рис. 2.6. Последовательно-параллельное соединение четырехполюсников

В этом случае складываются матрицы  $h$ :  $|h| = |h_1| + |h_2|$ .

Параллельно-последовательное соединение четырехполюсников (рис. 2.7).

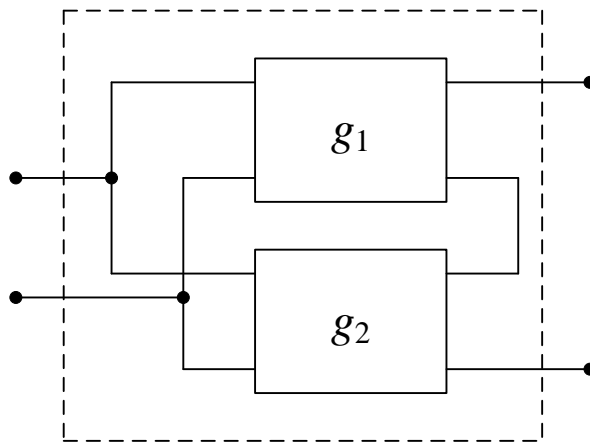


Рис. 2.7. Параллельно-последовательное соединение четырехполюсников

При таком соединении необходимо сложить матрицы  $g$ :  $|g| = |g_1| + |g_2|$ .

Таким образом, при расчете сложных схем их нужно разбить на несколько простых схем, соединенных определенным способом, и составить систему уравнений для отдельных частей схемы в тех параметрах, которые зависят от схемы соединений.

В первую очередь для четырехполюсника важны следующие параметры: коэффициент передачи по напряжению  $K_U(j\omega)$ , коэффициент передачи по току  $K_I(j\omega)$ , входное сопротивление четырехполюсника  $z_{вх}(j\omega)$  и выходное сопротивление  $z_{вых}(j\omega)$  при произвольной нагрузке. Непосредственно из уравнений четырехполюсника можно выразить эти величины, например через  $z$ -параметры

$$\begin{aligned}\underline{U}_1 &= \underline{z}_{11}\underline{I}_1 + \underline{z}_{12}\underline{I}_2, \\ \underline{U}_2 &= \underline{z}_{21}\underline{I}_1 + \underline{z}_{22}\underline{I}_2.\end{aligned}\quad (2.1)$$

С учетом подключения произвольной нагрузки к четырехполюснику схема будет выглядеть следующим образом (рис. 2.8).

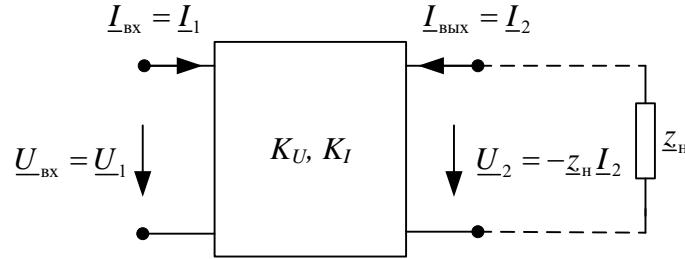


Рис. 2.8. Общий вид четырехполюсника с произвольной нагрузкой

Принимая во внимание заданные направления тока, получаем, что  $\underline{U}_2 = -\underline{z}_n \underline{I}_2$ . Подставляем данное значение во второе уравнение системы (2.1)

$$-\underline{z}_n \underline{I}_2 = \underline{z}_{11}\underline{I}_1 + \underline{z}_{22}\underline{I}_2. \quad (2.2)$$

Из уравнения (2.2) легко можно получить коэффициент передачи четырехполюсника по току

$$\underline{K}_I(j\omega) = \frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1} = -\frac{\underline{z}_{21}}{\underline{z}_{22} + \underline{z}_n}. \quad (2.3)$$

Из анализа данного выражения следует, что при  $\underline{z}_n = \infty$ , то есть в случае холостого хода,  $\underline{K}_I(j\omega) = 0$ , а при коротком замыкании на выходе, то есть при  $\underline{z}_n = 0$  коэффициент будет максимальным и равным  $\underline{K}_I(j\omega) = -\frac{\underline{z}_{21}}{\underline{z}_{22}}$ .

Из уравнения (2.2) можно выразить величину выходного тока

$$\underline{I}_2 = -\frac{\underline{z}_{21}}{\underline{z}_{22} + \underline{z}_n} \underline{I}_1. \quad (2.4)$$

Это выражение (2.4) подставляем в первое уравнение системы (2.1) и находим входное сопротивление четырехполюсника

$$\begin{aligned}\underline{U}_1 &= \underline{z}_{11}\underline{I}_1 - \underline{z}_{12} \frac{\underline{z}_{21}}{\underline{z}_{22} + \underline{z}_n} \underline{I}_1 = \left( \underline{z}_{11} - \frac{\underline{z}_{12}\underline{z}_{21}}{\underline{z}_{22} + \underline{z}_n} \right) \underline{I}_1, \\ \underline{z}_{\text{вх}} &= \frac{\underline{U}_1}{\underline{I}_1} = \underline{z}_{11} - \frac{\underline{z}_{12}\underline{z}_{21}}{\underline{z}_{22} + \underline{z}_n}\end{aligned}\quad (2.5)$$

Если проанализировать данное выражение, то получим, что при  $z_H = \infty$ , то есть в случае холостого хода,  $z_{\text{вх}} = z_{11}$ , а при коротком замыкании на выходе, то есть при  $z_H = 0$  входное сопротивление будет минимальным и равным

$$z_{\text{вх}} = z_{11} - \frac{z_{12} z_{21}}{z_{22}}.$$

Коэффициент передачи по напряжению можно получить, используя уже полученные выражения (2.3) и (2.5).

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{-z_H I_2}{z_{\text{вх}} I_1} = \frac{I_2}{I_1} \frac{-z_H}{z_{\text{вх}}} = \underline{K}_I \frac{-z_H}{z_{\text{вх}}} = -\frac{z_{21}}{z_{22} + z_H} \frac{-z_H}{z_{11} - \frac{z_{12} z_{21}}{z_{22} + z_H}}.$$

Далее приводим полученное выражение к общему знаменателю:

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{z_{21} z_H}{z_{11} z_{22} - z_{12} z_{21} + z_{11} z_H}. \quad (2.6)$$

Из анализа полученного выражения (2.6) для коэффициента передачи четырехполюсника по напряжению следует, что при  $z_H = \infty$ , то есть в случае холостого хода,  $\underline{K}_U(j\omega) = \frac{z_{21}}{z_{11}}$ , а при коротком замыкании на выходе, то есть при  $z_H = 0$  коэффициент будет минимальным и равным  $\underline{K}_U(j\omega) = 0$ . Таким образом, зависимость коэффициентов передачи по току (2.3) и напряжению (2.6) от сопротивления нагрузки имеет противоположный характер.

Выражая  $h$ - или  $a$ -параметры через полученные  $z$ -параметры, что можно сделать, пользуясь известными таблицами, получим выражения для коэффициентов передачи и входного сопротивления в нужных параметрах. Также можно получить значения этих величин непосредственно из систем уравнений, как это сделано выше для системы  $z$ -параметров.

Например, выразим непосредственно из системы  $a$ -параметров те же самые величины:  $K_U(j\omega)$ ,  $K_I(j\omega)$ ,  $z_{\text{вх}}(j\omega)$  при произвольной нагрузке.

$$\begin{aligned} U_1 &= a_{11} U_2 + a_{12} I_2, \\ I_1 &= a_{21} U_2 + a_{22} I_2. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Схема четырехполюсника для данного случая представлена на рис. 2.9.

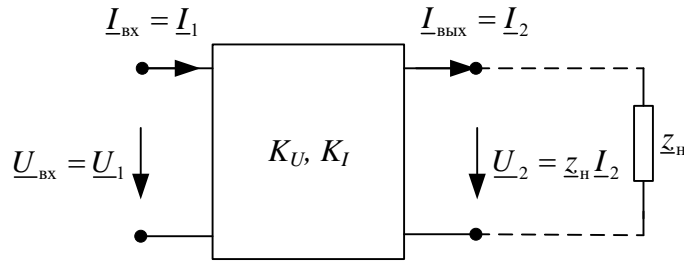


Рис. 2.9. Общий вид четырехполюсника с произвольной нагрузкой для системы  $a$ -параметров

Учтем, что, как показано на рис. 2.4,  $U_2 = z_H I_2$ . Разделим первое уравнение системы (2.7) на второе:

$$z_{\text{вх}} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{a_{11}U_2 + a_{12}I_2}{a_{21}U_2 + a_{22}I_2} = \frac{a_{11}z_H I_2 + a_{12}I_2}{a_{21}z_H I_2 + a_{22}I_2} = \frac{a_{11}z_H + a_{12}}{a_{21}z_H + a_{22}}. \quad (2.8)$$

Из выражения (2.8) для входного сопротивления четырехполюсника следует, что при  $z_H = \infty$ , то есть в случае холостого хода,  $z_{\text{вх}} = \frac{a_{11}}{a_{21}}$ , а при коротком замыкании на выходе, то есть при  $z_H = 0$  будет равно  $z_{\text{вх}} = \frac{a_{12}}{a_{22}}$ .

Подставим значение  $U_2 = z_H I_2$  во второе уравнение системы (2.7)

$$I_1 = a_{21}z_H I_2 + a_{22}I_2. \quad (2.9)$$

Из этого выражения (2.9) легко можно получить значение коэффициента передачи четырехполюсника по току

$$\underline{K}_I(j\omega) = \frac{I_2}{I_1} = \frac{1}{a_{21}z_H + a_{22}}, \quad (2.10)$$

который ведет себя аналогичным образом, как уже описано выше: при  $z_H = \infty$ , то есть в случае холостого хода,  $\underline{K}_I(j\omega) = 0$ , а при коротком замыкании на выходе, то есть при  $z_H = 0$  коэффициент будет максимальным и равным  $\underline{K}_I(j\omega) = -\frac{1}{a_{22}}$ .

Выражение для коэффициента передачи четырехполюсника по напряжению получим, используя уже известные величины (2.8) и (2.10).

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{U_2}{U_1} = \frac{z_H I_2}{z_{\text{вх}} I_1} = \frac{I_2}{I_1} \frac{z_H}{z_{\text{вх}}} = \underline{K}_I \frac{z_H}{z_{\text{вх}}} = \frac{1}{a_{21}z_H + a_{22}} \frac{z_H}{\frac{a_{11}z_H + a_{12}}{a_{21}z_H + a_{22}}}.$$

Из полученного уравнения следует, что коэффициент передачи четырехполюсника по напряжению равен

$$\underline{K}_U(j\omega) = \frac{\underline{z}_H}{\underline{a}_{11}\underline{z}_H + \underline{a}_{12}}. \quad (2.11)$$

Анализ полученного выражения (2.11) показывает, что коэффициент передачи четырехполюсника по напряжению при  $\underline{z}_H = \infty$ , то есть в случае холостого хода,  $\underline{K}_U(j\omega) = \frac{1}{\underline{a}_{11}}$ , а при коротком замыкании на выходе, то есть при  $\underline{z}_H = 0$  коэффициент будет минимальным и равным  $\underline{K}_U(j\omega) = 0$ . Следовательно, зависимость коэффициента передачи по току для системы  $a$ -параметров полностью аналогична зависимости, полученной ранее для системы  $z$ -параметров.

Таким образом, зависимость коэффициентов передачи по току и напряжению, входного сопротивления от величины нагрузки полностью идентична для различных систем параметров. Это вполне логично, поскольку все системы параметров описывают один и тот же четырехполюсник.

Схема внутри самого четырехполюсника может быть достаточно сложной или вообще неизвестной. Поэтому электрическую схему реального четырехполюсника можно заменить сравнительно простой эквивалентной схемой.

Эквивалентной электрической схемой четырехполюсника называют такую схему, которой можно заменить реальный четырехполюсник, при этом внешние токи ( $I_1, I_2$ ) и напряжения ( $U_1, U_2$ ) после замены не изменяются. Обычно эквивалентные схемы выбирают так, чтобы они имели минимальное число элементов. Наиболее распространены Т-образные и П-образные схемы (рис. 2.10, 2.11), иначе они называются соединением звезда и треугольник.

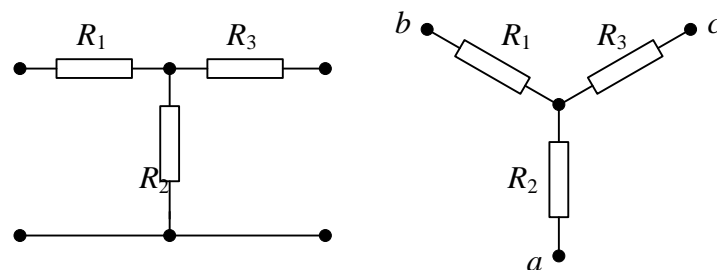


Рис. 2.10. Т-образная эквивалентная электрическая схема (звезда)

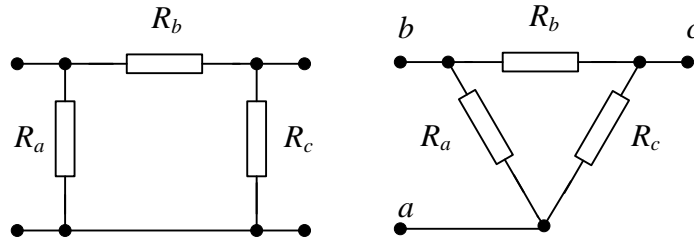


Рис. 2.11. П-образная эквивалентная электрическая схема (треугольник)

Очевидно, условия эквивалентности должны выполняться и при обрыве проводов, подходящих к узлам "a", "b", "c". Например, при обрыве провода, подходящего к узлу "a" сопротивления между точками "b" и "c" в треугольнике и звезде должны быть одинаковы, то есть:

$$\frac{R_b(R_a + R_c)}{R_b + R_a + R_c} = R_1 + R_3.$$

Рассуждая аналогичным образом, можно записать:

$$\frac{R_c(R_a + R_b)}{R_c + R_a + R_b} = R_2 + R_3; \quad \frac{R_a(R_b + R_c)}{R_a + R_b + R_c} = R_1 + R_2.$$

Решая полученную систему уравнений относительно  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$ , получим формулы эквивалентного преобразования треугольника в звезду:

$$R_1 = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b + R_c}; \quad R_2 = \frac{R_a R_c}{R_a + R_b + R_c}; \quad R_3 = \frac{R_b R_c}{R_a + R_b + R_c}.$$

Решая систему относительно  $R_a$ ,  $R_b$  и  $R_c$  получим формулы преобразования звезды в треугольник:

$$R_a = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_1}; \quad R_b = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_2}; \quad R_c = \frac{R_1 R_2 + R_2 R_3 + R_3 R_1}{R_3}.$$

В частном случае, когда сопротивления звезды или треугольника одинаковы, эти формулы упрощаются:

$$R_{\text{треуг}} = 3R_{\text{звезда}}; \quad R_{\text{звезда}} = \frac{1}{3}R_{\text{треуг}}.$$

Применяя Т- или П-образные эквивалентные электрические схемы, можно для них получить выражения для  $z$ -,  $y$ -,  $a$ -параметров и далее использовать теорию четырехполюсников для расчета необходимых параметров исследуемой цепи.

Домашнее задание: используя выше приведенную методику рассчитать и построить АЧХ и ФЧХ симметричного двойного Т-моста (2Т-мост) (рис. 2.12).

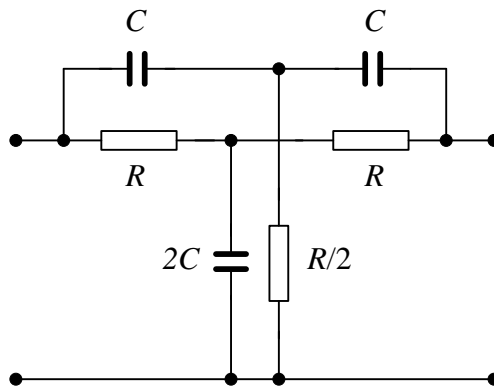


Рис. 2.12. Симметричный 2Т-мост

### 3. Расчет усилительного режима биполярных транзисторов

Расчет усилительного режима биполярного транзистора включает следующие основные этапы:

1. Выбор транзистора и элементной базы.
2. Расчет статического режима (т.е. расчет транзистора по постоянному току).
3. Расчет динамического режима (т.е. расчет транзистора по переменному току).

Как правило, на практике при проектировании усилителя инженеру даются исходные данные:

- входное ( $U_{вх}$ ) и выходное ( $U_{вых}$ ) напряжение усилителя (или коэффициенты усиления усилителя по току  $K_I$  и по напряжению  $K_U$ );
- входное сопротивление усилителя ( $R_{вх}$ );
- сопротивление нагрузки ( $R_n$ );
- полоса пропускания усилителя  $\Delta f = f_v - f_n$ , где  $f_n$ ,  $f_v$  – нижняя и верхняя граничные частоты усиления;
- диапазон рабочих температур  $T_0 \pm \Delta T$ ;
- напряжение источника питания  $E_k$ .

Число исходных параметров, формируемых потребителем, может быть больше, либо меньше приведенных.

#### Расчет статического режима работы биполярного транзистора по постоянному току

Расчет статического режима состоит в определении постоянных токов и напряжений на выводах транзисторов, а также потребляемой мощности. Расчет начинается с задания рабочей точки на входной и выходной вольт-амперной характеристиках (ВАХ) транзистора. После этого по закону Ома рассчитываются сопротивления резисторов для выбранной схемы каскада. Расчет завершается



определением коэффициента температурной нестабильности  $S$  и приращения коллекторного тока при изменении температуры  $T$ .

Задание рабочей точки означает задание ее положения на входной и выходной характеристиках (рис. 3.1). Из рисунка 3.1 видно, что задание сопротивления коллекторной нагрузки  $R_k$  фиксирует положение рабочей точки в пределах нагрузочной прямой. Задание тока базы (в данном случае  $I_{б3}$ ) фиксирует положение рабочей точки уже на одной точке нагрузочной прямой (точка "А" на рис. 3.1).

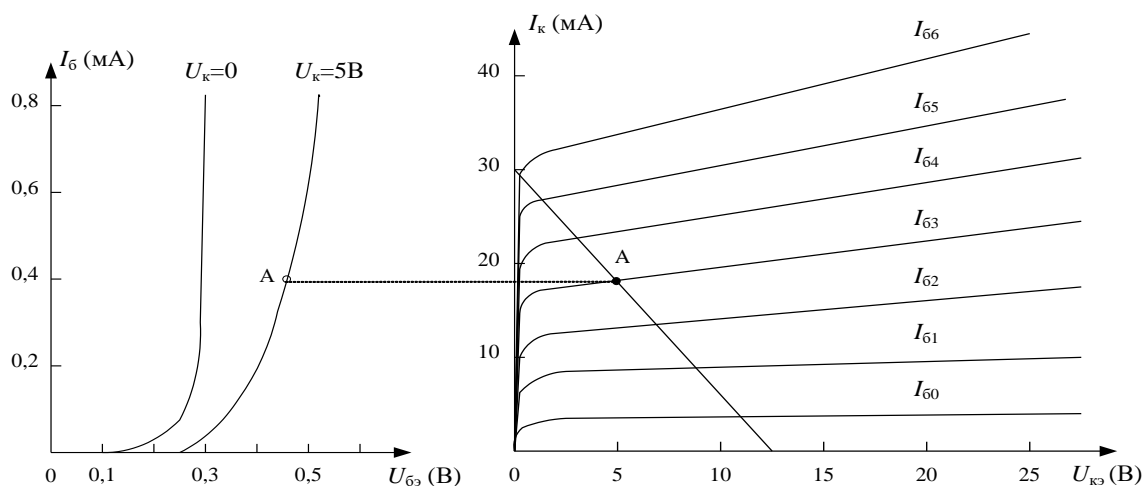


Рис. 3.1. Положение рабочей точки "А" на входной и выходной характеристиках транзистора

Задать ток базы можно с помощью источника тока (напряжения), включенного в цепь базы. Однако включение в схему дополнительного источника напряжения нерационально, поэтому используют другие способы.

### Способ фиксированного тока базы

Рассмотрим следующую схему (рис. 3.2). Здесь резистор  $R_k$  задает нагрузочный режим, т.е. нагрузочную прямую, на которой выбираем рабочую точку "А". Составим уравнение равновесия напряжений по второму правилу Кирхгофа для входной цепи:

$$E_k = I_{бА} \cdot R_б + U_{бэА} \quad \rightarrow \quad R_б = \frac{E_k - U_{бэА}}{I_{бА}}.$$

Отметим, что в данной формуле  $E_k$  – задано в исходных данных, ток базы в точке "А"  $I_{бА}$  и напряжение база-эмиттер в точке "А"  $U_{бэА}$  мы выбираем сами на входной характеристике, ориентируясь на выходную ВАХ (рис.3.1). Учитывая,

что  $E_K \gg U_{бэА}$ , то ток базы в точке "А" получается фиксированным при заданном напряжении питания, не зависящим от влияния температуры и равным:

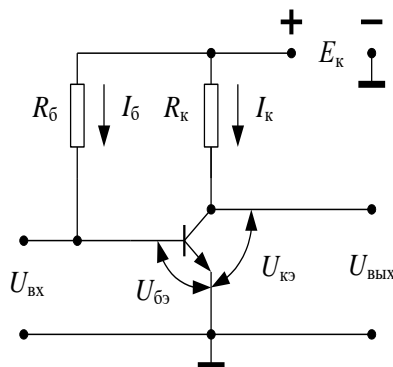


Рис. 3.2. Схема для задания фиксированного тока базы

$$I_{бА} \approx \frac{E_K}{R_б}$$

Недостаток схемы заключается в том, что транзисторы имеют разброс параметров и при замене транзистора надо заново рассчитывать величину базового резистора  $R_б$ . Заметим также, что причинами температурной нестабильности коллекторного тока являются увеличение обратного коллекторного тока и уменьшение  $U_{бэА}$  с увеличением температуры. Данная схема не стабилизирует ни один из этих параметров.

Принято характеризовать влияние изменения обратного тока коллектора  $I_{к0}$  на ток коллектора  $I_к$  коэффициентом температурной нестабильности  $S$ :

$$S = \frac{dI_к}{dI_{к0}}$$

Для схемы с общим эмиттером

$$S = \frac{1 + D}{1 - \alpha + D},$$

где  $\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1}$ ,  $D = \frac{R_э}{R_1} + \frac{R_э}{R_2} + \frac{R_э \cdot R_к}{R_1 \cdot R_2}$ .

Здесь  $R_э$  – сопротивление в цепи эмиттера. В данном случае  $R_э = 0$ , поэтому  $D = 0$  и, следовательно,

$$S = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1,$$

где  $\beta = h_{21э}$  – коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером ( $\beta = h_{21э} \sim 100$ ), т.е. коэффициент температурной неустойчивости  $S$  очень велик.

### Способ фиксированного напряжения базы

В схему включения транзистора вместо одного базового резистора вводим делитель из двух сопротивлений (рис. 3.3). Напряжение источника питания  $E_k$  задано в исходных данных. Считаем также известными ток базы транзистора в точке "А" –  $I_{бА}$  и падение напряжения на транзисторе в точке "А" –  $U_{бэА}$ , поскольку рабочую точку "А" выбираем сами на нагрузочной прямой. По второму правилу Кирхгофа запишем уравнение равновесия напряжений для входной цепи:

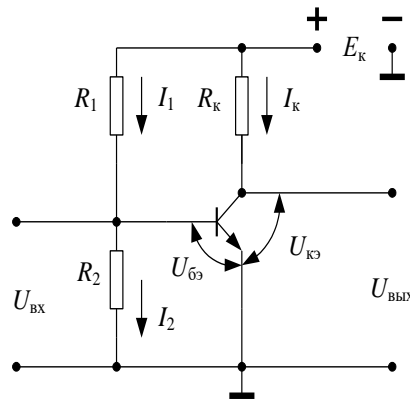


Рис. 3.3. Схема для задания фиксированного напряжения базы

$$E_k = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2,$$

или, с другой стороны,

$$E_k = I_1 \cdot R_1 + U_{бэА},$$

причем  $I_1 = I_2 + I_{бА}$ .

Если известен параметр  $h_{11э}$  – входное сопротивление транзистора, то сопротивление  $R_2$ , которое включено ему параллельно, выбирают в 2÷5 раз больше входного сопротивления транзистора  $h_{11э}$ . Зная  $h_{11э}$ , находим

$$R_2 = 5 \cdot h_{11э},$$

затем находим ток через резистор  $R_2$

$$I_2 = \frac{U_{бэА}}{R_2} \rightarrow R_1 = \frac{E_k - U_{бэА}}{I_2 + I_{бА}}.$$

Однако входное сопротивление транзистора известно не всегда и чтобы не определять его графическим методом по входной ВАХ, обычно поступают следующим образом. Выбирают ток делителя  $I_1$  для маломощных транзисторов в  $5 \div 10$  раз больше тока базы  $I_{бА}$ :  $I_1 = (5 \div 10) I_{бА}$ .

$$I_2 = I_1 - I_{бА} \rightarrow R_2 = \frac{U_{бэА}}{I_2} \rightarrow R_1 = \frac{E_k - U_{бэА}}{I_1}.$$

Преимущество схемы: в случае замены транзистора не требуется менять сопротивления в схеме, т.к. напряжение на базе не изменится, поскольку оно фиксировано делителем  $R_1, R_2$ .

Недостаток: как и в предыдущей схеме отсутствует резистор в цепи эмиттера ( $R_3=0$ ), поэтому коэффициент температурной нестабильности  $S$  по-прежнему

очень велик  $S = \frac{1}{1 - \alpha} = \beta + 1$ .

#### Задание рабочей точки с помощью отрицательной обратной связи по току

Задача расчета транзистора по постоянному току состоит в определении номинальных значений резисторов в схеме, которые задают рабочую точку транзистора. Рассмотрим схему на рис. 3.4. В данном случае мы должны найти величины сопротивлений  $R_k, R_1, R_2, R_3$ , а также коэффициент температурной нестабильности  $S$  и приращение коллекторного тока  $\Delta I_k$  при заданном диапазоне изменения температуры  $\Delta T$ .

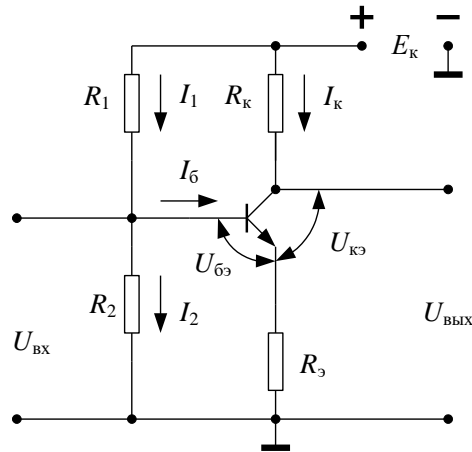


Рис. 4. Схема с ООС по току

Решим эту задачу для конкретного случая. Выберем стандартный источник питания  $E_K=12$  В, транзистор КТ-312Б. Для данного транзистора в справочнике приведены все необходимые характеристики (рис. 3.5 ÷ 3.8).

Выбираем режим работы транзистора. Пусть это будет режим работы класса А. Выберем рабочую точку "А" транзистора с параметрами  $U_{кэА}=5$  В,  $I_{кэА}=18$  мА. Проводим нагрузочную прямую через точку "А" и через точку с координатами  $U_{кэ}=E_K=12$  В,  $I_{кэ}=0$  до пересечения с осью тока. По нагрузочной характеристике находим максимальное значение тока насыщения транзистора. Для рассматриваемого случая оно равно  $I_{кн}=30$  мА. Зная ток насыщения транзистора, можем теперь найти величину резистора в цепи коллектора  $R_K$

$$I_{кн} = \frac{E_K}{R_K} \rightarrow R_K = \frac{E_K}{I_{кн}} = \frac{12 \text{ В}}{30 \cdot 10^{-3} \text{ А}} = 400 \text{ Ом.}$$

Из стандартного ряда сопротивлений выбираем ближайший номинал  $R_K=430$  Ом или 390 Ом, в зависимости от требований к коэффициенту усиления  $K_U$  или полосе пропускания. Если нам необходимо получить максимальный коэффициент усиления  $K_U$ , то нужно выбрать значение коллекторного сопротивления, равное  $R_K=430$  Ом, если же нам требуется максимальная полоса пропускания, то нужно взять  $R_K=390$  Ом.

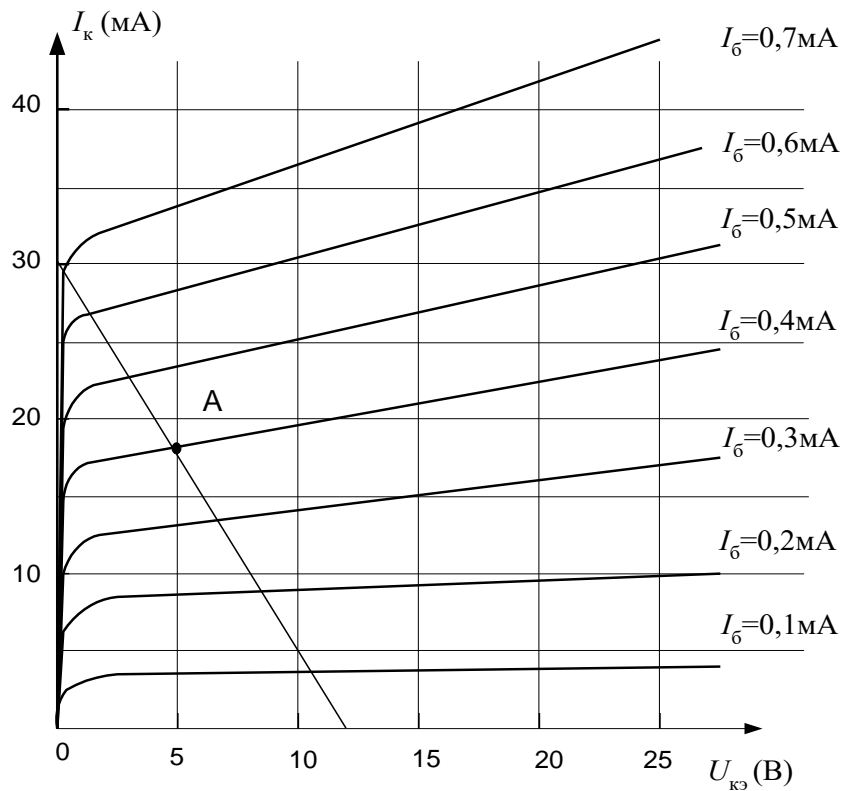


Рис. 3.5. Выходные характеристики транзистора КТ312Б

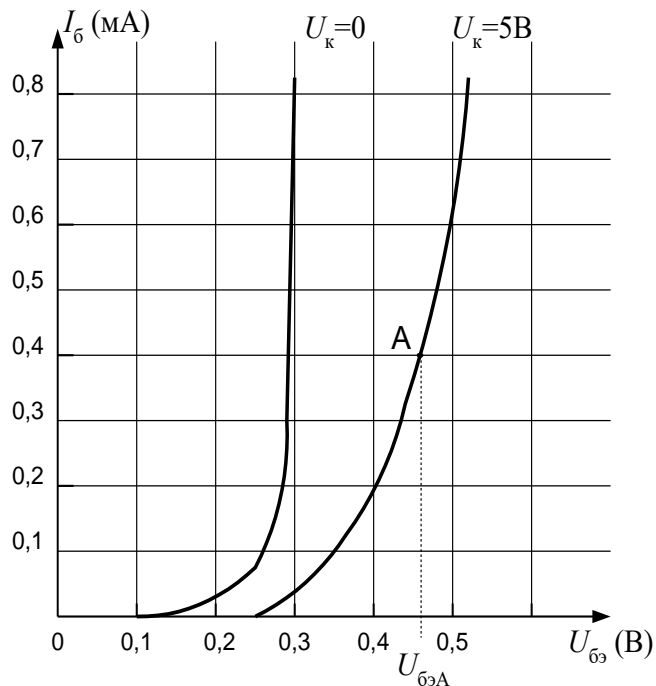


Рис. 3.6. Входные характеристики транзистора КТ312Б

Далее по выходной характеристике транзистора определяем ток базы в точке "А"  $I_{бА}$  (рис. 3.5). В данном случае он равен:  $I_{бА}=0,4$  мА. Затем по входной характеристике находим значение напряжения на базе в точке "А"  $U_{бэА}$ . В нашем примере падение напряжения на базе будет равно:  $U_{бэА}= 0,46$  В.

Ток эмиттера является суммой токов коллектора и базы, т.е.

$$I_{\text{эА}} = I_{\text{кА}} + I_{\text{бА}} = 18 \text{ мА} + 0,4 \text{ мА} = 18,4 \text{ мА}.$$

Составляем уравнение равновесия напряжений по второму правилу Кирхгофа для цепи эмиттер-коллектор

$$E_{\text{к}} = I_{\text{кА}} \cdot R_{\text{к}} + U_{\text{кэ}} + I_{\text{эА}} \cdot R_{\text{э}}. \quad (1)$$

Для входной цепи по второму правилу Кирхгофа можно составить два уравнения равновесия напряжений:

$$E_{\text{к}} = I_1 \cdot R_1 + I_2 \cdot R_2; \quad (2)$$

$$E_{\text{к}} = I_1 \cdot R_1 + U_{\text{бэА}} + U_{R_{\text{э}}} = I_1 \cdot R_1 + U_{\text{бэА}} + I_{\text{эА}} \cdot R_{\text{э}}. \quad (3)$$

Из уравнений (2) и (3) следует, что

$$U_{R_2} = I_2 \cdot R_2 = U_{R_{\text{э}}} + U_{\text{бэА}} = I_{\text{эА}} \cdot R_{\text{э}} + U_{\text{бэА}}.$$

Сопротивление  $R_{\text{э}}$  осуществляет отрицательную обратную связь по току (ООС). Падение напряжения на нем должно быть небольшим, поэтому обычно из практических соображений выбирают  $U_{R_{\text{э}}} \approx (0,1 \div 0,3)E_{\text{к}}$ . Возьмем в нашем случае  $U_{R_{\text{э}}} = 0,1E_{\text{к}}$ , тогда из этого условия можно найти значение сопротивления в цепи эмиттера:

$$R_{\text{э}} = \frac{U_{R_{\text{э}}}}{I_{\text{эА}}} = \frac{0,1 \cdot E_{\text{к}}}{I_{\text{эА}}} = \frac{0,1 \cdot 12 \text{ В}}{18,4 \cdot 10^{-3} \text{ А}} \approx 66 \text{ Ом}.$$

Выбираем номинал резистора по стандартному ряду сопротивлений типа МЛТ, равный 100 Ом. Тогда падение напряжения на эмиттерном сопротивлении будет равно:

$$U_{R_{\text{э}}} = I_{\text{эА}} \cdot R_{\text{э}} = 18,4 \cdot 10^{-3} \text{ А} \cdot 100 \text{ Ом} = 1,84 \text{ В}.$$

Для задания фиксированного напряжения на базе транзистора необходимо, чтобы

$$U_{R2} = U_{R3} + U_{63} = 1,84 + 0,46 = 2,3 \text{ В.}$$

Для расчета сопротивления  $R_2$  необходимо знать величину тока  $I_2$ . Как и в предыдущем случае из практических соображений выбираем значения токов  $I_1$  и  $I_2$  равными:

$$I_1 = 5 \cdot I_{6A} = 5 \cdot 0,4 \text{ мА} = 2 \text{ мА}, \quad I_2 = I_1 - I_{6A} = 2 - 0,4 = 1,6 \text{ мА}.$$

Теперь можем рассчитать величину резистора  $R_2$ :

$$R_2 = \frac{U_{R2}}{I_2} = \frac{2,3 \text{ В}}{1,6 \text{ мА}} = 1438 \text{ Ом.}$$

Выбираем ближайший номинал из стандартного ряда сопротивлений типа МЛТ, равный  $R_2 = 1,5 \text{ кОм}$ . Далее по уравнению (1) для входной цепи рассчитываем величину резистора  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{E_k - U_{R2}}{I_1} = \frac{(12 - 2,3) \text{ В}}{2 \cdot 10^{-3} \text{ А}} = 4850 \text{ Ом.}$$

Выбираем номинал из стандартного ряда, равный  $R_1 = 5,1 \text{ кОм}$ . Рассчитаем теперь мощность рассеяния на выбранных нами сопротивлениях:

$$P_1 = I_1^2 \cdot R_1 = (2 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 5,1 \cdot 10^3 = 20,4 \cdot 10^{-3} \text{ Вт};$$

$$P_2 = I_2^2 \cdot R_2 = (1,6 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1,5 \cdot 10^3 = 3,84 \cdot 10^{-3} \text{ Вт};$$

$$P_k = I_k^2 \cdot R_k = (18 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 430 = 139,32 \cdot 10^{-3} \text{ Вт};$$

$$P_3 = I_3^2 \cdot R_3 = (18,4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 100 = 33,856 \cdot 10^{-3} \text{ Вт.}$$

Таким образом, в нашу схему для задания рабочей точки необходимо поставить резисторы следующих номиналов:



$R_1$  – МЛТ – 0,125 Вт – 5,1 кОм;  $R_2$  – МЛТ – 0,125 Вт – 1,5 кОм;

$R_K$  – МЛТ – 0,250 Вт – 430 Ом;  $R_3$  – МЛТ – 0,125 Вт – 100 Ом.

Далее рассчитаем коэффициент температурной нестабильности. Пусть начальная температура окружающей среды будет равна  $T_0=20^\circ\text{C}$ , интервал изменения температуры  $\Delta T=+40^\circ\text{C}$ . Значение коэффициента передачи тока транзистора схемы с общим эмиттером для начальной и конечной температуры находим по графику на рис. 7. Рассчитаем параметры  $D$  и  $\alpha$ :

$$D = \frac{R_3}{R_1} + \frac{R_3}{R_2} + \frac{R_3 \cdot R_K}{R_1 \cdot R_2} = \frac{100}{5100} + \frac{100}{1500} + \frac{100 \cdot 430}{5100 \cdot 1500} = 0,020 + 0,067 + 0,006 = 0,093;$$

$$\alpha = \frac{h_{21э}}{h_{21э} + 1} = \frac{50}{50 + 1} = 0,9804.$$

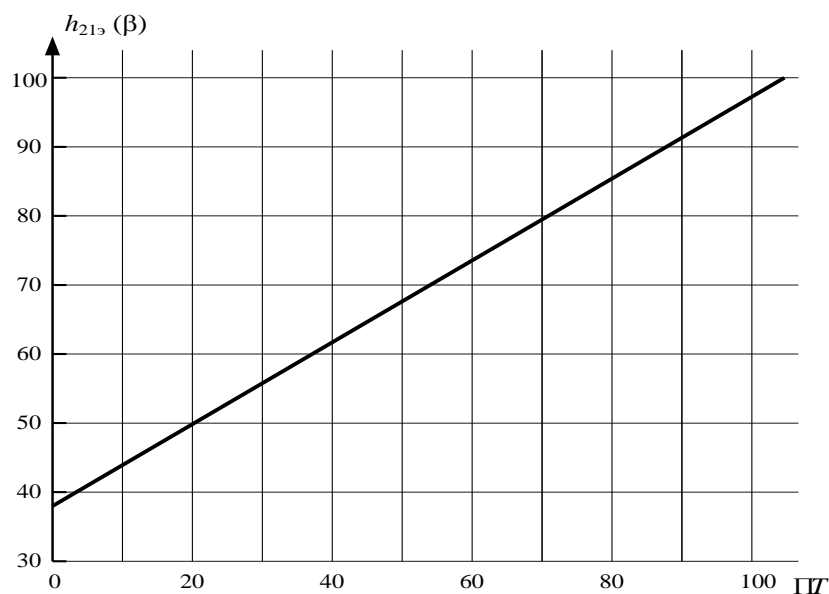


Рис. 3.7. Зависимость коэффициента усиления тока базы от температуры

Теперь можно определить коэффициент температурной нестабильности для схемы с ООС по току:

$$S = \frac{1 + D}{1 - \alpha + D} = \frac{1 + 0,093}{1 - 0,98 + 0,093} = \frac{1,093}{0,113} = 9,67.$$

Зная коэффициент температурной нестабильности, можно найти величину приращения коллекторного тока  $\Delta I_{\text{к}}$  при изменении температуры в заданном интервале  $\Delta T$ . Величину изменения обратного коллекторного тока  $\Delta I_{\text{к0}}$  находим по графику на рис. 3.8.

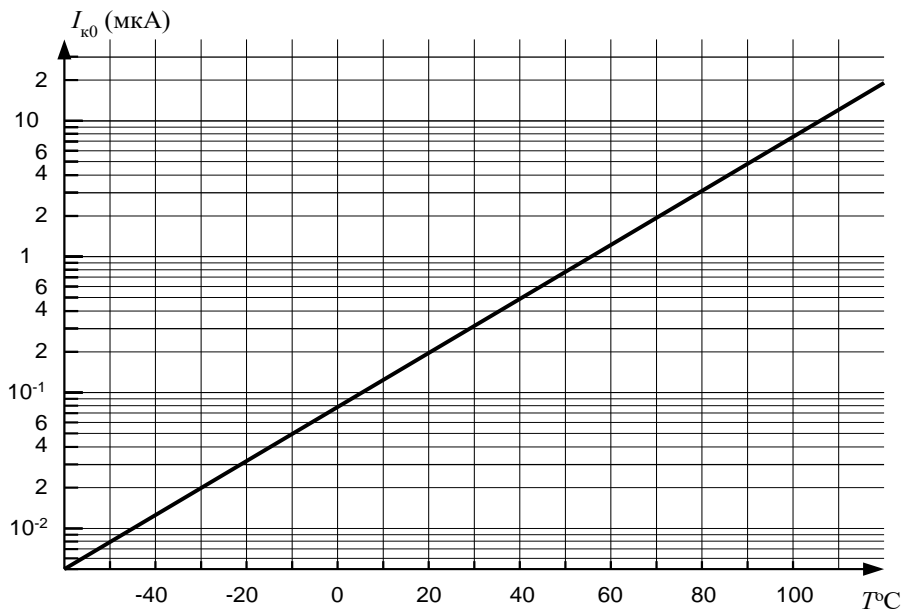


Рис. 3.8. Зависимость обратного тока коллектора от температуры

$$\Delta I_{\text{к}} = S \cdot \left[ \Delta I_{\text{к0}} + \frac{\varepsilon \cdot \Delta T}{R_3 + R_6} + (I_6 + I_{\text{к0}}) \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right],$$

где  $R_6 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}$ ,  $\varepsilon = -2,5$  мВ/град.

$\Delta h_{21э} = h_{21э}(T_0 + \Delta T) - h_{21э}(T_0)$  – находим из графика на рис. 3.7.

$\Delta I_{\text{к0}} = I_{\text{к}}(T_0 + \Delta T) - I_{\text{к}}(T_0)$  – определяем из графика на рис. 3.8.

В нашем случае получаем следующий результат:

$$\Delta h_{21э} = h_{21э}(60^\circ) - h_{21э}(20^\circ) = 74 - 50 = 24;$$

$$\Delta I_{\text{к0}} = I_{\text{к}}(60^\circ) - I_{\text{к}}(20^\circ) = 1,05 - 0,2 = 0,85 \text{ мкА};$$

$$R_6 = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1500 \cdot 5100}{5100 + 1500} = \frac{76500}{66} = 1160 \text{ Ом};$$

$$\begin{aligned} \Delta I_K &= S \cdot \left[ \Delta I_{K0} + \frac{\varepsilon \cdot \Delta T}{R_3 + R_6} + (I_6 + I_{K0}) \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right] = \\ &= 9,67 \cdot \left[ 0,85 \cdot 10^{-6} + \frac{(-2,5) \cdot 10^{-3} \cdot 40}{100 + 1160} + (0,4 \cdot 10^{-3} + 0,2 \cdot 10^{-6}) \cdot \frac{24}{50} \right] = \\ &= 9,67 \cdot (0,85 \cdot 10^{-6} - 79,4 \cdot 10^{-6} + 192,1 \cdot 10^{-6}) = \\ &= 9,67 \cdot 113,55 \cdot 10^{-6} = 1,098 \cdot 10^{-3} \approx 1,1 \cdot 10^{-3} \text{ А} \end{aligned}$$

Далее следует учесть то, что реальные сопротивления всегда имеют технологический разброс значений, зависящий от класса точности изготовления резисторов. Поэтому необходимо определить значения коэффициента температурной нестабильности и приращения коллекторного тока, если резисторы  $R_1, R_2, R_K, R_3$  имеют разброс параметров  $\pm\delta$ .

Допустим, что в нашем случае разброс параметров сопротивлений равен  $\pm\delta=30\%$ . Рассчитаем два варианта, когда коэффициент температурной нестабильности и, следовательно, приращение коллекторного тока будут иметь максимальное и минимальное значения. Это произойдет в том случае, когда параметр  $D$  будет принимать минимальное и максимальное значения соответственно. Если сопротивления  $R_K, R_3$  изменятся на  $-\delta$ , а  $R_1, R_2$  – на  $+\delta$ , то параметр  $D$ , будет иметь минимальное значение. Если резисторы  $R_K, R_3$  изменятся на  $+\delta$ , а  $R_1, R_2$  – на  $-\delta$ , то параметр  $D$  достигнет максимального значения. Определим, какие значения примут резисторы при заданном разбросе параметров:

$$R_{1\min} = 5100 - \delta = 3570 \text{ Ом}; \quad R_{1\max} = 5100 + \delta = 6630 \text{ Ом};$$

$$R_{2\min} = 1500 - \delta = 1050 \text{ Ом}; \quad R_{2\max} = 1500 + \delta = 1950 \text{ Ом};$$

$$R_{K\min} = 430 - \delta = 301 \text{ Ом}; \quad R_{K\max} = 430 + \delta = 559 \text{ Ом};$$

$$R_{3\min} = 100 - \delta = 70 \text{ Ом}; \quad R_{3\max} = 100 + \delta = 130 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем минимальное и максимальное значение параметра  $D$ :

$$D_{\min} = \frac{70}{6630} + \frac{70}{1950} + \frac{70 \cdot 301}{6630 \cdot 1950} = 0,0106 + 0,0359 + 0,0016 = 0,0481;$$

$$D_{\max} = \frac{130}{3570} + \frac{130}{1050} + \frac{130 \cdot 559}{3570 \cdot 1050} = 0,0364 + 0,1238 + 0,0194 = 0,1796.$$

Далее найдем максимальное и минимальное значения  $S$ :

$$S_{\max} = \frac{1 + D_{\min}}{1 - \alpha + D_{\min}} = \frac{1 + 0,0460}{1 - 0,98 + 0,0460} = 15,85;$$

$$S_{\min} = \frac{1 + D_{\max}}{1 - \alpha + D_{\max}} = \frac{1 + 0,1700}{1 - 0,98 + 0,1700} = 6,16.$$

Теперь определим приращения коллекторного тока:

$$\Delta I_{\text{к max}} = S_{\max} \cdot \left[ \Delta I_{\text{к0}} + \frac{\varepsilon \cdot \Delta T}{R_3 + R_6} + (I_6 + I_{\text{к0}}) \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right] =$$

$$= 15,4 \cdot 113,55 \cdot 10^{-6} = 1,749 \cdot 10^{-3} \approx 1,7 \cdot 10^{-3} \text{ A};$$

$$\Delta I_{\text{к min}} = S_{\min} \cdot \left[ \Delta I_{\text{к0}} + \frac{\varepsilon \cdot \Delta T}{R_3 + R_6} + (I_6 + I_{\text{к0}}) \frac{\Delta h_{21э}}{h_{21э}} \right] =$$

$$= 5,91 \cdot 113,55 \cdot 10^{-6} = 0,671 \cdot 10^{-3} \approx 0,67 \cdot 10^{-3} \text{ A}.$$

На этом расчет статического режима работы транзистора закончен.

Варианты заданий для контрольной работы по приведенной выше методике представлены в фонде оценочных средств для данной дисциплины.

## Расчет динамического режима работы биполярного транзистора по переменному току

### Общий подход к задачам расчета

Расчет усилителя по переменному току состоит в определении усилительных характеристик и параметров схемы усилителя. На первом этапе по известным математическим моделям транзисторов составляется математическая модель всей схемы (так называемая электрическая эквивалентная схема). На втором этапе рассматривают по этой модели искомые характеристики и параметры известными методами расчета электрических цепей.

По отношению к сигналам малой амплитуды (это вполне естественно, т.к. усилители собственно и предназначены для усиления слабых сигналов) транзистор можно рассматривать как линейное устройство. Это существенно упрощает расчет, т.к. возможно применение хорошо развитых методов расчета линейных электрических цепей.

В частности, в этом случае транзистор можно представить в виде линейного четырехполюсника, т.е. в виде стандартной гибридной  $h$ -схемы. В табл. 1 даны три схемы включения транзистора и соответствующие им эквивалентные электрические схемы в  $h$ -параметрах транзистора включенного по схеме с общим эмиттером. Схемы представлены только для переменного сигнала, а все источники постоянного напряжения заменены короткозамкнутыми цепями. В данных эквивалентных электрических схемах не учтены емкости  $p$ - $n$ -переходов и емкость нагрузки.

Во всех схемах даны  $h$ -параметры для схемы с общим эмиттером, поскольку в справочниках приведены вольт-амперные характеристики транзистора именно для схемы с общим эмиттером.

В упрощенных эквивалентных электрических схемах пренебрегаем генератором напряжения  $h_{123}U_2$ , т.к. параметр  $h_{123}$  мал ( $\sim 10^{-3} \div 10^{-4}$ ), а также пренебрегаем выходным сопротивлением транзистора  $1/h_{223}$ , которое включено параллельно генератору тока ( $h_{223} \sim 10^{-4} \div 10^{-5}$ ). В некоторых случаях, например при больших но-

миналах сопротивлений нагрузки и коллекторных резисторов, выходное сопротивление транзистора необходимо учитывать.

Таблица 1

Схема включения транзистора	Эквивалентная электрическая схема ( $h$ -модель)	Упрощенная эквивалентная электрическая схема

В целом эквивалентная электрическая схема, представленная на рис. 9 (аналог схемы включения транзистора с общим эмиттером в табл. 2), является универсальной для всех схем включения транзистора. Но в этом случае все  $h$ -параметры транзистора должны соответствовать данной схеме включения транзистора, т.е. для схемы с общей базой это должны быть  $h_{11б}$ ,  $h_{12б}$ ,  $h_{21б}$ ,  $h_{22б}$ , а для схемы с общим коллектором —  $h_{11к}$ ,  $h_{12к}$ ,  $h_{21к}$ ,  $h_{22к}$  соответственно.

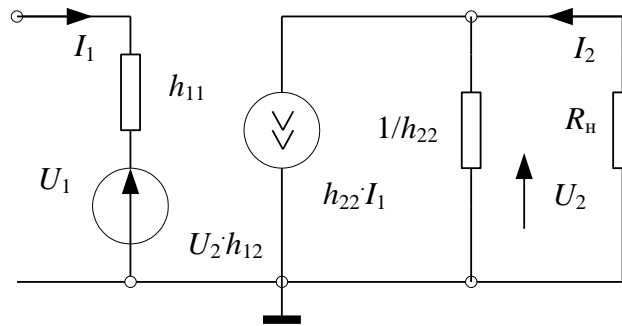


Рис. 3.9. Универсальная эквивалентная электрическая схема транзистора

Переход от  $h$ -параметров схемы с общим эмиттером к  $h$ -параметрам схемы с общей базой или общим коллектором можно осуществить по формулам табл. 2.

Таблица 2

$h$ -параметры схемы с общим эмиттером	$h$ -параметры схемы с общей базой	$h$ -параметры схемы с общим коллектором
$h_{11э}$	$h_{11б} = \frac{h_{11э}}{1 - h_{22э} + h_{21э} + \Delta h_э}$	$h_{11к} = h_{11э}$
$h_{12э}$	$h_{12б} = \frac{\Delta h_э - h_{12э}}{1 + h_{12э} + h_{21э} + \Delta h_э}$	$h_{12к} = 1 - h_{12э}$
$h_{21э}$	$h_{21б} = \frac{-(h_{21э} + \Delta h_э)}{1 - h_{12э} + h_{21э} + \Delta h_э}$	$h_{21к} = -(1 + h_{21э})$
$h_{22э}$	$h_{22б} = \frac{h_{22э}}{1 - h_{12э} + h_{21э} + \Delta h_э}$	$h_{22к} = h_{22э}$
$\Delta h_э = h_{11э} \cdot h_{22э} - h_{12э} \cdot h_{21э}$		

Если в справочнике не приведены  $h$ -параметры транзистора, а даны только вольт-амперные характеристики транзистора для схемы с общим эмиттером, то  $h$ -параметры определяются графическим путем с помощью заданных вольт-амперных характеристик.

Например, входное сопротивление транзистора  $h_{11э}$  может быть определено по входной характеристике  $I_б = f(U_{бэ})$  при  $U_{кэ} = \text{const}$  (рис. 3.10). Пусть задан ток базы  $I_{бА}$ , определяющий статический режим работы транзистора. На входной характеристике находим рабочую точку "А", соответствующую этому току. Выбираем вблизи рабочей точки "А" две вспомогательные точки приблизительно на

одинаковом расстоянии и определяем приращение тока базы  $\Delta I_6$  и напряжения  $\Delta U_{63}$ , по которым находим дифференциальное сопротивление

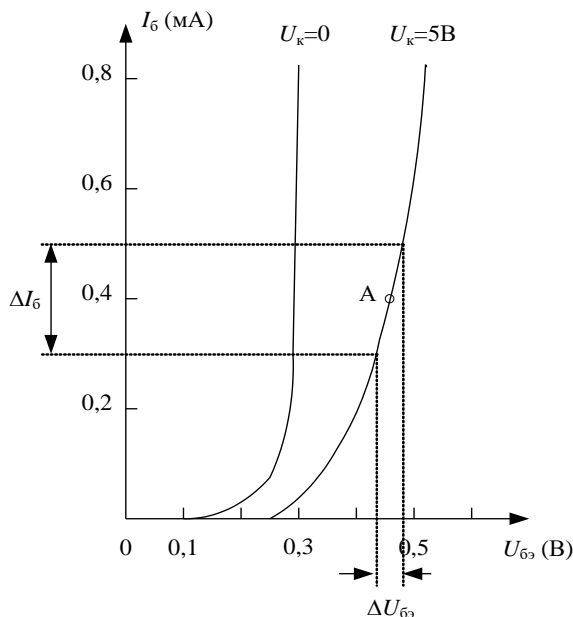


Рис. 3.10. Графический способ нахождения параметра  $h_{113}$

$$h_{11\dot{y}} = \frac{\Delta U_{\dot{a}y}}{\Delta I_{\dot{a}}}, U_{к3} = \text{const.}$$

Параметры  $h_{213}$  и  $h_{223}$  определяются из семейства выходных характеристик  $I_к = f(U_{к3})$ . Параметр  $h_{213}$  находится при заданном напряжении коллектора  $U_{к3} = \text{const}$ , проходящем через рабочую точку "А" (рис. 3.11).

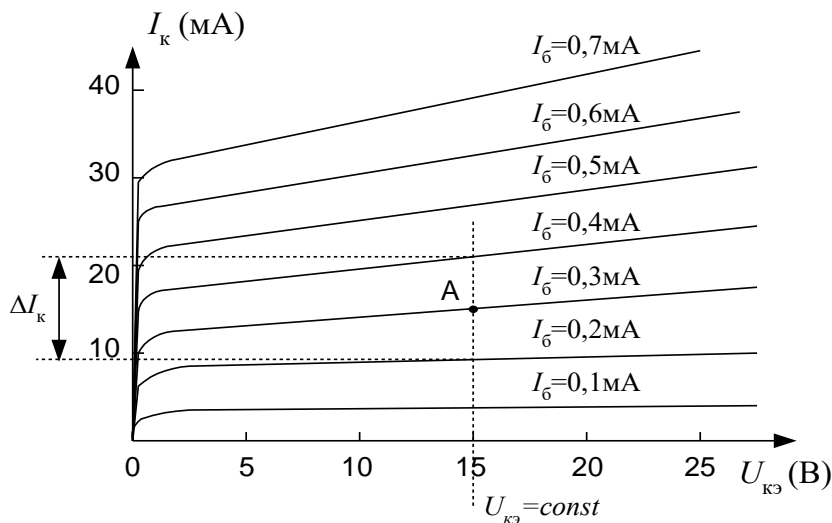


Рис. 3.11. Графическое определение параметра  $h_{213}$



Приращение тока базы  $\Delta I_6$  следует брать вблизи заданного значения тока базы  $I_{6A}$  как  $\Delta I_6 = I_{62} - I_{61}$ . Этому приращению  $\Delta I_6$  соответствует приращение коллекторного тока  $\Delta I_k = I_{k2} - I_{k1}$ . Тогда параметр  $h_{21y}$  находится как

$$h_{21y} = \frac{\Delta I_{\hat{e}}}{\Delta I_{\hat{a}}}, U_{кэ} = \text{const.}$$

Параметр  $h_{22y}$  определяется по наклону выходной характеристики. Из семейства выходных характеристик выбирается та характеристика, на которой находится рабочая точка "А". На этой характеристике (т.е. при  $I_{6A} = \text{const}$ ) вблизи точки "А" выбираются две вспомогательные точки приблизительно на одинаковом расстоянии и определяется приращение коллекторного напряжения  $\Delta U_{кэ}$ , вызывающее приращение коллекторного тока  $\Delta I_k$  (рис. 3.12). Тогда параметр  $h_{22y}$  будет равен

$$h_{22y} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{кэ}}, I_6 = \text{const.}$$

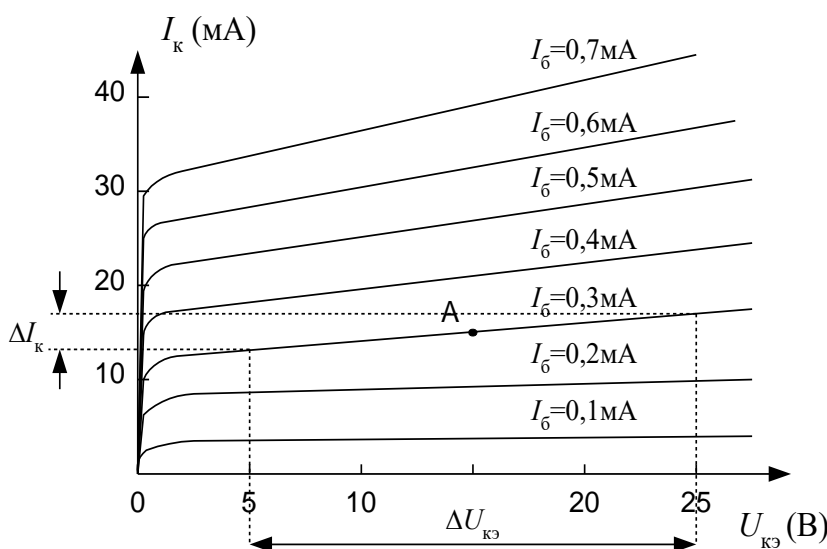


Рис. 12. Графический способ нахождения параметра  $h_{22y}$

Графическое определение параметра  $h_{12y}$  затруднено, поскольку семейство входных характеристик при различных  $U_{кэ} > 0$  практически сливается в одну (рис. 3.10). Параметр  $h_{12y}$  равен

$$h_{12y} = \frac{\Delta U_{\hat{a}y}}{\Delta U_{\hat{e}y}}, I_6 = \text{const.}$$

Учитывая, что значение параметра  $h_{123}$  весьма мало ( $\sim 10^{-3} \div 10^{-4}$ ) и им, как правило, всегда пренебрегают, определять его графическим способом нет необходимости.

### Расчет основных параметров усилительного каскада на биполярных транзисторах

Основными параметрами усилителя принято считать:

- коэффициент усиления по напряжению  $K_U$ ;
- коэффициент усиления по току  $K_I$ ;
- входное сопротивление усилителя  $R_{вх}$ ;
- выходное сопротивление усилителя  $R_{вых}$ .

Названные параметры, как правило, рассчитываются на средних частотах, т.е. в полосе пропускания усилителя, когда влиянием всех реактивных элементов схемы можно пренебречь, поскольку в полосе пропускания коэффициент усиления  $K_0$  усилителя должен оставаться неизменным, как показано на рис. 3.13. Здесь  $f_H$  и  $f_B$  нижняя и верхняя граничные частоты усиления усилителя, а  $\Delta f = f_B - f_H$  – полоса пропускания усилителя.

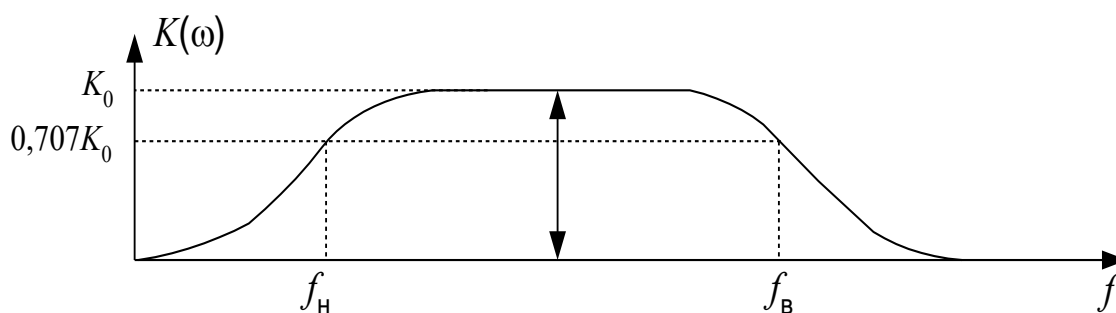


Рис. 3.13. Амплитудно-частотная характеристика широкополосного усилителя

Вне полосы частот пропускания усилителя его параметры  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $R_{вх}$ ,  $R_{вых}$  приобретают комплексный характер, т.е. становятся частотнозависимыми. Для расчета параметров транзисторного усилителя вне полосы пропускания необходимо учесть инерционные свойства транзистора включением в эквивалентную схему транзистора емкостей коллекторного и эмиттерного переходов, а также реактивные элементы схемы усилителя (конденсаторы, катушки индуктивности, реактивный характер нагрузки).

Последовательность расчета следующая:

1. Составляют эквивалентную электрическую схему усилителя. При этом рекомендуется воспользоваться табл. 1.

2. Рассчитывают основные параметры  $K_U$ ,  $K_I$ ,  $R_{вх}$ ,  $R_{вых}$  для каждого каскада усилителя по составленной эквивалентной схеме. Для упрощения расчетов можно воспользоваться формулами табл. 3 как в точном, так и в приближенном виде.

При расчетах необходимо учитывать, что входное сопротивление  $R_{вх}$  следующего ( $n+1$ ) каскада является сопротивлением нагрузки  $R_{н}$  предыдущего  $n$ -го каскада. При этом выходное сопротивление  $n$ -го каскада является сопротивлением  $R_{г}$  ( $R_{с}$ ) источника сигнала для последующего ( $n+1$ ) каскада. Сказанное можно выразить следующим образом:

$$R_{вх(n+1)} = R_{н(n)}; \quad R_{вых(n)} = R_{г(n+1)}.$$

При расчетах полезно воспользоваться структурным представлением усилителя в виде последовательно соединенных "черных ящиков", как показано на рис. 3.14, что позволяет избежать ошибок и наглядно, в целом, представить процесс расчета, не теряясь в мелких деталях.

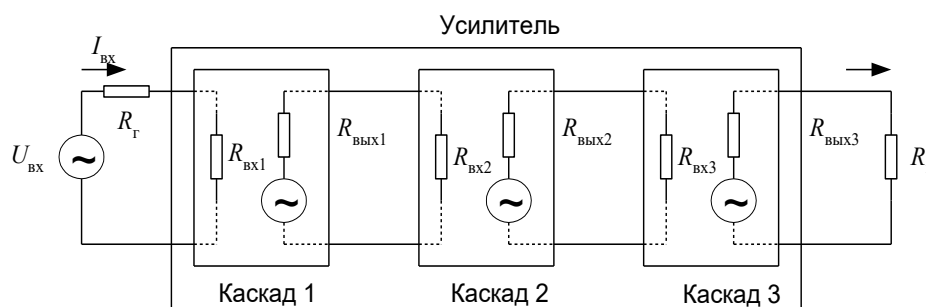


Рис. 3.14. Структурная схема усилителя

Рассчитывают параметры  $K_U$ ,  $K_I$  всего усилителя по формулам:

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot K_{U3} \cdot \dots$$

$$K_I = K_{I1} \cdot K_{I2} \cdot K_{I3} \cdot \dots$$

Входное и выходное сопротивления усилителя определяются соответствующими сопротивлениями входного и выходного каскадов.

Таблица 3

Параметры	Общий эмиттер	Общая база	Общий коллектор
$K_U$	$-\frac{h_{21э} \cdot R_H}{R_{Г.ЭКВ} + R_{ВХ.ТР}};$	$\frac{h_{21э} \cdot R_H}{R_{Г.ЭКВ} + h_{11э}}$	$\frac{h_{21э} \cdot R_H}{h_{11э} + h_{21э} \cdot R_H}$
$K_I$	$\frac{h_{21э}}{1 + h_{22э} \cdot R_H}$	$\frac{h_{21э}}{h_{21э} + h_{22э} \cdot R_H}$	$-\frac{1 + h_{21э}}{1 + h_{22э} \cdot R_H}$
$R_{ВХ}$	$h_{11э}; (h_{11э} + (h_{21э} + 1) \cdot R_э)$	$\frac{h_{11э}}{h_{21э}}; \left( \frac{h_{11э} + R_д}{h_{21э}} \right)$	$h_{11э} + (h_{21э} + 1) \cdot R_H$
$R_{ВЫХ}$	$\frac{1}{h_{22э}}; \frac{1}{h_{22}}(h_{21э} + 1)$	$\frac{(h_{11э} + R_д) + h_{21э} \cdot R_Г}{h_{22э} \cdot R_Г}$	$\frac{h_{11э} + R_Г}{h_{21э}}$
Примечание: $R_Г$ ( $R_{Г.ЭКВ.}$ ) – сопротивление источника входного сигнала (сопротивление генератора) для данного транзистора			

## Примеры

1. Рассчитать основные параметры усилительного каскада с емкостной связью, схема которого приведена на рис.3. 15.

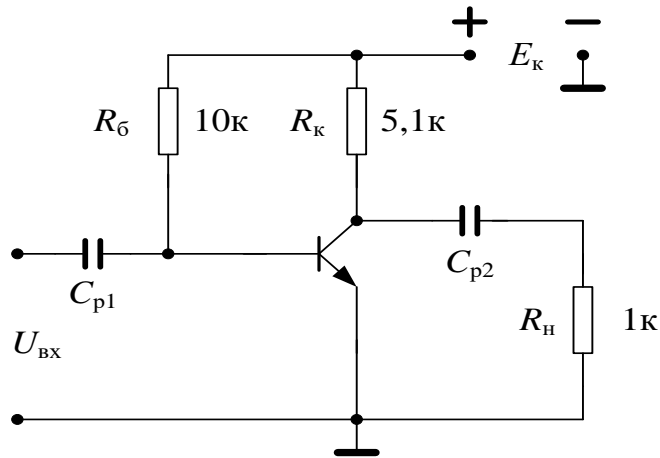


Рис. 15. Схема усилительного каскада с емкостной связью

Параметры транзистора:  $h_{11}=1\text{кОм}$ ,  $h_{21}=50$ ,  $h_{12}=5\cdot 10^{-4}$ ,  $h_{22}=10^{-5}\text{См}$ . Поскольку мы рассматриваем только параметры транзистора для схемы включения с общим эмиттером, то здесь и ниже в индексах параметров букву "э" будем опускать. Параметром  $h_{12}$  – пренебрегаем. Составим эквивалентную электрическую схему каскада для всего рабочего диапазона усилителя, пользуясь табл. 2, учитывая как емкости  $p$ - $n$ -переходов транзистора, так и емкость нагрузки. Введем обозначения:  $C_{11}$  – входная емкость транзистора или емкость эмиттерного  $p$ - $n$ -перехода,  $C_0$  – суммарная емкость выходной цепи каскада, равная

$$C_0 = C_{22} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}},$$

где  $C_{22}$  – выходная емкость транзистора или емкость коллекторного  $p$ - $n$ -перехода,  $C_{\text{м}}$  – емкость монтажа,  $C_{\text{н}}$  – емкость нагрузки. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером (рис. 3.16).

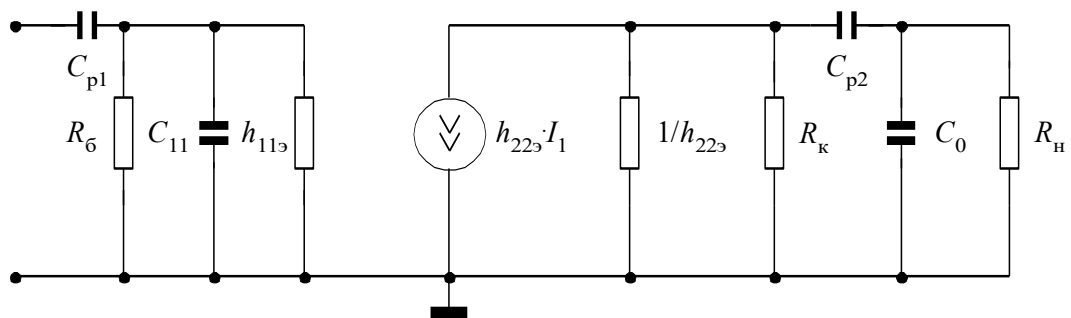


Рис. 3.16. Полная эквивалентная электрическая схема каскада с емкостной связью

Удобно проводить расчет усилителя отдельно для областей нижних, средних и верхних частот. Для каждой области составляется своя эквивалентная электрическая схема, по которой и рассчитываются параметры усилителя. Так в области нижних частот необходимо учесть, что величины емкостей  $C_{11}$  и  $C_0$  невелики и при низких частотах сопротивление этих конденсаторов гораздо больше, чем параллельно включенные им резисторы  $R_б$ ,  $h_{11э}$  и  $R_к$ ,  $R_н$ , соответственно. Поэтому влиянием этих емкостей на работу схемы можно пренебречь (рис. 3.17).

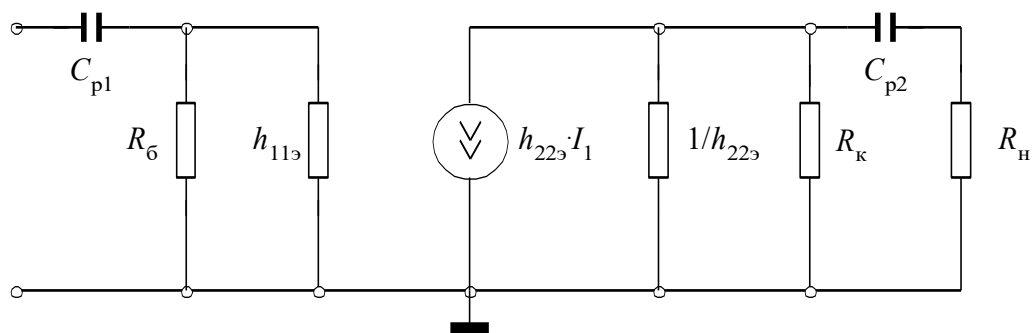


Рис. 3.17. Эквивалентная электрическая схема усилителя в области нижних частот

Номиналы емкостей  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  достаточно велики ( $\sim \mu\text{кФ}$ ), поэтому их сопротивления в области верхних частот становятся очень малыми и ими при расчетах каскада в данной области можно пренебречь. Соответственно уменьшается и сопротивление емкостей  $C_{11}$  и  $C_0$ . Эти конденсаторы начинают шунтировать включенные параллельно им резисторы  $R_б$ ,  $h_{11э}$  и  $R_к$ ,  $R_н$ , соответственно. Следовательно, в области верхних частот необходимо учитывать влияние емкостей  $p$ - $n$ -переходов и емкости нагрузки на работу усилителя (рис. 3.18). В следующих примерах эквивалентная электрическая схема усилителя в области верхних частот приводиться не будет.

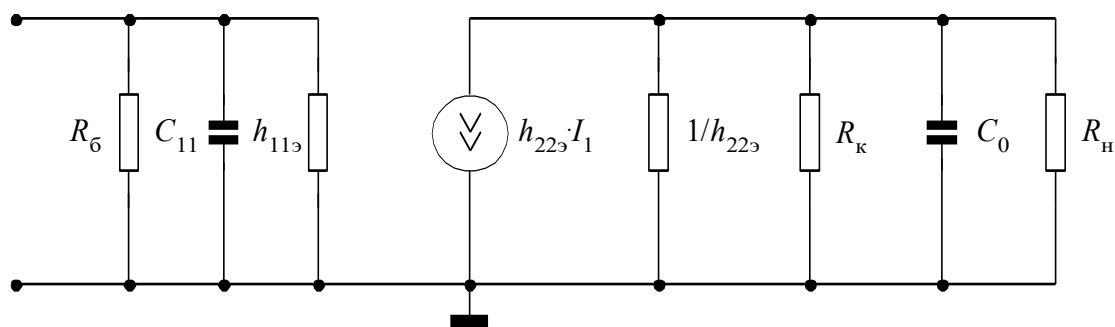


Рис. 3.18. Эквивалентная электрическая схема усилителя в области верхних частот

Учитывая, что мы рассчитываем основные параметры каскада в области средних частот, где коэффициенты усиления по току и напряжению не зависят от частоты (см. рис. 3.13), то всеми реактивными элементами в схеме замещения можно пренебречь. Тогда эквивалентная электрическая схема упрощается (рис. 3.19).

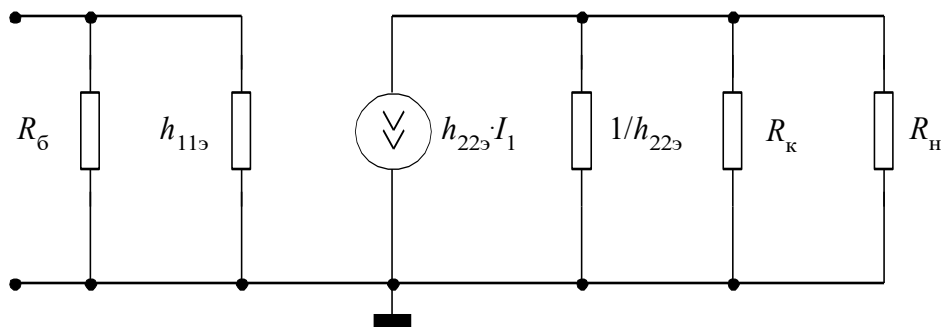


Рис. 3.19. Эквивалентная электрическая схема каскада с емкостной связью в области средних частот

Используем полученные результаты для проведения расчетов. Из схемы замещения видно, что входное сопротивление каскада в данном случае будет равно параллельному соединению резисторов  $R_Г$  и  $h_{11}$ :

$$R_{вх} = \frac{R_Г \cdot h_{11}}{R_Г + h_{11}} = \frac{10 \cdot 1}{10 + 1} = 0,91 \text{ кОм.}$$

Сопротивление нагрузки равно параллельному соединению резисторов  $R_к$  и  $R_н$ :

$$R_{нл} = \frac{R_к \cdot R_н}{R_к + R_н} = \frac{5,1 \cdot 1}{5,1 + 1} = 0,84 \text{ кОм.}$$

Теперь можно рассчитать коэффициенты усиления каскада по напряжению и току. Поскольку в данной схеме отсутствует сопротивление генератора, которое может понадобиться для дальнейших расчетов, то обычно в таких случаях его принимают равным  $R_Г=60$  Ом. В аналоговой электронике чаще имеют дело с усилителями напряжения, поэтому в качестве источника сигнала используется генератор напряжения. В эквивалентной электрической схеме замещения сопротивление генератора  $R_Г$  по отношению к транзистору или параметру  $h_{11}$  будет включено последовательно (рис. 3.20, а).

С другой стороны, биполярные транзисторы управляются током, поэтому генератор напряжения можно заменить эквивалентным ему генератором тока. Тогда сопротивление  $R_r$  по отношению к резистору  $R_6$  и входному сопротивлению транзистора  $h_{11}$  будет включено параллельно (рис. 3.20, б). Относительно входного сопротивления транзистора все внешние резисторы в эквивалентной схеме можно считать сопротивлением генератора, поэтому их можно заменить одним эквивалентным сопротивлением  $R_{r.эKB}$  (рис. 3.20, в).

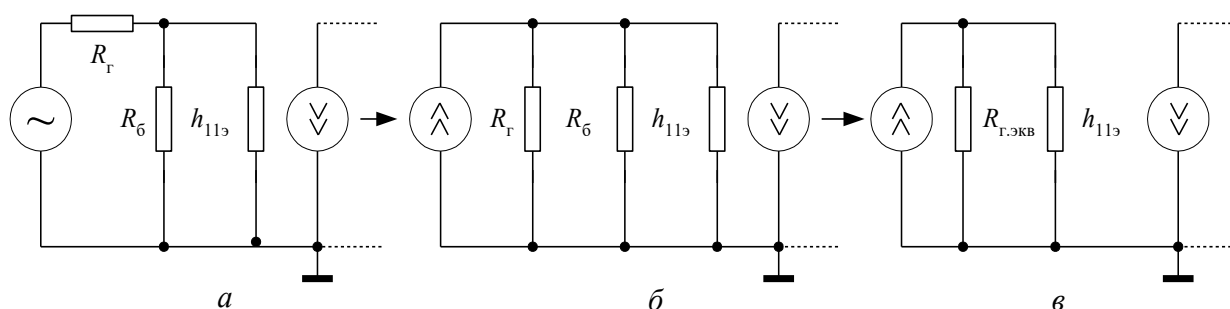


Рис. 20. Определение эквивалентного сопротивления генератора

В данном случае,  $R_{r.эKB}$  равно параллельному соединению резисторов  $R_r$  и  $R_6$ :

$$R_{r.эKB} = \frac{R_r \cdot R_6}{R_r + R_6} = \frac{60 \cdot 10000}{60 + 10000} = 59,6 \approx 60 \text{ Ом.}$$

Таким образом, когда параллельно включенные сопротивления отличаются по величине более чем на порядок, то результирующее сопротивление можно приблизительно считать равным меньшему из них. Тогда коэффициенты усиления будут равны:

$$K_U = \frac{h_{21} \cdot R_{H1}}{R_{r.эKB} + h_{11}} = \frac{50 \cdot 840}{60 + 1000} = 39,6;$$

$$K_I = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{H1}} = \frac{50}{1 + 10^{-5} \cdot 840} = 49,6.$$

Если учитывать ток, протекающий только по резистору нагрузки  $R_H$ , т.е. учитывать только полезную мощность отдаваемую в нагрузку, то коэффициент усиления по току будет равен:

$$K_{IH} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{H1}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H} = \frac{49,6 \cdot 5,1}{5,1 + 1} = 41,5.$$



Выходное сопротивление каскада будет равно параллельному соединению выходного сопротивления транзистора и резистора  $R_k$ :

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{(1/h_{22}) \cdot R_k}{1/h_{22} + R_k} = \frac{100 \cdot 5,1}{100 + 5,1} = 4,85 \text{ кОм.}$$

2. Рассчитать основные параметры усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 3.21.

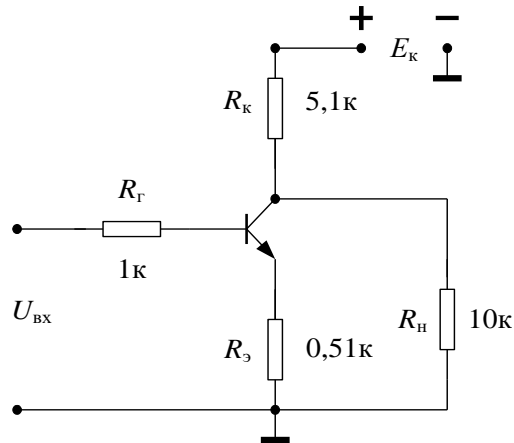


Рис. 3.21. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

Параметры транзистора:  $h_{11} = 800 \text{ Ом}$ ,  $h_{21} = 48$ ,  $h_{12} = 5 \cdot 10^{-4}$ ,  $h_{22} = 8 \cdot 10^{-5} \text{ См}$ .  
 Прежде всего, составим соответствующую эквивалентную электрическую схему. Параметром  $h_{12}$  пренебрегаем, как и в предыдущем примере. Поскольку схема не содержит реактивных элементов, то сразу составляем эквивалентную схему для области средних частот. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером, причем в данном каскаде используется последовательно-последовательная отрицательная обратная связь (ООС), которая увеличивает входное и выходное сопротивление транзистора в  $(1 + h_{21})$  раз, поэтому эмиттерный резистор включен во входную и выходную цепи (рис. 3.22).

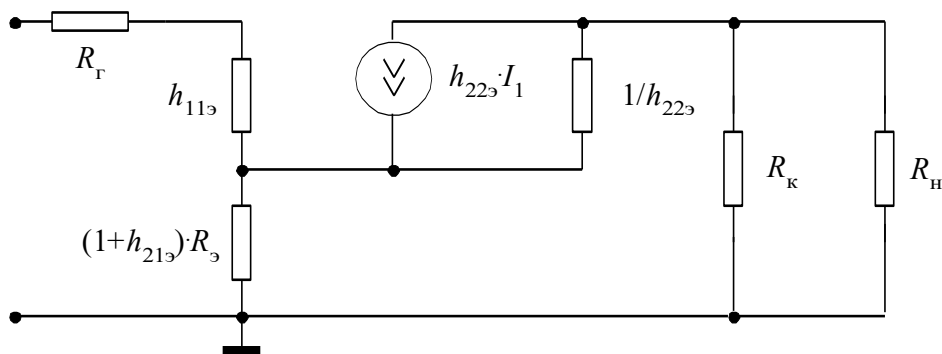


Рис. 22. Эквивалентная электрическая схема каскада с ОЭ для области средних частот

Тогда входное сопротивление каскада будет равно:

$$R_{\text{вх}} = h_{11} + (1 + h_{21}) \cdot R_9 = 800 + (1 + 48) \cdot 510 = 25800 \text{ Ом} = 25,8 \text{ кОм}.$$

Нагрузкой транзистора является параллельное соединение резисторов  $R_k$  и  $R_H$ , обозначим его  $R_{H1}$ .

$$R_{H1} = \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H} = \frac{5,1 \cdot 10}{5,1 + 10} = 3,38 \text{ кОм}.$$

Рассчитав нагрузку усилительного каскада, можно определить коэффициенты усиления по напряжению и току, пользуясь формулами табл. 4:

$$K_U = -\frac{h_{21} \cdot R_{H1}}{R_T + R_{\text{вх}}} = -\frac{48 \cdot 3,38}{1 + 25,8} = -6,05;$$

$$K_I = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{H1}} = \frac{48}{1 + 8 \cdot 10^{-5} \cdot 3,38 \cdot 10^3} = \frac{48}{1,27} = 37,8.$$

При расчете коэффициента усиления по напряжению мы учли, что во входной цепи каскада стоит сопротивление генератора и что входное сопротивление транзистора не просто  $h_{11}$ , а увеличилось из-за ООС.

Следует также иметь в виду, что мы рассчитали общий коэффициент усиления транзистора по току. Однако из эквивалентной электрической схемы следует, что в сопротивление нагрузки  $R_H$  передается только часть тока транзистора и электрической мощности, которая собственно и является полезной. Если это учесть, то коэффициент усиления по току именно в нагрузке будет:

$$K_{I_H} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{H1}} \cdot \frac{R_k}{R_k + R_H} = \frac{37,8 \cdot 5,1}{5,1 + 10} = 12,8.$$

Теперь рассчитаем выходное сопротивление каскада. Из эквивалентной электрической схемы следует, что оно равно параллельному соединению резисторов  $R_k$  и  $1/h_{22}$ :

$$R_{\text{вых}} = \frac{(1/h_{22}) \cdot R_k}{1/h_{22} + R_k} = \frac{12,5 \cdot 5,1}{12,5 + 5,1} = 3,62 \text{ кОм}.$$

Однако мы не учли, что в каскаде имеется последовательно-последовательная ООС, которая увеличивает выходное сопротивление транзи-

стора. Если учесть этот момент, то выходное сопротивление транзистора уже будет равно не  $1/h_{22}$ , а

$$R_{\text{вых.тр}} = \frac{1}{h_{22}} \cdot (1 + h_{21}) = 12,5 \cdot 49 = 612,5 \text{ кОм.}$$

Тогда выходное сопротивление всего каскада будет равно также параллельному сопротивлению резистора  $R_k$  и выходному сопротивлению транзистора, т.е.

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_k \cdot R_{\text{вых.тр}}}{R_k + R_{\text{вых.тр}}} = \frac{5,1 \cdot 612,5}{5,1 + 612,5} = 5,06 \text{ кОм.}$$

Таким образом, выходное сопротивление усилительного каскада практически равно сопротивлению резистора в коллекторной цепи  $R_k$ .

3. Рассчитать основные параметры усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 3.23.

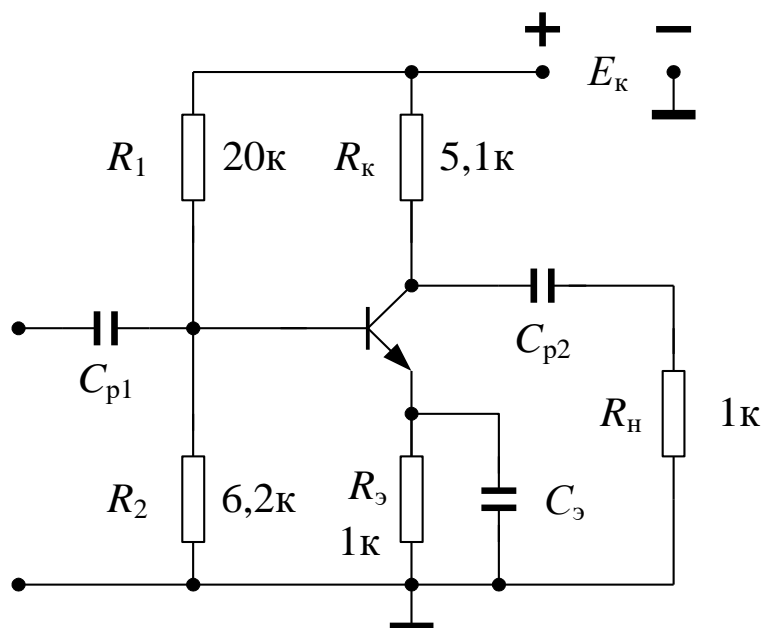


Рис. 3.23. Схема усилительного каскада с термостабилизацией

Параметры транзистора:  $h_{11}=1 \text{ кОм}$ ,  $h_{21}=50$ ,  $h_{22}=10^{-5} \text{ См}$ . Параметром  $h_{12}$  пренебрегаем. Как и в предыдущем примере, составляем эквивалентную электрическую схему каскада, пользуясь табл. 1. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Полная эквивалентная схема замещения данного каскада с учетом всех элементов схемы представлена на рис. 3.24.

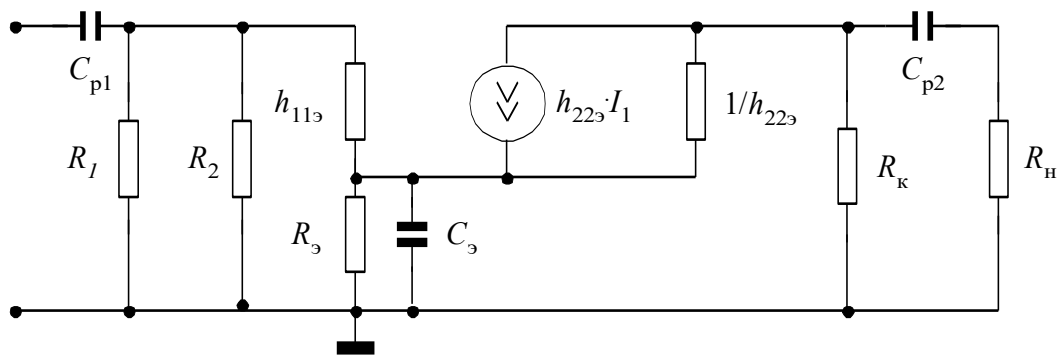


Рис. 3.24. Эквивалентная электрическая схема каскада с термостабилизацией для области нижних частот

Учитывая то, что мы по-прежнему проводим расчет усилительного каскада в области средних частот, где коэффициенты усиления являются частотонезависимыми, разделительными емкостями  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$  можно пренебречь. Следует также учесть, что емкость  $C_3$  в цепь эмиттера ставится для того, чтобы шунтировать резистор  $R_3$  и исключить ООС по переменному току, которая была в примере 2. Для этого величину конденсатора  $C_3$  подбирают такой, чтобы его сопротивление на нижней граничной частоте пропускания усилителя  $f_H$  было в 10 раз меньше, чем сопротивление резистора  $R_3$ .

Например, допустим, мы рассчитываем усилитель низкой частоты с полосой пропускания  $1 \text{ кГц} \div 20 \text{ кГц}$ , т.е.  $f_H = 1000 \text{ Гц}$ . Тогда

$$R_3 = \frac{10}{\omega_H \cdot C_3} \rightarrow C_3 = \frac{10}{2\pi \cdot f_H \cdot R_3} = \frac{10}{2 \cdot 3,14 \cdot 1000 \cdot 1000} = 1,59 \text{ мкФ}.$$

Таким образом, чтобы исключить ООС по переменному току нам необходимо в цепь эмиттера поставить конденсатор емкостью  $1,59 \text{ мкФ}$ . Из стандартного ряда емкостей выбираем ближайший номинал емкости  $1,5 \text{ мкФ}$ . В результате сделанных допущений и расчетов наша схема замещения упрощается (рис. 3.25):

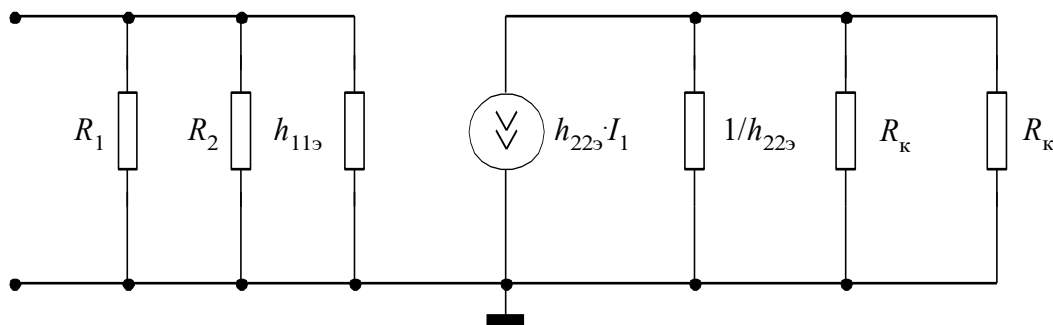


Рис. 3.25. Упрощенная эквивалентная электрическая схема каскада для области средних частот

Далее расчет проводится как и в предыдущих примерах. Входное сопротивление каскада будет равно параллельному сопротивлению входного сопротивления транзистора  $h_{11}$  и сопротивления делителя  $R_D$ , где  $R_D$  – это параллельное соединение резисторов  $R_1$  и  $R_2$ :

$$R_D = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{20 \cdot 6,2}{20 + 6,2} = 4,73 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_D \cdot h_{11}}{R_D + h_{11}} = \frac{4,73 \cdot 1}{4,73 + 1} = 0,83 \text{ кОм}.$$

Нагрузкой транзистора  $R_{\text{н1}}$  является параллельное соединение резисторов  $R_{\text{к}}$  и  $R_{\text{н}}$ :

$$R_{\text{н1}} = \frac{R_{\text{к}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}} = \frac{3 \cdot 2}{3 + 2} = 1,2 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное сопротивление генератора  $R_{\text{Г.ЭКВ}}$ , как и в примере 1, равно параллельному соединению  $R_{\text{Г}}=60$  Ом и  $R_D$ :

$$R_{\text{Г.ЭКВ}} = \frac{R_{\text{Г}} \cdot R_D}{R_{\text{Г}} + R_D} = \frac{60 \cdot 4730}{60 + 4730} = 59,2 \approx 60 \text{ Ом}.$$

Тогда коэффициенты усиления по напряжению и току будут:

$$K_U = \frac{h_{21} \cdot R_{\text{н1}}}{R_{\text{Г.ЭКВ}} + h_{11}} = \frac{50 \cdot 1200}{60 + 1000} = 57,7;$$

$$K_I = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{\text{н1}}} = \frac{50}{1 + 10^{-5} \cdot 1200} = 49,4.$$

Если учитывать ток, протекающий только по сопротивлению нагрузки  $R_{\text{н}}$ , т.е. учитывать только полезную мощность отдаваемую в нагрузку, то коэффициент усиления по току будет равен:

$$K_{\text{Ит}} = \frac{h_{21}}{1 + h_{22} \cdot R_{\text{н1}}} \cdot \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}} = \frac{49,4 \cdot 3}{3 + 2} = 29,6.$$

Выходное сопротивление каскада будет равно параллельному соединению выходного сопротивления транзистора и резистора  $R_{\text{к}}$ :

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{(1/h_{22}) \cdot R_{\text{к}}}{1/h_{22} + R_{\text{к}}} = \frac{100 \cdot 3}{100 + 3} = 2,91 \approx 3 \text{ кОм}.$$

4. Рассчитать основные параметры усилительного каскада, схема которого приведена на рис. 3.26.

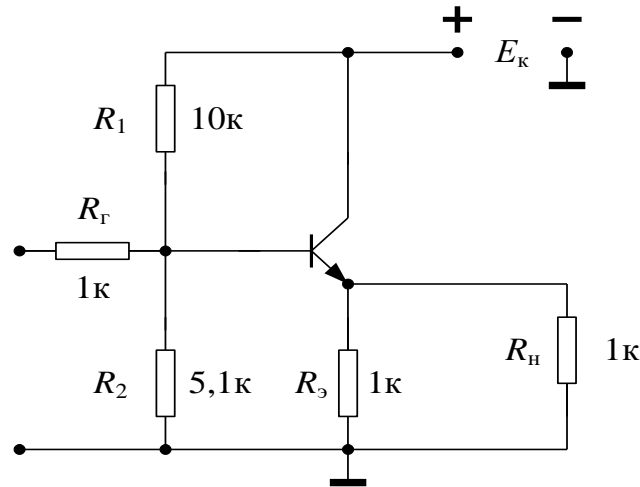


Рис. 26. Схема эмиттерного повторителя

Параметры транзистора:  $h_{11}=1$  кОм,  $h_{21}=50$ ,  $h_{22}=10^{-5}$  См. Параметром  $h_{12}$  пренебрегаем. Как и в предыдущем примере, составляем эквивалентную электрическую схему каскада, пользуясь табл. 1. Транзистор включен по схеме с общим коллектором и эта схема носит название – эмиттерный повторитель. Схема замещения данного каскада представлена на рис. 3.27. В данном случае мы пренебрегаем сопротивлением  $1/h_{22}$ , поскольку оно велико ( $\sim 100$  кОм) и включено параллельно резисторам  $R_3$  и  $R_H$  (см. табл. 1).

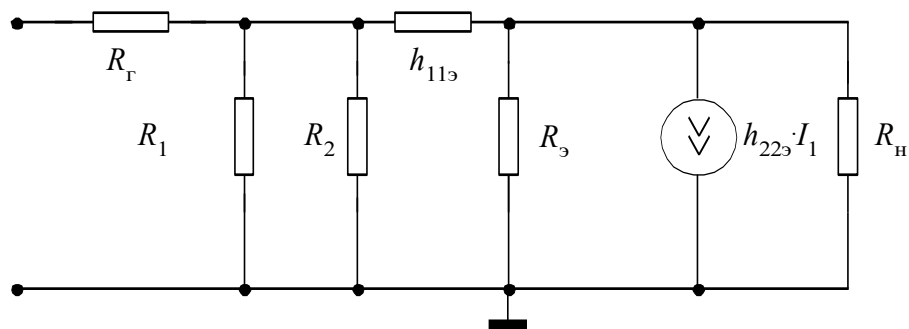


Рис. 3.27. Эквивалентная электрическая схема эмиттерного повторителя

Проводим расчет по формулам табл. 3. Нагрузкой транзистора  $R_{н1}$  являются параллельно включенные резисторы  $R_3$  и  $R_H$ :

$$R_{н1} = \frac{R_3 \cdot R_H}{R_3 + R_H} = \frac{1 \cdot 1}{1 + 1} = 0,5 \text{ кОм.}$$

Тогда входное сопротивление транзистора  $R_{вх.тр}$  будет равно:

$$R_{\text{вх.тр}} = h_{11} + h_{21} \cdot R_{\text{н1}} = 1 + 50 \cdot 0,5 = 26 \text{ кОм}.$$

Входное сопротивление каскада – это параллельно включенные сопротивление делителя  $R_D$ , которое определяется также как в примере 3, и входное сопротивление транзистора  $R_{\text{вх.тр}}$ :

$$R_D = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 5,1}{10 + 5,5} = 3,38 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_D \cdot R_{\text{вх.тр}}}{R_D + R_{\text{вх.тр}}} = \frac{3,38 \cdot 26}{3,38 + 26} = 2,99 \approx 3 \text{ кОм}.$$

Эквивалентное сопротивление генератора равно параллельному сопротивлению резисторов  $R_r$  и  $R_D$ :

$$R_{\text{г.экв}} = \frac{R_r \cdot R_D}{R_r + R_D} = \frac{1 \cdot 3,38}{1 + 3,38} = 0,77 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление транзистора равно (табл.4):

$$R_{\text{вых.тр}} = \frac{h_{11} + R_{\text{г.экв}}}{h_{21}} = \frac{1000 + 770}{50} = 35,4 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление всего каскада равно параллельному соединению резистора  $R_3$  и выходного сопротивления транзистора  $R_{\text{вых.тр}}$ :

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_3 \cdot R_{\text{вых.тр}}}{R_3 + R_{\text{вых.тр}}} = \frac{1000 \cdot 35,4}{1000 + 35,4} = 34,2 \text{ Ом}.$$

Коэффициенты усиления каскада по напряжению и току:

$$K_U = \frac{h_{21} \cdot R_{\text{н1}}}{h_{11} + h_{21} \cdot R_{\text{н1}}} = \frac{50 \cdot 0,5}{1 + 50 \cdot 0,5} = \frac{25}{26} = 0,96;$$

$$K_I = -\frac{(1 + h_{21})}{1 + h_{22} \cdot R_{\text{н1}}} = -\frac{1 + 50}{1 + 10^{-5} \cdot 500} = -\frac{51}{1,005} = -50,7.$$

Если по-прежнему учитывать ток, протекающий только по сопротивлению нагрузки  $R_{\text{н}}$ , т.е. учитывать только полезную мощность отдаваемую в нагрузку, то коэффициент усиления по току будет равен:

$$K_I = -\frac{(1 + h_{21})}{1 + h_{22} \cdot R_{\text{н1}}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_{\text{н}}} = \frac{(-50,7) \cdot 1}{1 + 1} = 25,4.$$

5. Рассчитать основные параметры усилителя, схема которого приведена на рис. 3.28.

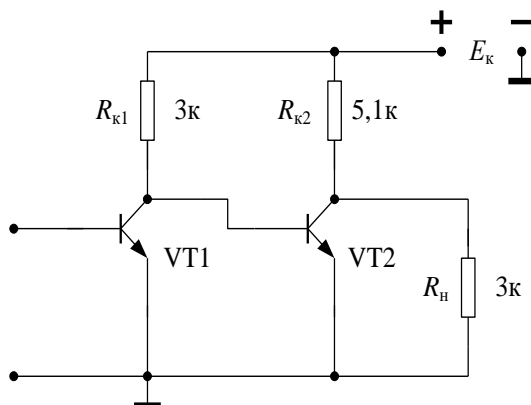


Рис. 3.28. Схема двухкаскадного усилителя

Это двухкаскадный усилитель, оба транзистора которого включены по схеме с общим эмиттером. Параметры транзисторов:  $h_{11\vartheta 1} = h_{11\vartheta 2} = 1 \text{ кОм}$ ,  $h_{21\vartheta 1} = 20$ ,  $h_{21\vartheta 2} = 30$ ,  $h_{22\vartheta 1} = h_{22\vartheta 2} = 10^{-5} \text{ См}$ . Параметром  $h_{12}$  пренебрегаем. Как и в предыдущем примере, сразу составляем эквивалентную электрическую схему усилителя для области средних частот, пользуясь табл. 1. Схема замещения усилителя представлена на рис. 3.29.

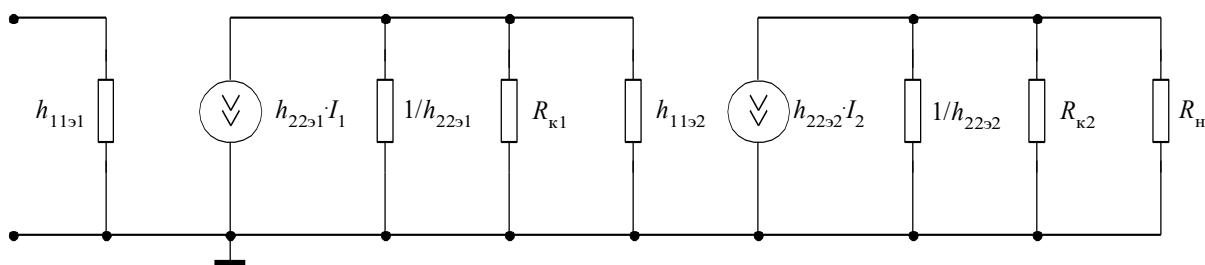


Рис. 3.29. Эквивалентная электрическая схема двухкаскадного усилителя для области средних частот

Входное сопротивление усилителя равно входному сопротивлению первого каскада. В данном случае

$$R_{\text{вх}} = h_{11\vartheta 1} = 1 \text{ кОм}.$$

Нагрузкой первого каскада  $R_{\text{н1}}$  является параллельное сопротивление резистора  $R_{\text{к1}}$  и входного сопротивления второго каскада, которое в данном усилителе равно  $h_{11\vartheta 2}$ :

$$R_{\text{н1}} = \frac{R_{\text{к1}} \cdot h_{11\vartheta 2}}{R_{\text{к1}} + h_{11\vartheta 2}} = \frac{3 \cdot 1}{3 + 1} = 0,75 \text{ кОм}.$$



Нагрузкой второго каскада является параллельное соединение резисторов  $R_{к2}$  и  $R_{н}$ :

$$R_{н2} = \frac{R_{к2} \cdot R_{н}}{R_{к2} + R_{н}} = \frac{5,1 \cdot 3}{5,1 + 3} = 1,89 \text{ кОм}.$$

Выходные сопротивления первого и второго каскадов равны параллельному соединению выходных сопротивлений транзисторов  $1/h_{22}$  и соответствующих резисторов в цепи коллектора. В данном случае выходное сопротивление транзисторов более чем на порядок превышает сопротивления в цепях коллекторов, поэтому для инженерных расчетов можно считать выходные сопротивления каскадов усилителя приблизительно равными номиналам соответствующих коллекторных резисторов, т.е.

$$R_{\text{вых}1} = R_{к1} = 3 \text{ кОм}, \quad R_{\text{вых}2} = R_{к2} = 5,1 \text{ кОм}.$$

При этом следует иметь в виду, что выходное сопротивление первого каскада является сопротивлением генератора  $R_{г2}$  для второго каскада, а выходное сопротивление второго каскада одновременно является выходным сопротивлением всего усилителя, т.е.

$$R_{г2} = R_{\text{вых}1} = 3 \text{ кОм},$$

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вых}2} = 5,1 \text{ кОм}.$$

Теперь можно рассчитать коэффициент усиления каждого каскада и всего усилителя:

$$K_{U1} = -\frac{h_{21э1} \cdot R_{н1}}{R_{г1} + h_{11э1}} = -\frac{20 \cdot 750}{60 + 1000} = -14,2;$$

$$K_{U2} = -\frac{h_{21э2} \cdot R_{н2}}{R_{г2} + h_{11э2}} = -\frac{30 \cdot 1,89}{3 + 1} = -14,2;$$

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} = (-14,2) \cdot (-14,2) = 201,64 \approx 202.$$

Здесь следует иметь в виду, что поскольку сопротивление генератора для данной схемы не дано, то, как и в предыдущих примерах, мы считаем его равным 60 Ом. В формулах для расчета коэффициента усиления по напряжению для первого каскада все сопротивления подставлены в омах, а для второго каскада – в килоомах.

Определим коэффициенты усиления по току каждого каскада и усилителя

в целом:

$$K_{I1} = \frac{h_{21\beta1}}{1 + h_{22\beta1} \cdot R_{H1}} = \frac{20}{1 + 10^{-5} \cdot 750} = \frac{20}{1,0075} = 19,9;$$

$$K_{I2} = \frac{h_{21\beta2}}{1 + h_{22\beta2} \cdot R_{H2}} = \frac{30}{1 + 10^{-5} \cdot 1890} = \frac{30}{1,0189} = 29,4;$$

$$K_I = K_{I1} \cdot K_{I2} = 19,9 \cdot 29,4 = 585,06 \approx 585.$$

Здесь мы рассчитали общие коэффициенты усиления транзисторов и усилителя в целом без учета того, что во втором каскаде усиливается только та часть тока, которая попадает на входное сопротивление второго транзистора VT2, и только часть тока передается в нагрузку. Если учесть все эти моменты, то полезный коэффициент усиления по току будет:

$$K_{I1H} = \frac{h_{21\beta1}}{1 + h_{22\beta1} \cdot R_{H1}} \cdot \frac{R_{ВЫХ1}}{R_{ВЫХ1} + h_{11\beta2}} = \frac{19,9 \cdot 3}{3 + 1} = 14,925 \approx 14,9;$$

$$K_{I2H} = \frac{h_{21\beta2}}{1 + h_{22\beta2} \cdot R_{H2}} \cdot \frac{R_{K2}}{R_{K2} + R_H} = \frac{29,4 \cdot 5,1}{5,1 + 3} = 18,51 \approx 18,5;$$

$$K_{IH} = K_{I1H} \cdot K_{I2H} = 14,9 \cdot 18,5 = 275,65 \approx 275,7.$$

6. Рассчитать основные параметры усилителя, схема которого приведена на рис. 3.30.

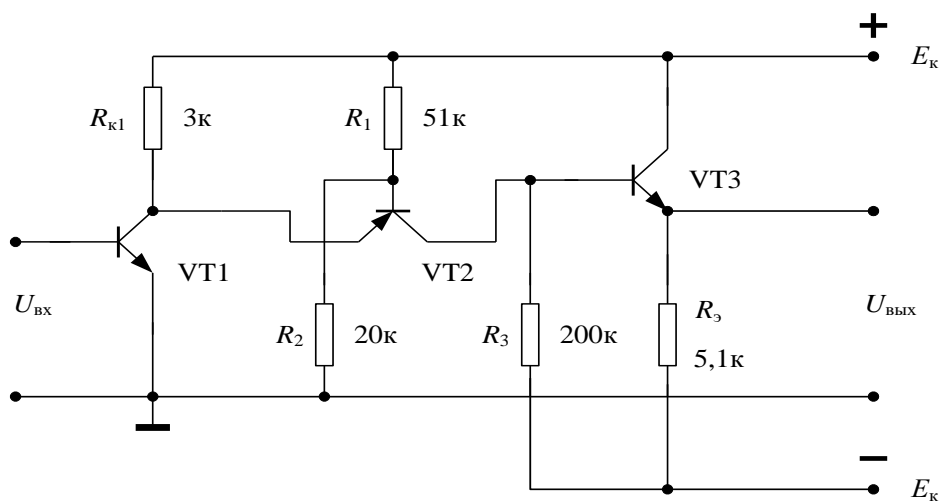


Рис. 3.30. Схема трехкаскадного усилителя

Это трехкаскадный усилитель, первый транзистор которого включен по схеме с общим эмиттером, второй – по схеме с общей базой, третий – по схеме с общим коллектором. Параметры транзисторов:

$$h_{11\vartheta 1} = h_{11\vartheta 2} = h_{11\vartheta 3} = 1 \text{ кОм},$$

$$h_{21\vartheta 1} : h_{21\vartheta 2} : h_{21\vartheta 3} = 40 : 30 : 20,$$

$$h_{22\vartheta 1} = h_{22\vartheta 2} = h_{22\vartheta 3} = 10^{-4} \text{ См}.$$

Параметром  $h_{12}$ , как обычно, пренебрегаем. Поскольку в заданной схеме отсутствуют конденсаторы, сразу составляем эквивалентную электрическую схему усилителя для области средних частот, пользуясь табл. 1. Схема замещения усилителя представлена на рис. 3.31.

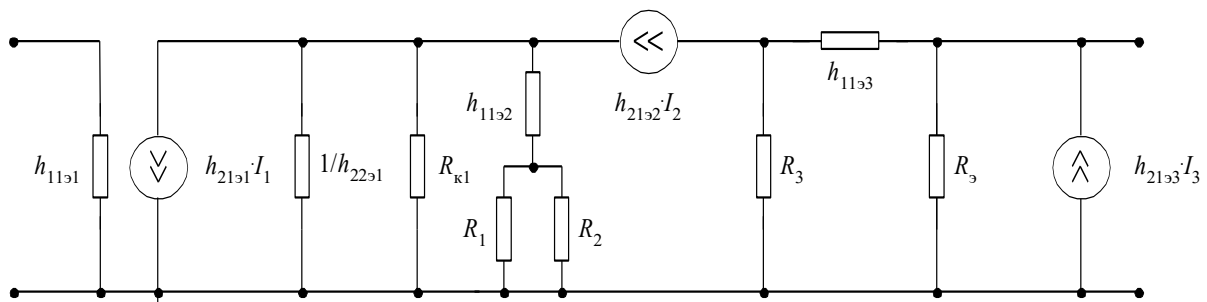


Рис. 3.31. Эквивалентная электрическая схема трехкаскадного усилителя

Определим сначала входные и выходные сопротивления всех каскадов и усилителя в целом. Входное сопротивление каскада 1 одновременно является входным сопротивлением усилителя:

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}1} = h_{11\vartheta 1} = 1 \text{ кОм}.$$

Сопротивлением нагрузки третьего каскада является резистор в эмиттерной цепи, т.е.  $R_{\text{н}3} = R_э = 5,1 \text{ кОм}$ . Тогда входное сопротивление каскада 3 будет:

$$R_{\text{вх}3} = h_{11\vartheta 3} + h_{21\vartheta 3} \cdot R_э = 1 + 20 \cdot 5,1 = 103 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление каскада 1 есть параллельное соединение выходного сопротивления транзистора VT1 и резистора  $R_{\text{к}}$ :

$$R_{\text{вых}1} = \frac{(1/h_{22\vartheta 1}) \cdot R_{\text{к}}}{(1/h_{22\vartheta 1}) + R_{\text{к}}} = \frac{10000 \cdot 3000}{10000 + 3000} = 2308 \text{ Ом} \approx 2,3 \text{ кОм}.$$

Входное сопротивление второго каскада определяется по формулам табл. 3, но здесь необходимо учесть, что последовательно с  $h_{11\beta 2}$  включено сопротивление делителя  $R_D$ , которое равно параллельному соединению резисторов  $R_1$  и  $R_2$

$$R_D = \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} = \frac{50 \cdot 20}{50 + 20} = 14,3 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{вх}2} = \frac{h_{11\beta 2} + R_D}{h_{21\beta 2}} = \frac{1000 + 14300}{30} = 510 \text{ Ом}.$$

Выходное сопротивление первого каскада является сопротивлением генератора для каскада 2, т.е.  $R_{Г2}=R_{\text{вых}1}$ . Тогда выходное сопротивление транзистора второго каскада будет:

$$R_{\text{вых.тр}2} = \frac{(h_{11\beta 2} + R_D) + h_{21\beta 2} \cdot R_{Г2}}{h_{22\beta 2} \cdot R_{Г}} = \frac{(1 + 14,3) \cdot 10^3 + 30 \cdot 2,3 \cdot 10^3}{10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3} =$$

$$= 366,5 \text{ кОм} \approx 367 \text{ кОм}.$$

Поскольку к выходу каскада 2 подключен резистор  $R_3$ , то выходное сопротивление второго каскада определяется как параллельное соединение:

$$R_{\text{вых}2} = \frac{R_3 \cdot R_{\text{вых.тр}2}}{R_3 + R_{\text{вых.тр}2}} = \frac{200 \cdot 367}{200 + 367} = 129 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление второго каскада является сопротивлением генератора для третьего каскада  $R_{Г3}=R_{\text{вых}2}$ . Тогда выходное сопротивление транзистора третьего каскада рассчитать по формуле:

$$R_{\text{вых.тр}3} = \frac{h_{11\beta 3} + R_{Г3}}{h_{21\beta 3}} = \frac{1 + 129}{20} = 6,5 \text{ кОм}.$$

К выходу каскада 3 подключен резистор  $R_3$ , являющийся нагрузкой этого каскада, поэтому выходное сопротивление третьего каскада и всего усилителя будет их параллельным соединением:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{вых}3} = \frac{R_3 \cdot R_{\text{вых.тр}3}}{R_3 + R_{\text{вых.тр}3}} = \frac{5,1 \cdot 6,5}{5,1 + 6,5} = 2,86 \text{ кОм}.$$

Прежде чем рассчитывать коэффициенты усиления по напряжению и току нужно определить нагрузку каждого каскада. Нагрузку третьего каскада и

всего усилителя мы уже нашли выше. Нагрузкой первого каскада является параллельное соединение входного сопротивления каскада 2 и резистора  $R_k$ :

$$R_{H1} = \frac{R_k \cdot R_{BX2}}{R_k + R_{BX2}} = \frac{3000 \cdot 510}{3000 + 510} = 436 \text{ Ом}.$$

Нагрузкой второго каскада является параллельное соединение входного сопротивления третьего каскада и резистора  $R_3$ :

$$R_{H2} = \frac{R_3 \cdot R_{BX3}}{R_3 + R_{BX3}} = \frac{200 \cdot 103}{200 + 103} = 68 \text{ кОм}.$$

Теперь рассчитаем коэффициенты усиления каждого каскада и усилителя в целом, пользуясь формулами табл. 4:

$$K_{U1} = -\frac{h_{21\beta1} \cdot R_{H1}}{R_{r1} + h_{11\beta1}} = -\frac{40 \cdot 436}{60 + 1000} = -16,5;$$

$$K_{U2} = \frac{h_{21\beta2} \cdot R_{H2}}{R_{r2} + h_{11\beta2}} = \frac{30 \cdot 68}{2,3 + 1} = 618;$$

$$K_{U3} = \frac{h_{21\beta3} \cdot R_{H3}}{h_{11\beta3} + h_{21\beta3} \cdot R_{H3}} = \frac{20 \cdot 5,1}{1 + 20 \cdot 5,1} = 0,99;$$

$$K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot K_{U3} = (-16,5) \cdot 618 \cdot 0,99 = 10095 \approx 1,01 \cdot 10^4.$$

Далее найдем коэффициенты усиления по току каждого каскада и усилителя в целом. Сразу учтем, что транзисторы каждого каскада усиливают только ту часть тока, которая попадает на входное сопротивление каскада.

$$K_{I1H} = \frac{h_{21\beta1}}{1 + h_{22\beta1} \cdot R_{H1}} \cdot \frac{R_k}{R_k + R_{BX2}} =$$

$$= \frac{40}{1 + 10^{-4} \cdot 436} \cdot \frac{3000}{3000 + 510} = 38,33 \cdot 0,855 \approx 32,8;$$

$$K_{I2H} = \frac{h_{21\beta2}}{h_{21\beta2} + h_{22\beta2} \cdot R_{H2}} \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_{BX3}} =$$

$$= \frac{30}{30 + 10^{-4} \cdot 68 \cdot 10^3} \cdot \frac{200 \cdot 10^3}{200 \cdot 10^3 + 103 \cdot 10^3} = 0,815 \cdot 0,66 \approx 0,54;$$

$$K_{I3} = -\frac{1 + h_{21\beta3}}{1 + h_{22\beta3} \cdot R_{H3}} = -\frac{1 + 20}{1 + 10^{-4} \cdot 5,1 \cdot 10^3} \approx -13,2;$$

$$K_{IH} = K_{I1H} \cdot K_{I2H} \cdot K_{I3} = 32,8 \cdot 0,54 \cdot (-13,2) = -233,8 \approx -234.$$

Если к выходу усилителя подключить сопротивление нагрузки  $R_H$ , то коэффициент усиления по току будет несколько меньше.

**Задачи для самостоятельной и контрольной работы** представлены в фонде оценочных средств по данной дисциплине.

Расчет основных параметров усилителя предлагается дополнить построением качественных временных диаграмм напряжения в точках, которые обозначены на схемах цифрами от 1 до 4.

#### 4. Прохождение гармонического сигнала через узкополосную нелинейную цепь

В радиотехнических устройствах почти всегда приходится иметь дело с нелинейными характеристиками диодов, транзисторов, ИС, поэтому большинство радиоэлектронных устройств имеет следующую структурную схему (рис. 4.1):

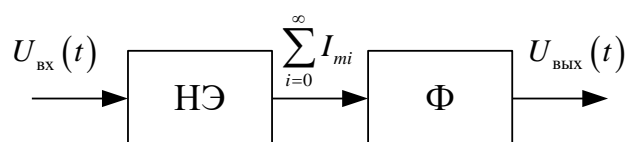


Рис. 4.1. Структурная схема радиоэлектронного устройства

Входной сигнал непосредственно воздействует на нелинейный элемент (диод, транзистор, электронную лампу). При прохождении гармонического сигнала через нелинейный элемент происходит трансформация спектра сигнала.

В результате ток нелинейного элемента (НЭ) будет содержать широкий спектр частот, ряд которых может быть полезен для нелинейного преобразования (выпрямления, модуляции, умножения и т.д.). Эти полезные спектральные составляющие выделяются из всего спектра с помощью узкополосного фильтра (Ф): резонансного колебательного контура,  $RC$ ,  $LC$ ,  $RL$ -фильтров.

Для анализа процессов в нелинейных цепях необходимо иметь аналитическую зависимость между током и напряжением в НЭ. Однако в большинстве случаев ВАХ активного элемента задается только графически. Поэтому возникает задача нахождения приближенного аналитического выражения ВАХ, т.е. аппроксимация этой характеристики.

В электронике чаще всего используют следующие три вида аппроксимации:

- аппроксимацию степенным полиномом  $i(t) = a_0 U_0 + a_1 U_1 + a_2 U_2^2 + \dots + a_n U_n^n$ ,

где  $a_0, a_1, \dots, a_n$  – коэффициенты аппроксимации,  $U_i$  – напряжения гармонических составляющих;

- аппроксимацию экспоненциальным полиномом

$i(t) = I_1 e^{\alpha_1 U} + I_2 e^{\alpha_2 U} + \dots + I_n e^{\alpha_n U}$ , где  $I_1, I_2, \dots, I_n$  – спектральные составляющие тока,  $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  – коэффициенты данного полинома;

- аппроксимацию ломаной линией, т.е. кусочно-линейная аппроксимация

$$i(t) = \begin{cases} 0, & \text{при } U < U_1 \\ SU, & \text{при } U_1 < U < U_S, \text{ где } U_1 \text{ – напряжение отсечки, } S = I/U \text{ – крутизна харак-} \\ I_S = I_{\text{нас}}, & \text{при } U > U_S \end{cases}$$

теристики,  $U_S$  – напряжение насыщения,  $U$  – мгновенное значение напряжения.

Если при работе РЭУ используются начальные криволинейные участки ВАХ активных элементов, то применяют аппроксимацию полиномом второй степени. Аппроксимацию ломаной линией широко используют при анализе схем, работающих в режиме больших входных сигналов.

После аппроксимации получаем зависимость  $i_{\text{вых}}(t) = f(U_{\text{вх}})$ . Далее задача анализа НЭ заключается в определении спектра выходного тока НЭ, поскольку входной сигнал обычно известен, в частности:

$$U_{\text{вх}}(t) = U_m \cos \omega t + U_0.$$

Наиболее распространенными методами анализа НЭ являются: метод тригонометрических формул кратного аргумента (кратных дуг) и метод угла отсечки (метод Берга). Первый из них применяют при аппроксимации степенным полиномом, второй – при кусочно-линейной аппроксимации.

Рассмотрим наиболее простой метод угла отсечки. Углом отсечки  $\theta$  выходного тока называется половина той части периода (выраженного в угловых единицах), в течение которого изменяется выходной ток при изменении входного сигнала. Метод угла отсечки позволяет графо-аналитическим способом определить гармонические составляющие выходного тока НЭ при воздействии на него чисто гармонического сигнала. На рис. 4.1. представлены временные графики входного напряжения, выходного тока, вольт-амперная характеристика нелинейного элемента (в данном случае диода) с напряжением отсечки  $U_1$  и напряжением смещения рабочей точки  $U_0$ . Оси напряжения  $U_d$  ВАХ НЭ и временного графика входного напряжения  $U_{\text{вх}}(t)$  совмещены, что позволяет опреде-



лить максимально возможную амплитуду выходного тока  $I'_m$  при угле отсечки  $\theta = 90^\circ$  (точка  $B$ ).

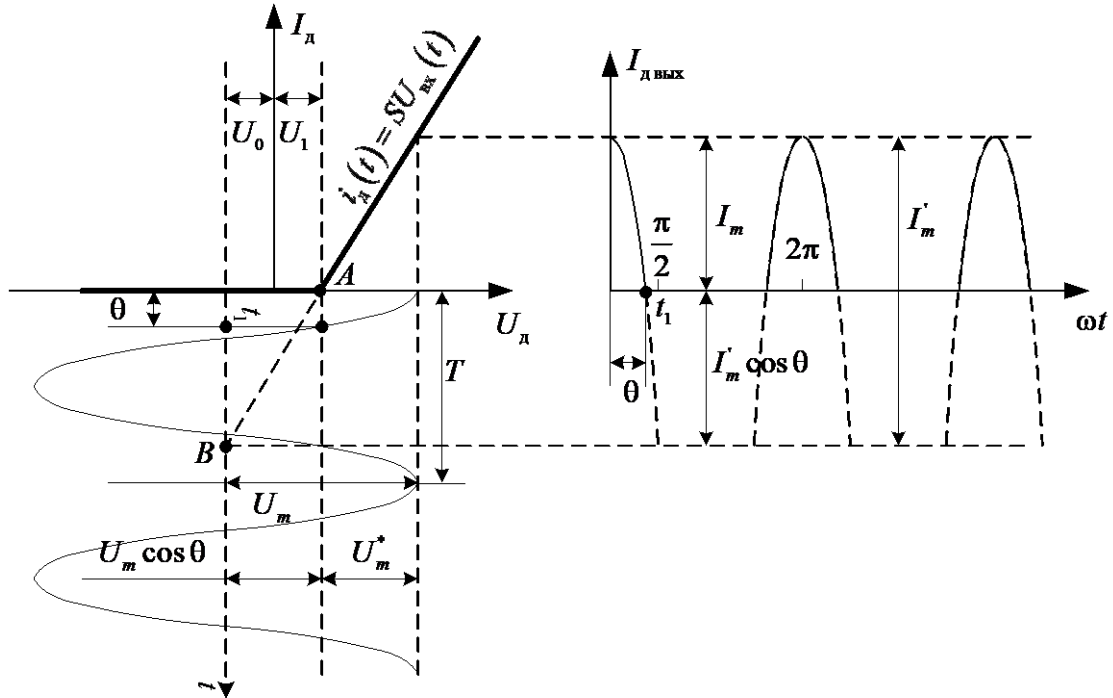


Рис. 4.1. Временные диаграммы входного напряжения, выходного тока, ВАХ НЭ (диода) с напряжением отсечки  $U_1$  и напряжением смещения рабочей точки  $U_0$

Из графика следует, что ордината входного напряжения в момент времени  $t_1$  (отсечка выходного тока) равна  $U_m \cos \theta$ . В то же время она равна алгебраической сумме напряжения отсечки  $U_1$  и напряжения смещения  $U_0$ , т.е

$$U_m \cos \theta = U_1 - U_0 \rightarrow \cos \theta = \frac{U_1 - U_0}{U_m},$$

где  $U_m$  – амплитуда входного сигнала, откуда получаем

$$\theta = \arccos \left( \frac{U_1 - U_0}{U_m} \right). \quad (4.1)$$

Это выражение позволяет аналитически вычислить угол отсечки  $\theta$ .

Из графика также следует, что выходной ток в любой момент времени (например  $t_2$ ) будет равен:

$$i_{\text{вых}}(t) = I'_m \cos \omega t - I'_m \cos \theta = I'_m (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (4.2)$$

Для момента времени  $\omega t = 0$  предыдущее выражение приобретает вид:

$$i_{\text{вых}}(t) = I_m = I_m' (1 - \cos \theta) \rightarrow I_m' = \frac{I_m}{1 - \cos \theta}, \quad (4.3)$$

а выражение для выходного тока будет:

$$i_{\text{вых}}(t) = I_m \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}. \quad (4.4)$$

В соответствии с рис. 4.1:

$$I_m = S U_m^* = S (U_m - U_m \cos \theta) = S U_m (1 - \cos \theta), \quad (4.5)$$

где  $S$  – крутизна ВАХ НЭ.

Выходной ток существенно отличается по форме от входного напряжения и поэтому, кроме основной частоты  $\omega$  содержит постоянную составляющую и составляющие с частотами  $2\omega$ ,  $3\omega$  и т.д. Постоянная составляющая и амплитуды высших гармоник могут быть найдены из разложения выражения выходного тока в ряд Фурье. Так как функция  $i_{\text{вых}}(t)$  четная (косинусоидальная), то ряд Фурье будет содержать только косинусоидальные составляющие:

$$i_{\text{вых}}(t) = I_0 + I_{m1} \cos \omega t + I_{m2} \cos 2\omega t + I_{m3} \cos 3\omega t + \dots + I_{mk} \cos k\omega t, \quad (4.6)$$

где  $I_0$  – постоянная составляющая.

Применяя формулы разложения Фурье к выражению (4.4), находим

$$I_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{\text{вых}}(t) d(\omega t) = I_m \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = I_m \alpha_0, \quad (4.7)$$

$$I_{m1} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{\text{вых}}(t) \cos(\omega t) d(\omega t) = I_m \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = I_m \alpha_1, \quad (4.8)$$

$$I_{mk} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} i_{\text{вых}}(t) \cos(k\omega t) d(\omega t) = I_m \frac{2 \left[ \sin(k\theta) \cos \theta - k \cos(k\theta) \sin \theta \right]}{\pi(1 - \cos \theta)} = I_m \alpha_k. \quad (4.9)$$

Коэффициенты  $\alpha_0, \alpha_1, \dots, \alpha_k$ , зависящие только от угла отсечки  $\theta$ , получили название коэффициентов Берга. Они позволяют вычислить амплитуду любой гармоники выходного тока. Таким образом, зная входное напряжение и ВАХ НЭ можно найти гармоники выходного тока и построить его спектральную диаграмму (пример спектральной диаграммы представлен на рис. 4.2.).

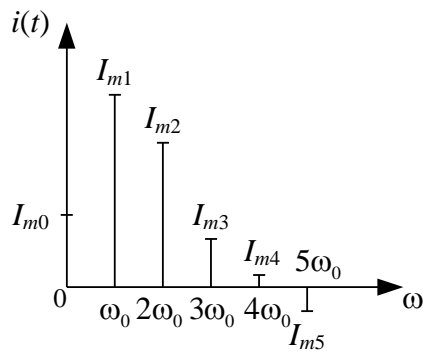


Рис. 4.2. Спектральная диаграмма выходного тока НЭ

Рассмотрим теперь прохождение сложного по спектру выходного тока нелинейного элемента через линейный фильтр, в качестве которого используем резонансный колебательный контур (рис. 4.3).

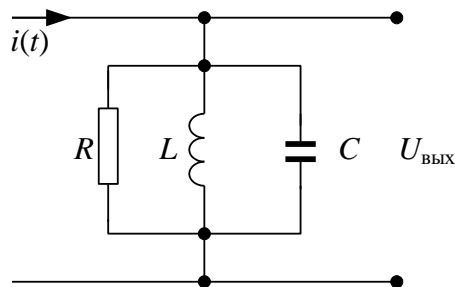


Рис. 4.3. Схема резонансного колебательного контура

При этом будем считать, что резонансный колебательный контур зашунтирован достаточно большим активным сопротивлением  $R$ . Частотная и фазовая характеристики колебательного контура приведены на рис. 4.4 а и 4.4 б соответственно.

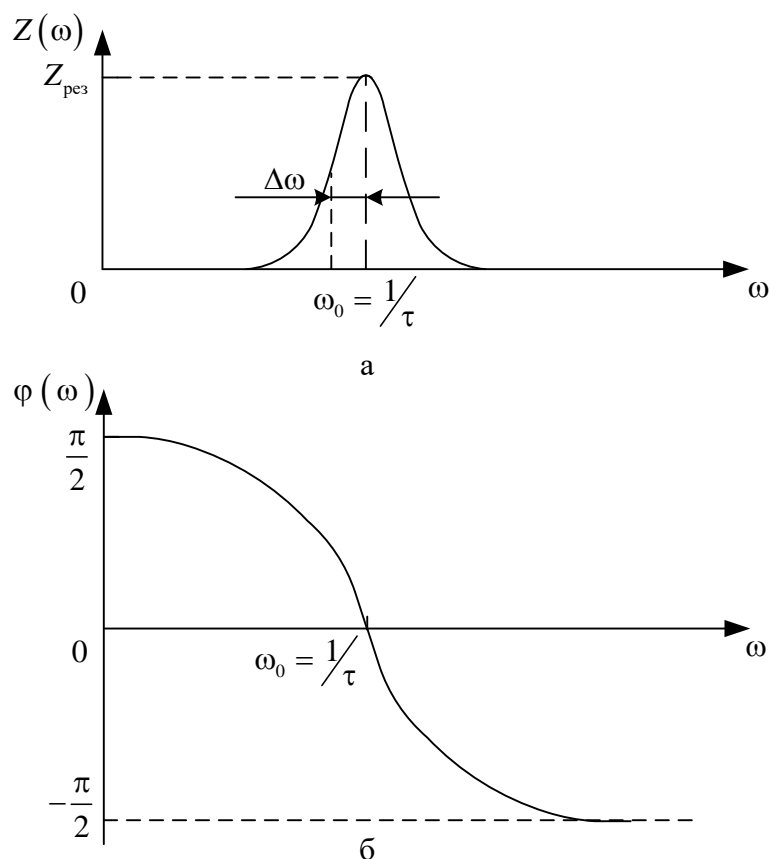


Рис. 4.4. Частотная (а) и фазовая (б) характеристики колебательного контура

В любом параллельном колебательном контуре возникает резонанс токов, поэтому часто его называют резонансным колебательным контуром, где

$\Delta\omega_k = \omega_k - \omega_0$  – абсолютная расстройка контура для  $k$ -ой гармоники тока;

$\frac{\Delta\omega_k}{\omega_0}$  – относительная расстройка контура для  $k$ -ой гармоники тока;

$$a = Q \left( \frac{\omega_k - \omega_0}{\omega_0} \right) \approx 2Q \frac{\Delta\omega_k}{\omega_0} \text{ – обобщенная расстройка контура;}$$

где  $\omega_k = k\omega_1$  – частота  $k$ -ой гармоники тока;

$Q$  – добротность контура;

$\omega_0 = n \omega_1$  – резонансная частота контура,  $n$  – номер гармоники на которую настроен контур;

$\omega_1$  – частота первой гармоники тока (частота входного напряжения).

Модуль полного сопротивления резонансного колебательного контура определяется по формуле:

$$Z(\omega_k) = \frac{Z(\omega_0)}{\sqrt{1 + \left(2Q \frac{\Delta\omega_k}{\omega_0}\right)^2}} = \frac{Z(\omega_0)}{\sqrt{1 + a^2}},$$

где  $Z(\omega_0) = R$  – в момент резонанса.

Фазовый сдвиг, приобретаемый каждой гармоникой сигнала (напряжения) при прохождении через контур равен:

$$\varphi_k = \varphi_U(\omega_k) = -\arctg\left(2Q \frac{\Delta\omega_k}{\omega_0}\right) = -\arctg(a).$$

В любой момент резонанса  $Z(\omega_0) = R = \frac{\rho}{r}$ , где  $\rho$  – волновое сопротивление контура,  $R$ ,  $r$  – сопротивления активных потерь в контуре при параллельной и последовательной схеме их включения, причем

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = Qr = \frac{R}{Q}.$$

Зная модуль полного сопротивления контура можно определить амплитуду каждой гармоники напряжения на выходе фильтра и построить спектральную диаграмму выходного напряжения

$$U_{mk} = I_{mk} Z(\omega_k).$$

Временная диаграмма переменной составляющей выходного напряжения линейного фильтра соответствует выражению

$$U_{вых}(t) = U_{m1} \cos(\omega_1 t + \psi_1 + \varphi_1) + U_{m2} \cos(2\omega_1 t + \psi_2 + \varphi_2) + U_{m3} \cos(3\omega_1 t + \psi_3 + \varphi_3) + \dots + U_{mk} \cos(k\omega_1 t + \psi_k + \varphi_k),$$

где  $U_{m1}, U_{m2}, \dots, U_{mk}$  – амплитуды гармоник выходного напряжения;

$\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_k$  – фазовый сдвиг гармоник выходного тока, который дает НЭ, причем, если  $\alpha_k > 0$ , то  $\psi_k = 0$ , если  $\alpha_k < 0$ , то  $\psi_k = \pi$ ;

$\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_k$  фазовый сдвиг гармоник выходного напряжения, который дает резонансный колебательный контур.

Пример решения задачи.

Определить гармоники выходного тока НЭ, на входе которого действует напряжение с параметрами  $U_m = 6,3\text{В}$ ,  $U_0 = 0$ . Крутизна ВАХ НЭ  $S = 0,01\text{А/В}$ ,

напряжение отсечки  $U_1 = 2,3$  В. Определить гармоники выходного напряжения резонансного колебательного контура, если контур зашунтирован активным сопротивлением  $R = 10^5$  Ом и настроен на 4-ую гармонику выходного тока.

1. Находим угол отсечки

$$\theta = \arccos\left(\frac{U_1 - U_0}{U_m}\right) = \arccos\left(\frac{2,3 - 0}{6,3}\right) = \arccos(0,37) = 1,19 \text{ рад} = 68,6^\circ.$$

2. Тогда амплитуда выходного тока будет равна

$$I_m = S U_m (1 - \cos \theta) = 0,01 \cdot 6,3 \cdot (1 - 0,37) = 0,04 \text{ А} = 40 \text{ мА}.$$

3. Далее определяем коэффициенты Берга

$$\alpha_0 = \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = \frac{\sin 1,19 - 1,19 \cos 1,19}{3,14(1 - 0,37)} = \frac{0,931 - 1,19 \cdot 0,37}{3,14 \cdot 0,63} \approx 0,25;$$

$$\alpha_1 = \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{\pi(1 - \cos \theta)} = \frac{1,19 - \sin 1,19 \cos 1,19}{3,14(1 - 0,37)} \approx 0,43;$$

$$\begin{aligned} \alpha_2 &= \frac{2(\sin 2\theta \cos \theta - 2 \sin \theta \cos 2\theta)}{\pi k(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)} = \frac{2(\sin 137,2^\circ \cos 68,6^\circ - 2 \sin 68,6^\circ \cos 137,2^\circ)}{3,14 \cdot 2(4 - 1)(1 - 0,37)} = \\ &= \frac{0,6794 \cdot 0,37 + 2 \cdot 0,7337 \cdot 0,931}{5,9346} \approx 0,27 \end{aligned};$$

$$\begin{aligned} \alpha_3 &= \frac{2(\sin 3\theta \cos \theta - 3 \sin \theta \cos 3\theta)}{\pi k(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)} = \frac{2(\sin 205,8^\circ \cos 68,6^\circ - 3 \sin 68,6^\circ \cos 205,8^\circ)}{3,14 \cdot 3(9 - 1)(1 - 0,37)} = \\ &= \frac{-0,4352 \cdot 0,37 + 3 \cdot 0,90 \cdot 0,931}{23,738} \approx 0,1 \end{aligned};$$

$$\begin{aligned} \alpha_4 &= \frac{2(\sin 4\theta \cos \theta - 4 \sin \theta \cos 4\theta)}{\pi k(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)} = \frac{2(\sin 274,4^\circ \cos 68,6^\circ - 4 \sin 68,6^\circ \cos 274,4^\circ)}{3,14 \cdot 4(16 - 1)(1 - 0,37)} = \\ &= \frac{-0,997 \cdot 0,37 - 4 \cdot 0,0767 \cdot 0,931}{59,346} \approx -0,011 \end{aligned};$$

$$\begin{aligned} \alpha_5 &= \frac{2(\sin 5\theta \cos \theta - 5 \sin \theta \cos 5\theta)}{\pi k(k^2 - 1)(1 - \cos \theta)} = \frac{2(\sin 343^\circ \cos 68,6^\circ - 5 \sin 68,6^\circ \cos 343^\circ)}{3,14 \cdot 5(25 - 1)(1 - 0,37)} = \\ &= \frac{-0,2924 \cdot 0,37 - 5 \cdot 0,966 \cdot 0,931}{118,692} \approx -0,04 \end{aligned}.$$

4. Тогда амплитуды гармоник выходного тока будут равны:

$$I_0 = I_m \alpha_0 = 40 \cdot 0,25 = 10 \text{ мА};$$

$$I_1 = I_m \alpha_1 = 40 \cdot 0,43 = 17,2 \text{ мА};$$

$$I_2 = I_m \alpha_2 = 40 \cdot 0,27 = 10,8 \text{ мА};$$

$$I_3 = I_m \alpha_3 = 40 \cdot 0,1 = 4 \text{ мА};$$

$$I_4 = I_m \alpha_4 = 40 \cdot (-0,011) = -0,4 \text{ мА};$$

$$I_5 = I_m \alpha_5 = 40 \cdot (-0,04) = -1,6 \text{ мА}.$$

По полученным данным построим спектральную диаграмму выходного тока (рис. 4.5).

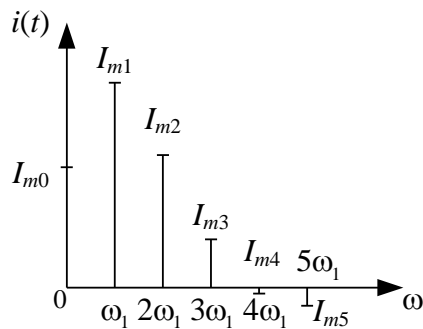


Рис. 4.5. Спектральная диаграмма выходного тока НЭ

5. Фазы гармоник выходного тока в данном случае будут равны:

$$\psi_1 = \psi_2 = \psi_3 = 0, \psi_4 = \psi_5 = \pi.$$

6. Далее определяем абсолютную расстройку контура по каждой гармонике выходного тока:

$$\Delta\omega_1 = \omega_1 - \omega_4 = \omega_1 - 4\omega_1 = -3\omega_1;$$

$$\Delta\omega_2 = \omega_2 - \omega_4 = 2\omega_1 - 4\omega_1 = -2\omega_1;$$

$$\Delta\omega_3 = \omega_3 - \omega_4 = 3\omega_1 - 4\omega_1 = -\omega_1;$$

$$\Delta\omega_4 = \omega_4 - \omega_4 = 4\omega_1 - 4\omega_1 = 0;$$

$$\Delta\omega_5 = \omega_5 - \omega_4 = 5\omega_1 - 4\omega_1 = \omega_1.$$

7. Находим обобщенную расстройку контура:

$$a_1 = 2Q \frac{\Delta\omega_1}{\omega_0} = \frac{2 \cdot (-3\omega_1)}{4\omega_1} Q = -\frac{3}{2} Q;$$

$$a_2 = 2Q \frac{\Delta\omega_2}{\omega_0} = \frac{2 \cdot (-2\omega_1)}{4\omega_1} Q = -Q;$$

$$a_3 = 2Q \frac{\Delta\omega_3}{\omega_0} = \frac{2 \cdot (-\omega_1)}{4\omega_1} Q = -\frac{1}{2} Q;$$

$$a_4 = 2Q \frac{\Delta\omega_4}{\omega_0} = \frac{2 \cdot (0)}{4\omega_1} Q = 0;$$

$$a_5 = 2Q \frac{\Delta\omega_5}{\omega_0} = \frac{2 \cdot (\omega_1)}{4\omega_1} Q = \frac{1}{2} Q.$$

8. Далее находим модуль полного сопротивления контура для каждой гармонике тока

$$Z_1 = \frac{R}{\sqrt{1+a_1^2}} = \frac{10^5}{\sqrt{1+\frac{9}{4}10^4}} = \frac{10^5}{150} = 667 \text{ Ом};$$

$$Z_2 = \frac{R}{\sqrt{1+a_2^2}} = \frac{10^5}{\sqrt{1+10^4}} = \frac{10^5}{100} = 1000 \text{ Ом};$$

$$Z_3 = \frac{R}{\sqrt{1+a_3^2}} = \frac{10^5}{\sqrt{1+\frac{1}{4}10^4}} = \frac{10^5}{50} = 2000 \text{ Ом};$$

$$Z_4 = \frac{R}{\sqrt{1+a_4^2}} = \frac{10^5}{\sqrt{1+0}} = 10^5 \text{ Ом};$$

$$Z_5 = \frac{R}{\sqrt{1+a_5^2}} = \frac{10^5}{\sqrt{1+\frac{1}{4}10^4}} = \frac{10^5}{50} = 2000 \text{ Ом}.$$

9. Тогда амплитуды гармоник выходного напряжения будут равны:

$$U_{m1} = |I_{m1}| Z_1 = 17,2 \cdot 10^{-3} \cdot 667 \approx 11,5 \text{ В};$$

$$U_{m2} = |I_{m2}| Z_2 = 10,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1000 \approx 10,8 \text{ В};$$

$$U_{m3} = |I_{m3}| Z_3 = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 2000 \approx 8 \text{ В};$$

$$U_{m4} = |I_{m4}| Z_4 = 0,4 \cdot 10^{-3} \cdot 10^5 \approx 40 \text{ В};$$

$$U_{m5} = |I_{m5}| Z_5 = 1,6 \cdot 10^{-3} \cdot 2000 \approx 3,2 \text{ В}.$$



По полученным данным можно теперь построить спектральную диаграмму выходного напряжения резонансного колебательного контура (рис. 4.6).

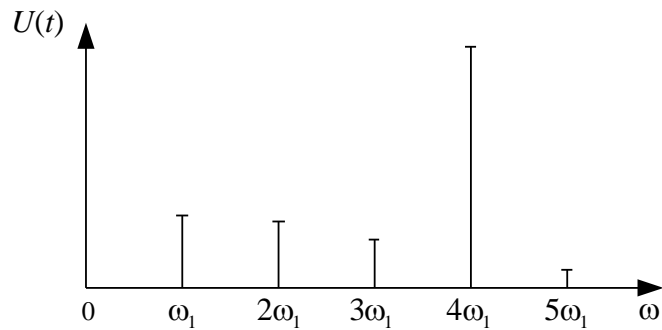


Рис. 4.6. Спектральная диаграмма выходного напряжения контура

10. Определяем фазовый сдвиг каждой гармоники выходного напряжения

$$\varphi_1 = -\arctg(a_1) = -\arctg\left(-\frac{3 \cdot Q}{2}\right) = -\arctg(-150) \approx 89,65^\circ \approx \frac{\pi}{2};$$

$$\varphi_2 = -\arctg(a_2) = -\arctg(-Q) = -\arctg(-100) \approx 89,4^\circ \approx \frac{\pi}{2};$$

$$\varphi_3 = -\arctg(a_3) = -\arctg\left(-\frac{Q}{2}\right) = -\arctg(-50) \approx 88,9^\circ \approx \frac{\pi}{2};$$

$$\varphi_4 = -\arctg(a_4) = -\arctg(0) = 0;$$

$$\varphi_5 = -\arctg(a_5) = -\arctg\left(\frac{Q}{2}\right) = -\arctg 50 \approx -88,9^\circ \approx -\frac{\pi}{2}.$$

11. Строим временную диаграмму напряжений с учетом сдвигов фаз, суммируя три гармоники напряжения: основную, на которую настроен контур и две ближайшие. Пример такой диаграммы приведен на рис. 4.7.

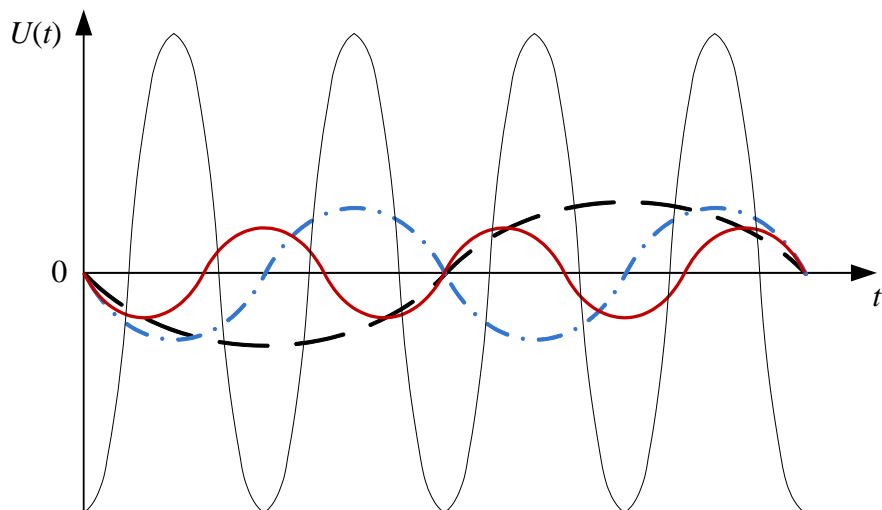


Рис. 4.7. Временная диаграмма выходного напряжения контура

На этом расчет гармоник и спектра выходного сигнала закончен.

**Задачи для самостоятельной и контрольной работы** представлены в фонде оценочных средств по данной дисциплине.