

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Национальный исследовательский университет «МЭИ»

Кафедра «Вычислительных машин, систем и сетей»

ЭЛЕКТРОНИКА
СБОРНИК ЗАДАЧ ПО АНАЛОГОВОЙ СХЕМОТЕХНИКЕ
ЧАСТЬ 1

Задачник

Учебное электронное издание

для студентов, обучающихся по направлениям
09.03.01 «Информатика и вычислительная техника» и
27.03.04 «Управление в технических системах»

ISBN 978-5-7046-2715-9
ISBN 978-5-7046-2716-6 (Ч.1)

© Национальный исследовательский университет «МЭИ», 2023

УДК621.3

ББК 31.21

Э 822

Рецензенты: В.М. Степанов, проф., докт. техн. наук;
Г.Г. Гусев, проф., докт. техн. наук

Авторы: М.П. Жохова, А.Т. Кобяк, А.П. Батенина,
С.В. Гумилевский, С.В. Лагутина

Э 822 Электроника. Сборник задач по аналоговой схемотехнике:
В 2 ч. Ч. 1 [Электронный ресурс] / М.П. Жохова, А.Т. Кобяк,
А.П. Батенина и др. – Электрон. издан. – М.: Издательство
МЭИ, 2023. – 1 электрон. опт. диск (CD или DVD-ROM).

Представлены задачи и теоретическая справка по следующим темам: прохождение сигналов через RC-цепи, линейные усилители, схемы с диодами, усилительные каскады на биполярных и полевых транзисторах.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника» и 27.03.04 «Управление в технических системах».

Минимальные системные требования:

Тип ЭВМ: ПК на базе Pentium IV и выше.

ОС: Windows XP и выше, семейство Linux.

Веб-браузер или любое программное обеспечение для чтения PDF файлов,

Веб-браузер: Google Chrome, Firefox, Opera.

ПО для чтения PDF файлов: Adobe Acrobat, LibreOffice Draw.

ISBN 978-5-7046-2715-9

ISBN 978-5-7046-2716-6 (Ч.1)

©Национальный исследовательский университет «МЭИ», 2023

Редактор Политковская Е.В.

Дата подписания – 01.12.2022

Объём издания – 2 Мбайт.

Тираж – 10 электронных оптических дисков CD-ROM или DVD-ROM

Издательство МЭИ
111250, Москва, Красноказарменная, д. 14
izdatmpei@gmail.com

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	5
1. Прохождение сигналов через RC-цепи. Линейные усилители	6
2. Цепи с диодами	20
3. Характеристики и параметры биполярных транзисторов	34
4. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	40
5. Характеристики и параметры полевых транзисторов	52
6. Усилительные каскады на полевых транзисторах	55
7. Теоретическая справка	61
7.1. Прохождение сигналов через <i>RC</i> -цепи. Линейные усилители	61
7.2. Цепи с диодами	73
7.3. Характеристики и параметры биполярных транзисторов	77
7.4. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	79
7.5. Характеристики и параметры полевых транзисторов	85
7.6. Усилительные каскады на полевых транзисторах	87
Список рекомендуемой литературы	90

Предисловие

Учебное электронное издание «Электроника. Сборник задач по аналоговой схемотехнике. Часть 1» предназначено для студентов, обучающихся по направлениям 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника» и 27.03.04 «Управление в технических системах». Сборник подготовлен кафедрой ВМСС Московского энергетического института (НИУ «МЭИ») на основе многолетнего опыта преподавания дисциплины «Электроника». Представлены задачи по следующим темам: прохождение сигналов через RC -цепи, линейные усилители, схемы с диодами, усилительные каскады на биполярных и полевых транзисторах. Каждый раздел содержит условия задач по теме раздела, задачи, имеющие решения, отмечены буквой (Р). Порядок подачи материала от более простых задач к сложным, включая задачи повышенной трудности (отмечены *), ориентирован на широкий круг подготовки обучаемого. Сборник содержит достаточное количество учебных задач, подобранных так, чтобы обучаемый мог понять и закрепить навыки их решения, необходимые для успешного усвоения учебных материалов аналоговой схемотехники и в дальнейшем учебных материалов цифровой схемотехники. Отдельные задачи могут рассматриваться как дополнительные для более углубленного усвоения учебного материала. Учебное пособие также содержит теоретическую справку по темам представленных задач. Пособие может быть полезно студентам бакалавриата и магистрам, занимающимся проектированием и эксплуатацией полупроводниковых приборов, очно-заочной, вечерней и дистанционных форм образования, а также слушателям программ дополнительного профессионального образования. Пособие также может быть использовано преподавателями для проведения практических занятий и консультаций.

1. Прохождение сигналов через RC-цепи. Линейные усилители

Задача 1.1р. Получить выражение для комплексного коэффициента передачи $\dot{H}(\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}}$, построить амплитудно-частотную (АЧХ) и фазо-частотную характеристики (рис. 1.1). Параметры элементов схемы: $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$, $C_2 = 10 \text{ мкФ}$.

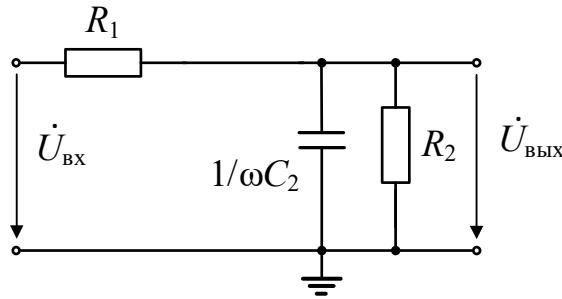


Рис. 1.1. Схема к задаче 1.1

Решение. Комплексное сопротивление конденсатора на частоте ω $Z = \frac{1}{j\omega C_2}$. Комплексный коэффициент передачи

$$\dot{H} = \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\frac{ZR_2}{Z + R_2}}{\frac{ZR_2}{Z + R_2} + R_1} = \frac{ZR_2}{Z(R_2 + R_1) + R_1 R_2} = \frac{R_2}{(R_2 + R_1) + \frac{R_1 R_2}{Z}},$$

$$\dot{H}(\omega) = \frac{R_2}{(R_2 + R_1) + j\omega C_2 R_1 R_2} = \frac{\frac{R_2}{(R_2 + R_1)}}{1 + j \frac{\omega C_2 R_1 R_2}{(R_2 + R_1)}}.$$

Обозначим $\omega_{\text{рп}} = \frac{1}{R_1 C_2} = \frac{(R_2 + R_1)}{R_1 R_2 C_2}$, тогда

$$\dot{H}(\omega) = \frac{\frac{R_2}{(R_2 + R_1)}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\text{рп}}}} = \frac{\frac{R_2}{(R_2 + R_1)}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_{\text{рп}}}} = \frac{\frac{R_2}{(R_2 + R_1)}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{рп}}}\right)^2}} e^{j \left(-\arctg \left(\frac{\omega}{\omega_{\text{рп}}} \right) \right)}.$$

Границная частота $\omega_{rp} = \frac{(R_2 + R_1)}{R_1 R_2 C_2} = 2 \cdot 10^5$ 1/с. Так как $f = \frac{\omega}{2\pi}$, то

$$f_{rp} = \frac{\omega_{rp}}{2\pi} = \frac{2 \cdot 10^5}{2\pi} = 31,83 \cdot 10^3 \text{ Гц или } f_{rp} = 31,83 \text{ кГц.}$$

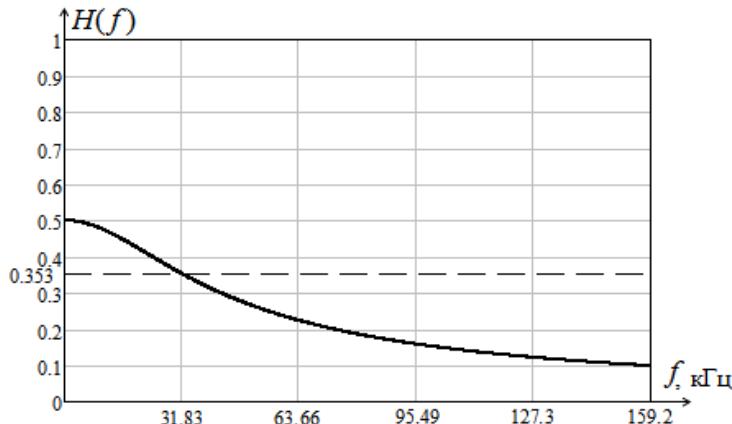
Амплитудно-частотная характеристика АЧХ $H(f) = \frac{R_2}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{rp}}\right)^2}}$,

фазо-частотная характеристика ФЧХ $\varphi(f) = -\arctg\left(\frac{f}{f_{rp}}\right)$.

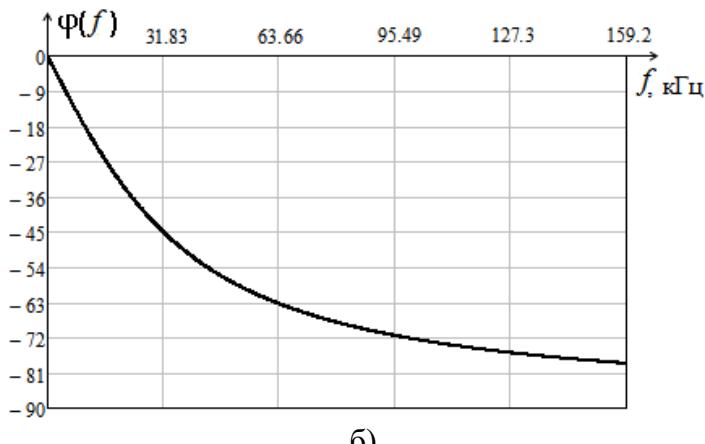
При частоте $f \rightarrow 0$ $H(0) = \frac{R_2}{(R_2 + R_1)} = 0,5$, $\varphi(0) = 0$; при $f = f_{rp}$

$$H(f_{rp}) = \frac{R_2}{(R_2 + R_1)\sqrt{2}} = \frac{0,5}{\sqrt{2}} \approx 0,353, \quad \varphi(f_{rp}) = -45^\circ; \text{ при } f \rightarrow \infty \quad H(\infty) \rightarrow 0,$$

$\varphi(\infty) \rightarrow -90^\circ$. На рисунках 1.1,а и 1.1,б представлены АЧХ и ФЧХ RC -цепи при заданных параметрах элементов.



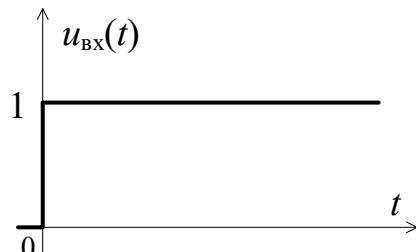
а)



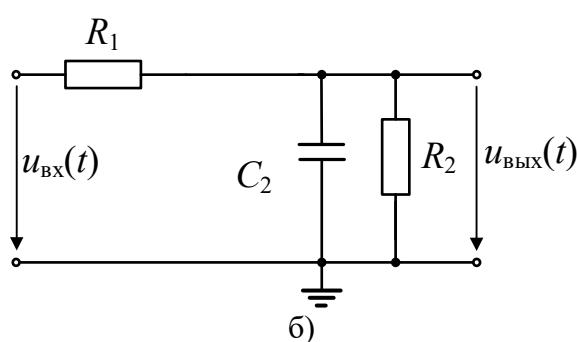
б)

Рис. 1.1. Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики

Задача 1.2р. Получить выражение и построить переходную характеристику RC -цепи $h(t) = u_{\text{вых}}(t)|_{1(t)}$ (рис. 1.2). Определить постоянную времени цепи τ . Параметры элементов схемы: $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$, $C_2 = 10 \text{ мкФ}$. Рассчитать длительность фронта t_ϕ переходной характеристики RC -цепи.



a)



б)

Рис. 1.2. Вид входного сигнала (а) и схема RC-цепи (б)

Решение. Переходная характеристика рассчитывается классическим методом как сумма двух составляющих $h(t) = u_{\text{вых}}(t)|_{1(t)} = h_{\text{уст}} + Ae^{-\frac{t}{\tau}}$ при условии, что $u_C(-0) = u_C(+0) = u_C(0) = 0$.

Постоянная времени переходного процесса RC -цепи $\tau = R_{\text{цеп}} C_2 = \frac{R_1 R_2 C_2}{(R_2 + R_1)} = 5 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = 50 \cdot 10^{-3} = 0,05 \text{ с}$. В момент $t = 0$ $h(0) = u_C(0) = 0$, в установившемся режиме при $t \rightarrow \infty$ $h_{\text{уст}} = u_{\text{уст}} = 1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,5 \text{ В}$. Переходная характеристика

$$h(t) = u_{\text{вых}}(t)|_{1(t)} = 0,5 - 0,5e^{-\frac{t}{50 \cdot 10^{-3}}} \text{ В.}$$

Длительность фронта переходной характеристики RC -цепи $t_\phi = 2,2\tau = 110 \cdot 10^{-3} = 0,11 \text{ с}$.

На рисунке 1.3 представлен график переходной характеристики и отмечена длительность фронта переходной характеристики RC -цепи.

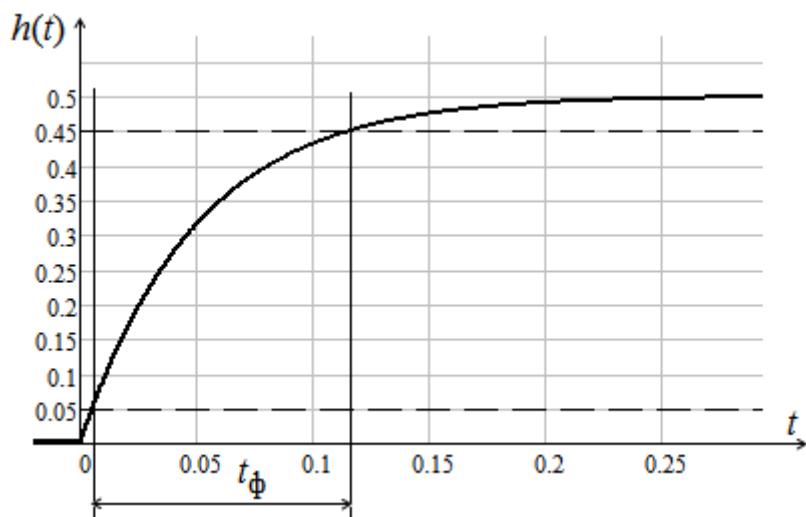


Рис. 1.3. Переходная характеристика RC -цепи

Задача 1.3р. Для RC -цепи с двумя резисторами (рис. 1.4а) рассчитать и построить АЧХ $H(f)$. Параметры элементов схемы: $R_1 = 60$ кОм, $R_2 = 15$ кОм, $R_3 = 25$ кОм, $C = 10$ нФ.

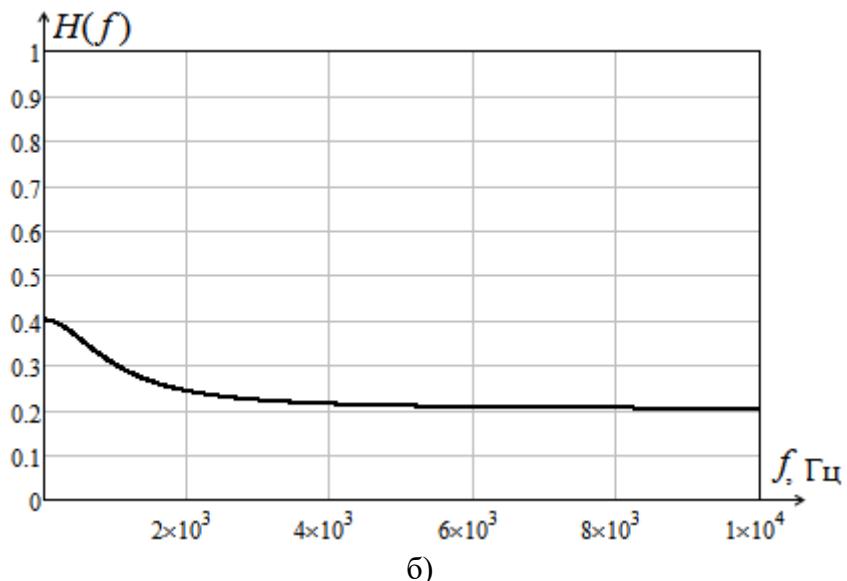
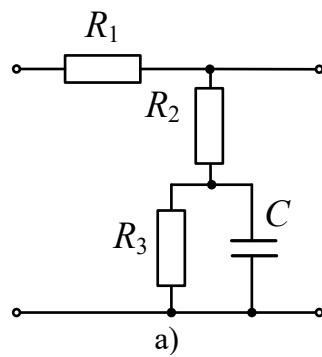


Рис. 1.4. Схема RC -цепи с двумя резисторами (а); АЧХ (б)

Решение. Комплексное сопротивление конденсатора на частоте ω $Z = \frac{1}{j\omega C}$. Комплексный коэффициент передачи

$$\begin{aligned} \dot{H} &= \frac{\dot{U}_{\text{вых}}}{\dot{U}_{\text{вх}}} = \frac{\frac{Z}{Z + R_3} + R_2}{\frac{Z}{Z + R_3} + R_2 + R_1} = \frac{Z(R_3 + R_2) + R_3 R_2}{Z(R_1 + R_2 + R_3) + (R_1 + R_2)R_3} = \\ &= \frac{(R_3 + R_2) + \frac{R_3 R_2}{Z}}{(R_1 + R_2 + R_3) + \frac{(R_1 + R_2)R_3}{Z}} = \frac{(R_3 + R_2) + j\omega C R_3 R_2}{(R_1 + R_2 + R_3) + j\omega C (R_1 + R_2) R_3} \end{aligned}$$

Модуль комплексного коэффициента передачи имеет довольно сложное выражение:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= \sqrt{\frac{(R_3 + R_2)^2 + (\omega C R_3 R_2)^2}{(R_1 + R_2 + R_3)^2 + (\omega C (R_1 + R_2) R_3)^2}}; \text{ так как } \omega = 2\pi f, \text{ то} \\ H(f) &= \sqrt{\frac{(R_3 + R_2)^2 + (2\pi f C R_3 R_2)^2}{(R_1 + R_2 + R_3)^2 + (2\pi f C (R_1 + R_2) R_3)^2}}. \end{aligned}$$

$$\text{При } f \rightarrow 0 \ H(0) = \frac{(R_3 + R_2)}{(R_3 + R_2 + R_1)} = \frac{(25 + 15) \cdot 10^3}{(25 + 15 + 60) \cdot 10^3} = 0,4,$$

$$\text{при } f \rightarrow \infty \ H(\infty) \rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15 \cdot 10^3}{(60 + 15) \cdot 10^3} = 0,2.$$

На рисунке 1.4б представлена АЧХ RC -цепи с двумя резисторами при заданных параметрах элементов.

Задача 1.4р. Для RC -цепи с двумя резисторами (рис. 1.4) определить постоянную времени цепи τ ; построить временную характеристику цепи при действии прямоугольного импульса

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ U_m, & 0 \leq t \leq t_u \\ 0, & t > t_u \end{cases}.$$

Параметры элементов схемы: $U_m = 10 \text{ В}$, $t_u = 10\tau$,

$$R_1 = 60 \text{ кОм}, R_2 = 15 \text{ кОм}, R_3 = 25 \text{ кОм}, C = 10 \text{ нФ}.$$

Решение. Временная характеристика рассчитывается классическим методом как сумма двух составляющих $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вых уст}} + Ae^{\frac{-t}{\tau}}$.

На интервале $0 \leq t \leq t_u$ на входе постоянное напряжение U_m , $u_C(-0) = u_C(+0) = u_C(0) = 0$. Эквивалентная расчетная схема в момент

$t = 0$ приведена на рис. 1.5а. По условию задачи к моменту $t = t_u = 10\tau$ переходной процесс, начавшийся в момент $t = 0$, закончится, расчетная схема установившегося режима приведена на рис.1.5б.

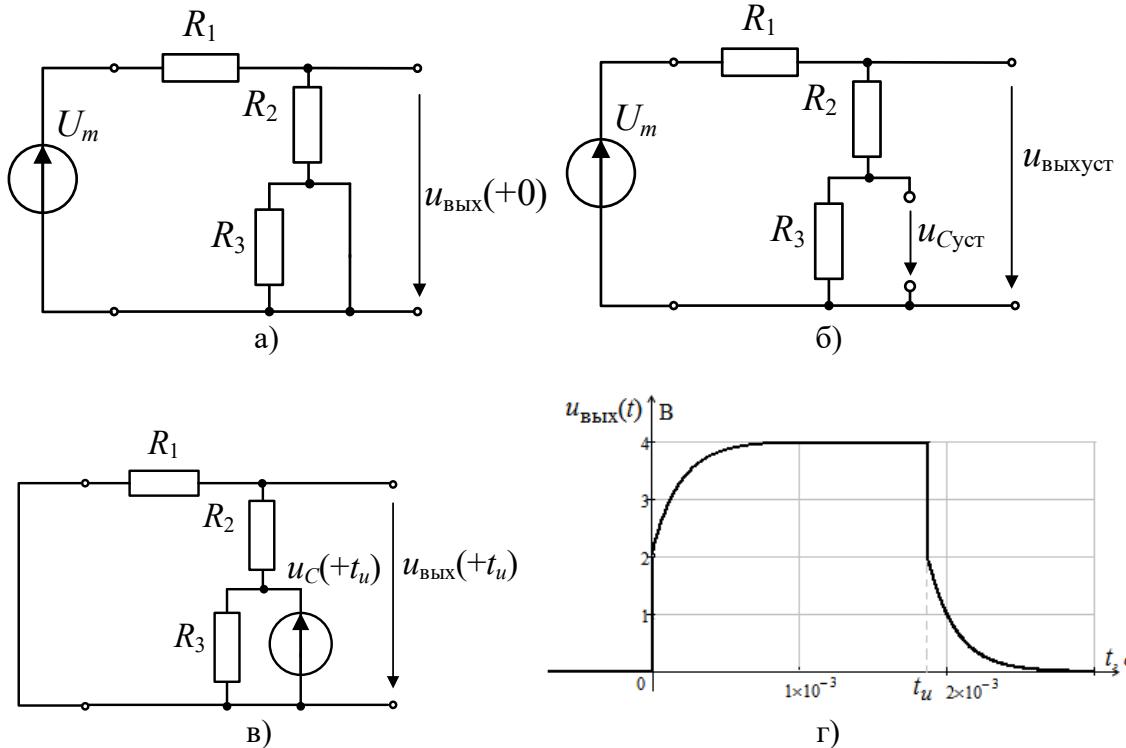


Рис. 1.5. Расчетные схемы в момент $t = 0$ (а) и $t = t_u$ (б); $t = +t_u$ (в); Временная характеристика цепи (г)

$$\text{В момент } t = 0 \quad u_{\text{вых}}(0) = U_m \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{15 \cdot 10^3}{(60 + 15) \cdot 10^3} = 2 \text{ В,} \quad \text{в}$$

установившемся режиме при $t \rightarrow \infty$

$$u_{\text{выхуст}} = U_m \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 10 \frac{(25 + 15) \cdot 10^3}{(25 + 15 + 60) \cdot 10^3} = 4 \text{ В,}$$

$$u_{C_{\text{уст}}} = U_m \frac{R_3}{R_1 + R_2 + R_3} = 2,5 \text{ В.}$$

Постоянная времени переходного процесса RC -цепи
 $\tau = R_{\text{экв}} C = \frac{(R_1 + R_2) R_3 C}{(R_1 + R_2 + R_3)} = 18,75 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9} = 187,5 \cdot 10^{-6} \text{ с,}$ длительность

импульса $t_u = 10\tau = 1,875 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$ Временная характеристика на интервале

$$0 \leq t \leq t_u \quad u_{\text{вых}}(t) \Big|_{0 \leq t \leq t_u} = 4 - 2e^{-\frac{t}{187,5 \cdot 10^{-6}}} \text{ В.}$$

На интервале $t > t_u$ рассчитывается свободный процесс с начальными условиями $u_C(-t_u) = u_C(+t_u) = 2,5$ В. Наблюдается скачок напряжения до значения (рис. 1.5в)

$$u_{\text{вых}}(+t_u) = u_C(+t_u) \frac{R_1}{R_1 + R_2} = 2,5 \frac{60 \cdot 10^3}{(60 + 15) \cdot 10^3} = 2 \text{ В.}$$

Постоянная времени переходного процесса на интервале $t > t_u$ имеет такое же значение, что и на интервале $0 \leq t \leq t_u$. Для $t > t_u$ временная характеристика

$$u_{\text{вых}}(t) \Big|_{t \geq t_u} = 2e^{-\frac{(t-t_u)}{187,5 \cdot 10^{-6}}}.$$

На рисунке 1.5г представлена временная характеристика RC -цепи с двумя резисторами при действии прямоугольного импульса.

Задача 1.5. Для одной из RC -цепи с двумя резисторами (рис. 1.6) определить постоянную времени цепи; построить график переходной характеристики. Рассчитать и построить АЧХ $H(f)$. Параметры элементов схемы: $R_1 = R_2 = 1$ кОм, $C = 10$ нФ.

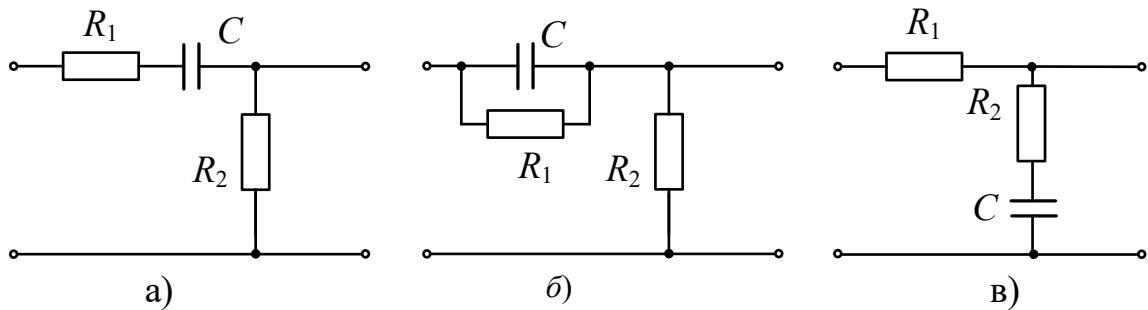


Рис. 1.6. Схемы RC -цепей с двумя резисторами

Задача 1.6. Для одной из RC -цепи с двумя резисторами (рис. 1.6) определить постоянную времени цепи; построить временную характеристику цепи при действии прямоугольного импульса

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ U_m, & 0 \leq t \leq t_u \\ 0, & t > t_u \end{cases}.$$

Параметры элементов схемы: $U_m = 10$ В, $t_u = 10\tau$,

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ кОм}, C = 10 \text{ нФ}.$$

Задача 1.7. Для RC -цепи известна АЧХ $H(\omega)$ (рис. 1.7). Определить емкость конденсатора, если $R_1 = R_2 = 1$ кОм. Рассчитать длительность фронта t_ϕ переходной характеристики RC -цепи.

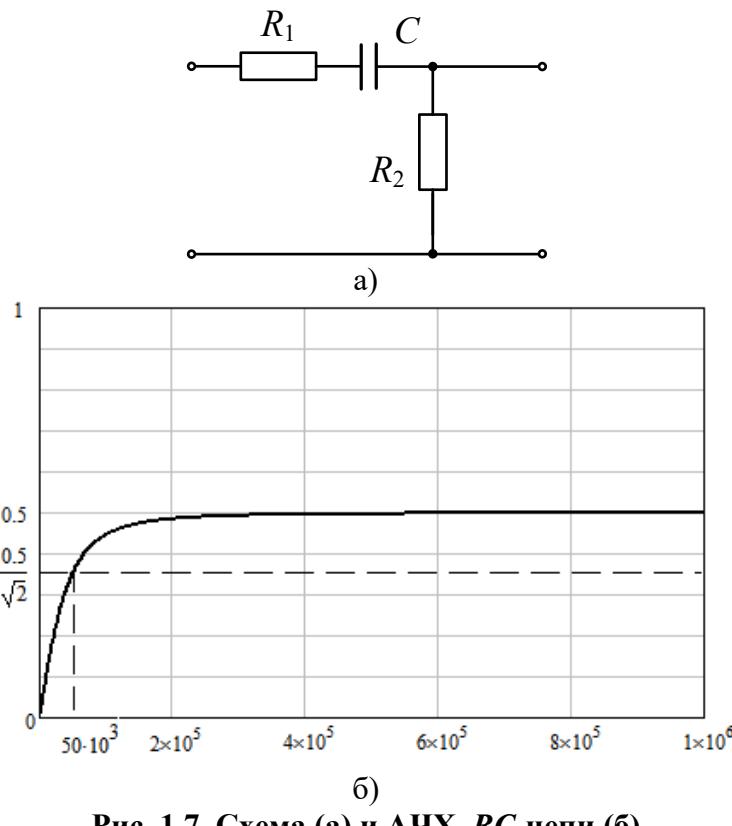


Рис. 1.7. Схема (а) и АЧХ RC -цепи (б)

Задача 1.8. Для RC -цепи известна АЧХ $H(\omega)$ (рис. 1.8). Определить сопротивления резисторов, если $C = 10$ нФ. Рассчитать длительность фронта t_ϕ переходной характеристики RC -цепи.

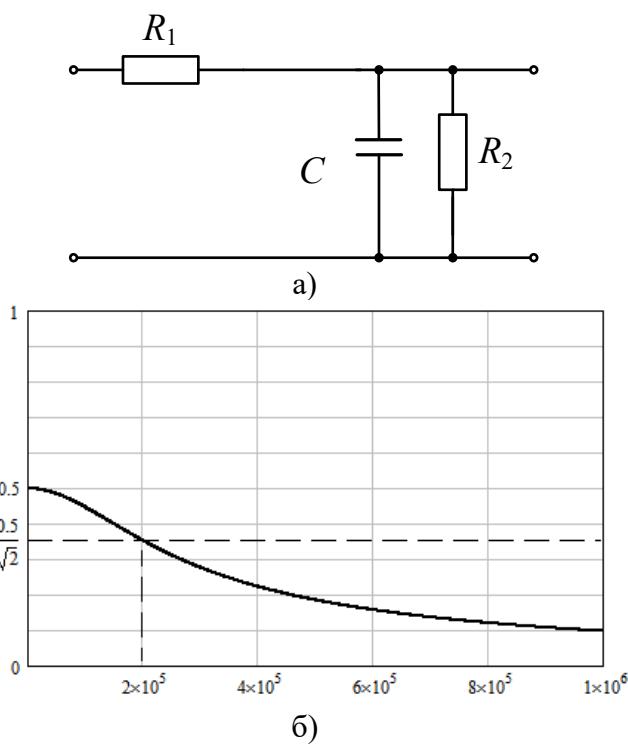
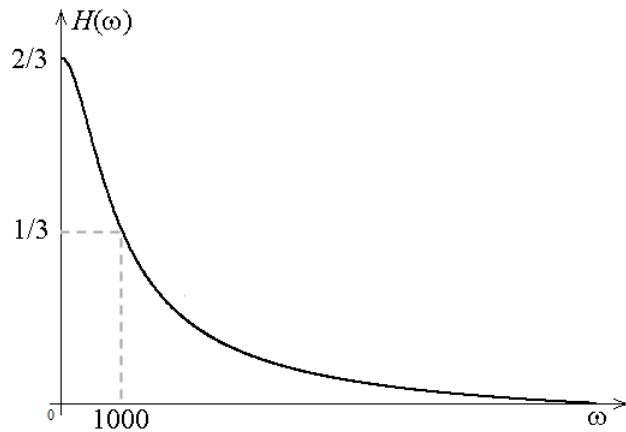
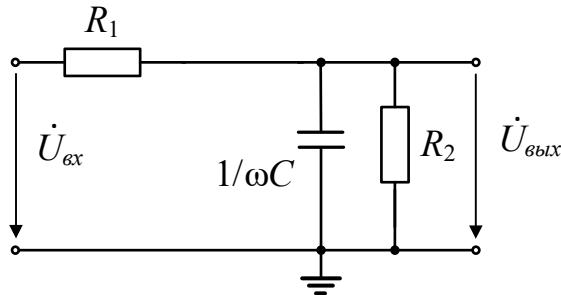


Рис. 1.8. Схема (а) и АЧХ RC -цепи (б)

Задача 1.9*р. Для RC - цепи известна АЧХ (рис. 1.9). Предложить схемную реализацию RC - цепи; рассчитать длительность фронта t_f переходной характеристики RC - цепи.



a)



б)

Рис. 1.9. АЧХ RC -цепи (а) и ее схемная реализация цепи (б)

Решение. На рисунке 1.9а представлена АЧХ фильтра низких частот: $H(\infty)=0$, следовательно, в цепи есть интегрирующий конденсатор, $H(0)=2/3$, на низких частотах цепь можно рассматривать как делитель напряжения. Схемная реализация RC -цепи, имеющей заданную АЧХ, представлена на рис. 1.9б.

В таком случае $H(0)=\frac{R_2}{R_1+R_2}=\frac{2}{3}$, следовательно $R_2=2R_1$.

Комплексный коэффициент передачи

$\dot{H}(\omega)=\frac{Z_2(\omega)}{R_1+Z_2(\omega)}$, где $Z_2(\omega)=\frac{R_2\left(-j\frac{1}{\omega C}\right)}{R_2+\left(-j\frac{1}{\omega C}\right)}$. После подстановки

$$\dot{H}(\omega) = \frac{R_2 \left(-j \frac{1}{\omega C} \right)}{R_1 R_2 + \left(-j \frac{1}{\omega C} \right) (R_1 + R_2)} \Bigg|_{R_2=2R_1} = \frac{2 \left(-j \frac{1}{\omega C} \right)}{2R_1 + 3 \left(-j \frac{1}{\omega C} \right)}.$$

Модуль комплексного коэффициента передачи $H(\omega) = \frac{2 \left(\frac{1}{\omega C} \right)}{\sqrt{4R_1^2 + 9 \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2}}.$

По условию $H(1000) = \frac{2 \left(\frac{1}{\omega C} \right)}{\sqrt{4R_1^2 + 9 \left(\frac{1}{\omega C} \right)^2}} \Bigg|_{\omega=1000} = \frac{1}{3};$ следовательно,

$$27 \left(\frac{1}{1000C} \right)^2 = 4R_1^2, R_1 C = \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot 10^{-3} \text{ 1/с.}$$

Постоянная времени цепи $\tau = \frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2)} C = \frac{2}{3} R_1 C,$ после

подстановки $\tau = \frac{2}{3} R_1 C \Bigg|_{R_1 C = \frac{3\sqrt{3}}{2} \cdot 10^{-3}} = \sqrt{3} \cdot 10^{-3} \text{ с.}$

Тогда $t_\phi = 2,2\tau = 2,2\sqrt{3} \cdot 10^{-3} \text{ с.}$

Задача 1.10р. Известны параметры линейного усилителя (рис. 1.10) $C_{p1} = 5 \text{ мкФ}, C_{bx} = 1 \text{ нФ}, R_{bx} = 5000 \text{ Ом}, C_{p2} = 5 \text{ мкФ}, R_{вых} = 100 \text{ Ом}, K_{u_{xx}} = 10.$ Сопротивление генератора $R_g = 100 \text{ Ом},$ параметры нагрузки $C_h = 2 \text{ нФ}, R_h = 2000 \text{ Ом}.$ Рассчитать характеристики линейного усилителя: коэффициент усиления в области средних частот $K_{u0},$ граничные частоты f_h и f_b , относительный спад плоской вершины при $t_u = 100 \text{ мС.}$

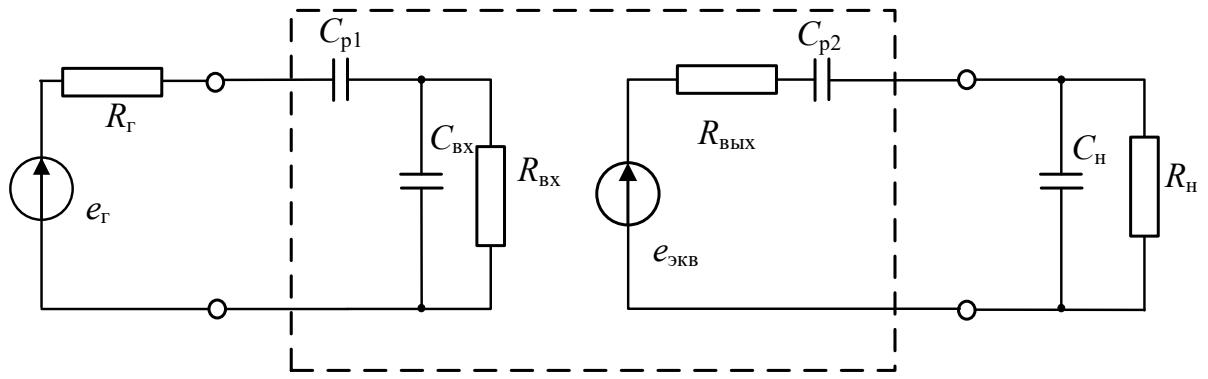


Рис. 1.10. Схема линейного усилителя

Решение. Коэффициент усиления в области средних частот (рис. 1.11) $K_{u0} = \frac{u_{\text{вых}}}{e_r}$ с учетом того, что $e_{\text{ЭКВ}} = K_{u_{\text{вх}}} u_{\text{вх}}$, может быть рассчитан как $K_{u0} = K_{u_{\text{вх}}} \cdot \xi_{\text{вх}} \cdot \xi_{\text{вых}}$, где коэффициент деления сигнала на входе $\xi_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_r} = \frac{5000}{5000 + 100} = 0,9804$, коэффициент деления сигнала на выходе $\xi_{\text{вых}} = \frac{R_h}{R_h + R_{\text{вых}}} = \frac{2000}{2000 + 100} = 0,9524$. Коэффициент усиления в области средних частот $K_{u0} = K_{u_{\text{вх}}} \cdot \xi_{\text{вх}} \cdot \xi_{\text{вых}} = 10 \cdot 0,9804 \cdot 0,9524 = 9,337$.

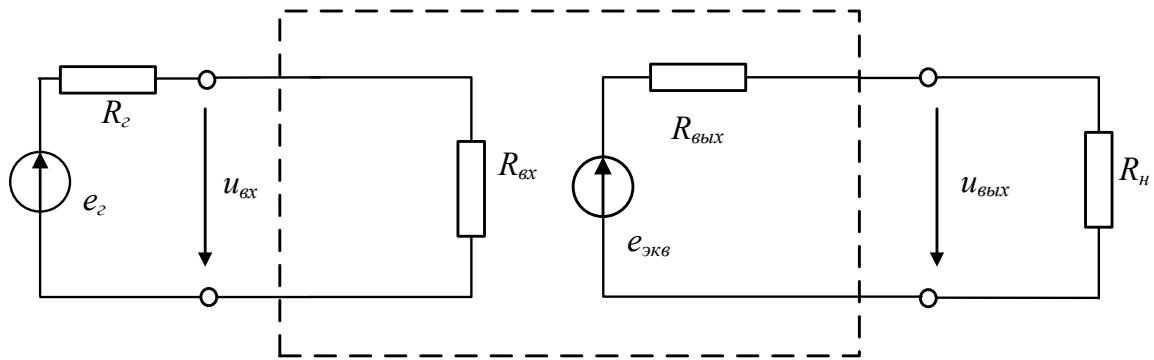


Рис. 1.11. Схема замещения в области средних частот

Для расчета нижней граничной частоты определим постоянные времени входной и выходной цепи в области низких частот (рис. 1.9, 612): $\tau_{h1} = (R_r + R_{\text{вх}})C_{p1} = (5000 + 100) \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 25,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}$,

$$\tau_{h2} = (R_{\text{вых}} + R_h)C_{p2} = (2000 + 100) \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 10,5 \cdot 10^{-3} \text{ с}.$$

Нижняя граничная частота $\omega_h = \frac{1}{\tau_{h1}} + \frac{1}{\tau_{h2}} = 134,454 \text{ 1/с},$

$$f_h = \frac{\omega_h}{2\pi} = 21,41 \text{ Гц}.$$

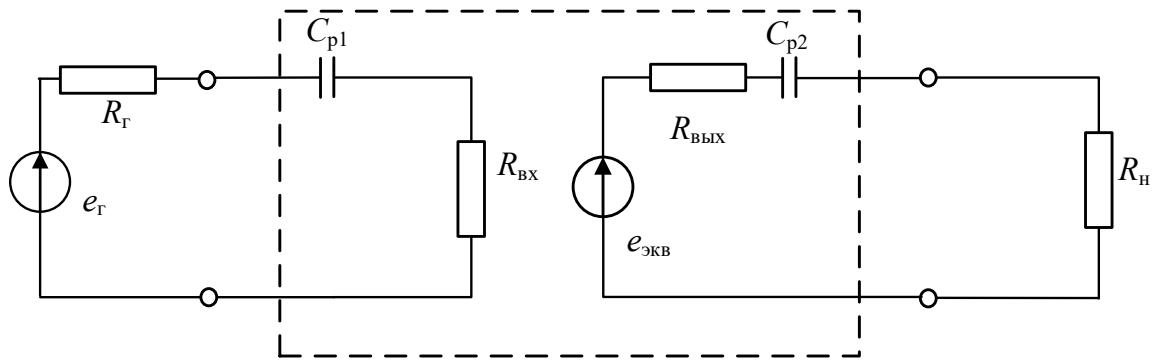


Рис. 1.12. Схема замещения в области низких частот

Относительный спад плоской вершины при $t_i = 100 \text{ мС}$ составит $\delta u = \omega_h t_i = 13,44\%.$

Для расчета верхней граничной частоты определим постоянные времени входной и выходной цепи в области верхних частот (рис. 1.13):

$$\tau_{b1} = \frac{R_{bx} R_g}{R_{bx} + R_g} C_{bx} = \frac{5000 \cdot 100}{(5000 + 100)} \cdot 10^{-9} = 98,04 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{b2} = \frac{R_{\text{вых}} R_h}{R_{\text{вых}} + R_h} C_h = \frac{2000 \cdot 100}{(2000 + 100)} \cdot 2 \cdot 10^{-9} = 190,476 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_b = \sqrt{\tau_{b1}^2 + \tau_{b2}^2} = 214,39 \cdot 10^{-9} \text{ с}, \quad \text{верхняя граничная частота}$$

$$f_b = \frac{1}{2\pi\tau_b} = 743,3 \cdot 10^3 \text{ Гц}.$$

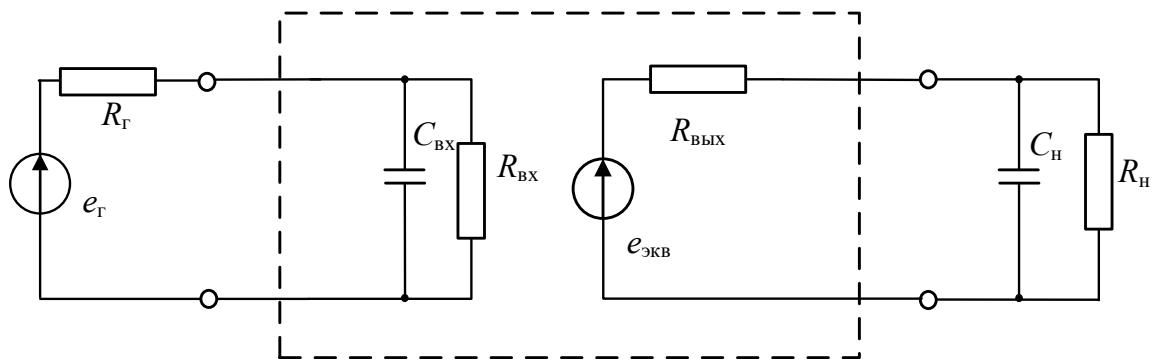


Рис. 1.13. Схема замещения в области верхних частот

Задача 1.11. Определить, как изменятся характеристики линейного усилителя задачи 1.10, если: а) увеличить сопротивление генератора в 10 раз; б) считать генератор идеальным ($R_g = 0$).

Задача 1.12. Определить, как изменятся характеристики линейного усилителя задачи 1.10, если уменьшить в два раза активное сопротивление нагрузки.

Задача 1.13. Для линейного усилителя с параметрами $C_{bx} = 10 \text{ нФ}$, $R_{bx} = 4500 \text{ Ом}$, $R_{vых} = 100 \text{ Ом}$ измерена нижняя граничная частота $f_n = 200 \text{ Гц}$. Сопротивление генератора $R_g = 500 \text{ Ом}$, параметры нагрузки $C_h = 200 \text{ нФ}$, $R_h = 300 \text{ Ом}$. Рассчитать емкости разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} при условии равенства постоянных времени входной и выходной цепи. Определить верхнюю граничную частоту.

Задача 1.14. Для линейного усилителя с параметрами $C_{p1} = 0,3 \text{ мкФ}$, $C_{bx} = 10 \text{ нФ}$, $R_{bx} = 4500 \text{ Ом}$, $C_{p2} = 4 \text{ мкФ}$, $R_{vых} = 100 \text{ Ом}$ определить граничные частоты. Сопротивление генератора $R_g = 500 \text{ Ом}$, параметры нагрузки $C_h = 200 \text{ нФ}$, $R_h = 300 \text{ Ом}$.

Задача 1.15р. Для линейного усилителя сняты осциллограммы выходного напряжения для двух значений сопротивлений нагрузок при действии синусоидального входного сигнала с частотой, лежащей в середине полосы пропускания (рис. 1.14). Амплитуда выходного сигнала при $R_{h1} = 610 \text{ Ом}$ равна $U_{m1} = 4,531 \text{ В}$, при $R_{h2} = 315 \text{ Ом}$ равна $U_{m2} = 3,254 \text{ В}$. Определить выходное сопротивление усилителя.

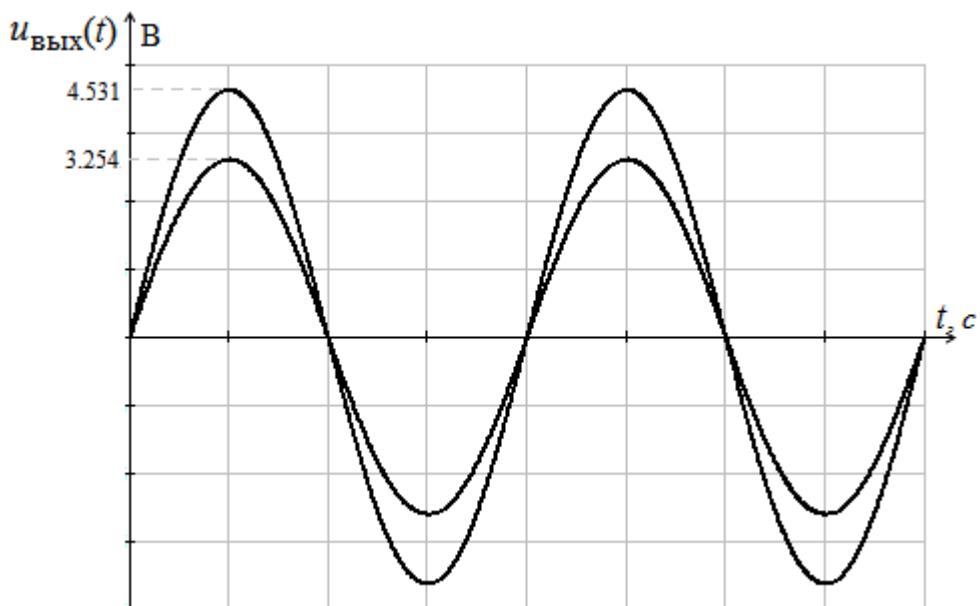


Рис. 1.14. Осциллограммы выходного напряжения задачи 1.15

Решение. Используя схему замещения линейного усилителя в области средних частот или полосы пропускания (рис. 1.11), можно записать уравнения для выходной цепи при $R_{h1} = 610$ Ом и $R_{h2} = 315$ Ом:

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{m\text{ЭКВ}} &= \dot{I}_{m1}(R_{\text{вых}} + R_{h1}) = \frac{\dot{U}_{m1}}{R_{h1}}(R_{\text{вых}} + R_{h1}) \\ \dot{E}_{m\text{ЭКВ}} &= \dot{I}_{m2}(R_{\text{вых}} + R_{h2}) = \frac{\dot{U}_{m2}}{R_{h2}}(R_{\text{вых}} + R_{h2}) \end{aligned} \right\}, \quad \text{где} \quad \dot{U}_{m1} = 4,531 \text{ В,} \\ \dot{U}_{m2} = 3,254 \text{ В.}$$

Решая систему уравнений, получаем $R_{\text{вых}} = 440$ Ом.

Задача 1.16р. Для линейного усилителя были получены АЧХ для двух значений сопротивлений нагрузок (рис. 1.15). Коэффициент усиления в полосе пропускания при $R_{h1} = 780$ Ом равен $K_{u1} = 4,969$, при $R_{h2} = 430$ Ом равен $K_{u2} = 3,698$. Определить выходное сопротивление усилителя.

Решение. Коэффициент усиления в области средних частот (рис. 1.11) $K_{u0} = K_{uxx} \cdot \xi_{\text{вх}} \cdot \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вых}}}$, где K_{uxx} и $\xi_{\text{вх}}$ не зависят от

сопротивления нагрузки. Тогда $K_{u1} = K_{uxx} \cdot \xi_{\text{вх}} \cdot \frac{R_{h1}}{R_{h1} + R_{\text{вых}}}$,

$K_{u2} = K_{uxx} \cdot \xi_{\text{вх}} \cdot \frac{R_{h2}}{R_{h2} + R_{\text{вых}}}$, $\frac{K_{u1}}{K_{u2}} = \frac{R_{h1}}{R_{h2}} \cdot \frac{(R_{h2} + R_{\text{вых}})}{(R_{h1} + R_{\text{вых}})}$. После подстановки

численных значений и решения уравнения получаем $R_{\text{вых}} = 571$ Ом.

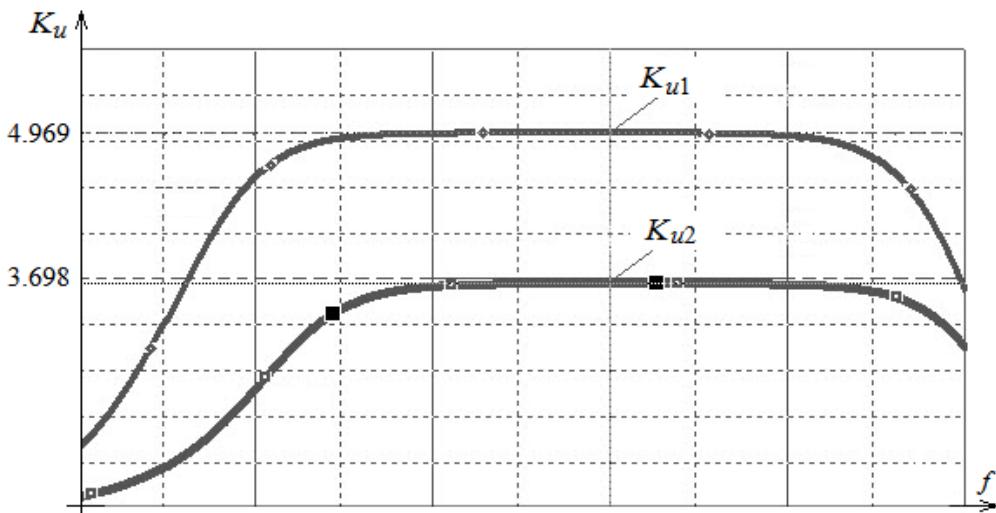


Рис. 1.15. АЧХ задачи 1.16

Задача 1.17. Для линейного усилителя были получены АЧХ для двух значений сопротивлений нагрузок. Коэффициент усиления в полосе пропускания при $R_{h1} = 670$ Ом равен $K_{u1} = 15,429$ дБ, при $R_{h2} = 375$ Ом равен $K_{u2} = 13,1$ дБ. Определить выходное сопротивление усилителя.

2. Цепи с диодами

Задача 2.1р. Построить передаточные характеристики цепей, схемы которых изображены на рис. 2.1(а – г). Диод считать идеальным, напряжение источника смещения $E = 3$ В. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (холостой ход); 2) при активной нагрузке $R_h = R$.

Решение. Рассмотрим схему цепи на рис. 2.1а. Так как диод идеальный, то если диод «открыт» $I_d \geq 0$, $U_d = 0$, если диод «закрыт» $I_d = 0$, $U_d < 0$. На рисунке 2.2 представлены соответствующие расчетные схемы цепи в режиме «холостого хода». Диод «открыт», если $I_d = \frac{U_{bx} - E}{R} \geq 0$, $U_{bx} \geq E$, выходное напряжение $U_{вых} = E$. Если $U_{bx} < E$, то $I_d = 0$, $U_{вых} = U_{bx}$. Передаточная характеристика представлена на рис. 2.2.

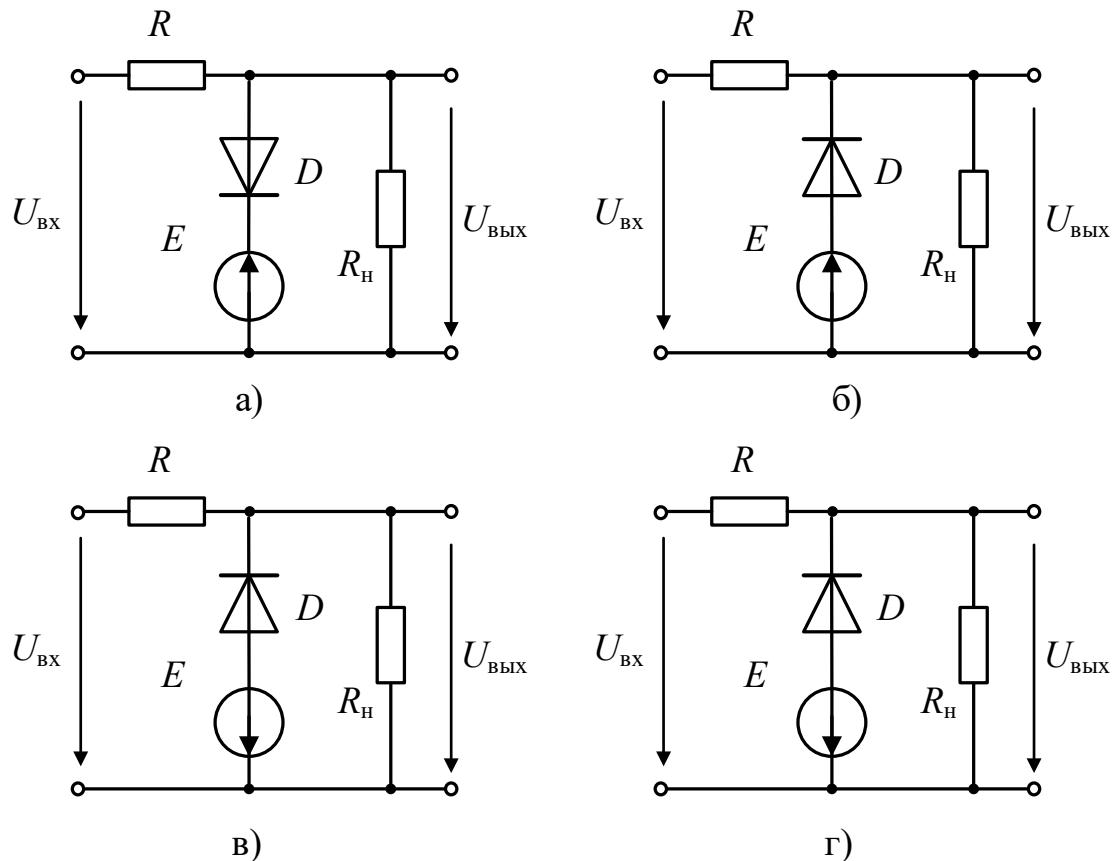


Рис. 2.1. Схемы к задаче 2.1

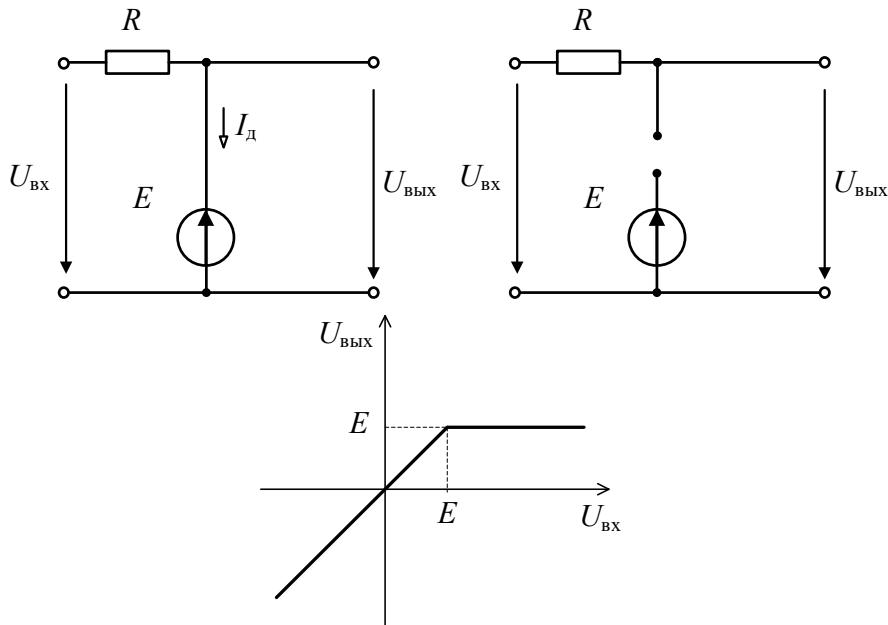


Рис. 2.2. Расчетные схемы и передаточная характеристика в режиме «холостого хода»

На рисунке 2.3 представлены расчетные схемы при условии, что диод «открыт» и диод «закрыт» в режиме активной нагрузки $R_h = R$.

Диод «открыт», если $I_d = \frac{U_{вх} - E}{R} - \frac{E}{R} = \frac{U_{вх} - 2E}{R} \geq 0$, $U_{вх} \geq 2E$, выходное напряжение $U_{вых} = E$. Если $U_{вх} < E$, то $I_d = 0$, $U_{вых} = \frac{U_{вх}}{2}$. Передаточная характеристика представлена на рис.2.3.

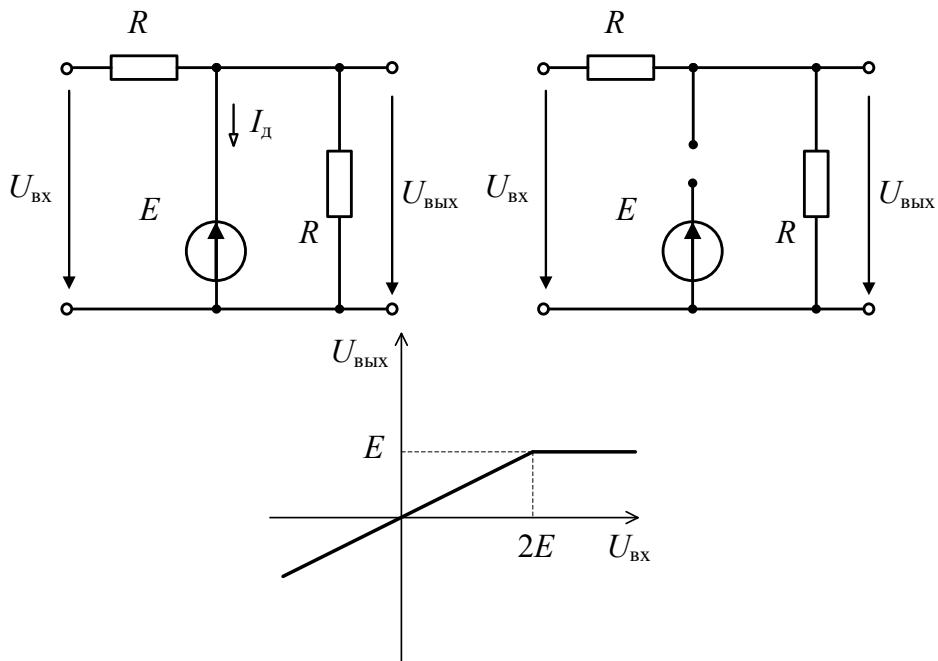


Рис. 2.3. Расчетные схемы и передаточная характеристика в режиме активной нагрузки

Задача 2.2р. Построить передаточную характеристику цепи, схема которой изображена на рис. 2.4. Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E_1 = E_2$. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (холостой ход); 2) при активной нагрузке $R_h = R$.

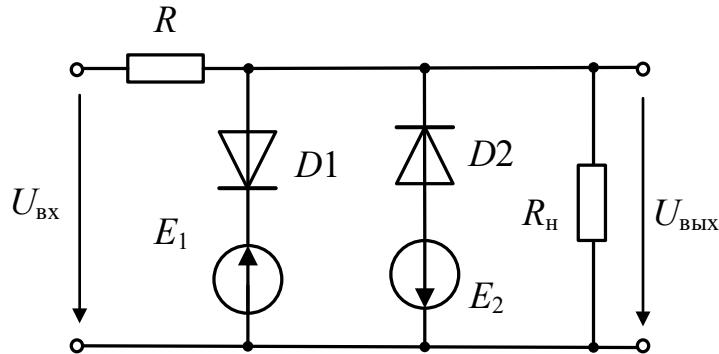


Рис. 2.4. Схема к задаче 2.2

Решение. Так как диод идеальный, то если диод «открыт» $I_d \geq 0$, $U_d = 0$, если диод «закрыт» $I_d = 0$, $U_d < 0$. Рассмотрим вариант, когда первый диод «открыт», а второй диод «закрыт» (рис. 2.5) в режиме «холостого хода»: $I_{d1} = \frac{U_{bx} - E_1}{R} \geq 0$, $U_{bx} \geq E_1$, выходное напряжение $U_{вых} = E_1$.

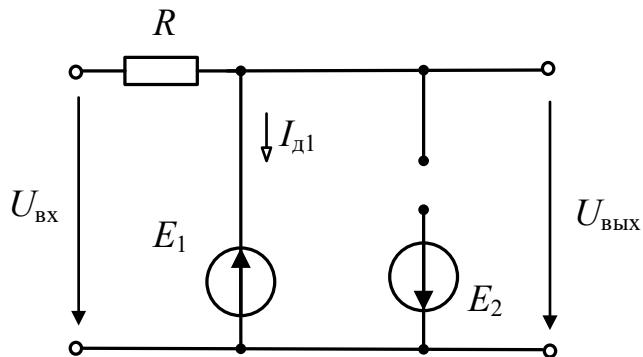


Рис. 2.5. Расчетная схема при $U_{bx} \geq E_1$

Рассмотрим вариант, когда первый диод «закрыт», а второй диод «открыт» (рис. 2.6) в режиме «холостого хода»: $I_{d2} = \frac{-U_{bx} - E_2}{R} \geq 0$, $U_{bx} \leq -E_2$, выходное напряжение $U_{вых} = -E_2$.

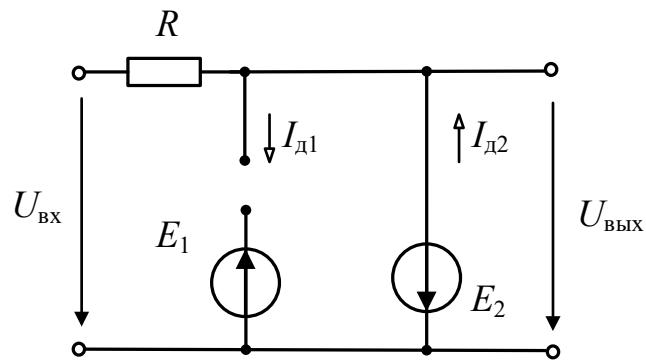


Рис. 2.6. Расчетная схема при $U_{\text{bx}} \leq -E_2$

Если входное напряжение $-E_2 \leq U_{\text{bx}} \leq E_1$, то оба диода «закрыты» (рис. 2.7), $U_{\text{вых}} = U_{\text{bx}}$.

$$\text{Таким образом, } U_{\text{вых}} = \begin{cases} E_1, & U_{\text{bx}} \geq E_1 \\ U_{\text{bx}}, & -E_2 \leq U_{\text{bx}} \leq E_1 \\ -E_2, & U_{\text{bx}} \leq -E_2 \end{cases}$$

Передаточная характеристика при $E_1 = E_2$ представлена на рис. 2.8.

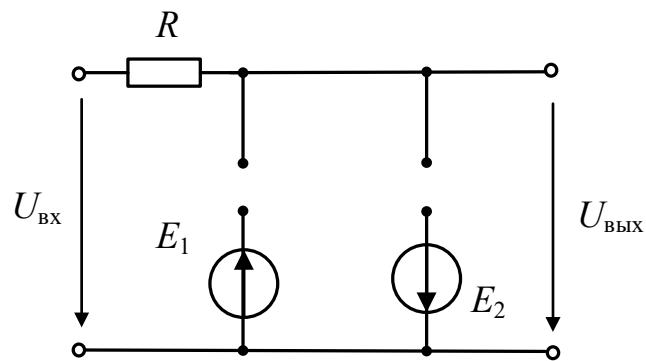


Рис. 2.7. Расчетная схема при $-E_2 \leq U_{\text{bx}} \leq E_1$

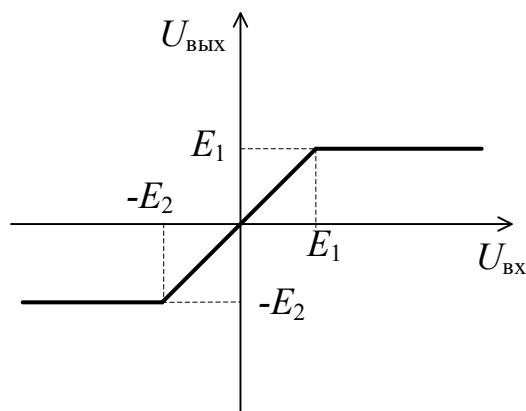


Рис. 2.8. Передаточная характеристика цепи в режиме «холостого хода»

При активной нагрузке $R_h = R$ (см. решение задачи 2.1)

$$U_{\text{вых}} = \begin{cases} E_1, & U_{\text{вх}} \geq 2E_1 \\ \frac{U_{\text{вх}}}{2}, & -2E_2 \leq U_{\text{вх}} \leq 2E_1 \\ -E_2, & U_{\text{вх}} \leq -2E_2 \end{cases}$$

Передаточная характеристика при $E_1 = E_2$ представлена на рис.2.9.

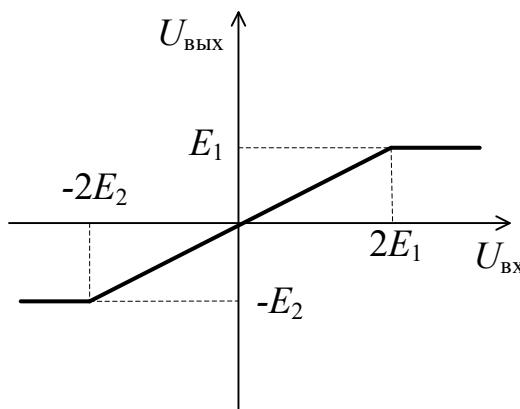


Рис. 2.9. Передаточная характеристика цепи в режиме активной нагрузки

Задача 2.3. Построить передаточную характеристику цепи, схема которой изображена на рис. 2.4, при активной нагрузке $R_h = 2R$.

Задача 2.4. Построить передаточную характеристику цепи, схема которой изображена на рис. 2.4, при активной нагрузке $R_h = 0,5R$.

Задача 2.5р. Построить временные диаграммы (осциллограммы) выходного напряжения, если на вход подается синусоидальное напряжение амплитудой $U_m = 10$ В, для схем на рис.2.10, (а – г). Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E = 3$ В. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (холостой ход); 2) при активной нагрузке $R_h = R$.

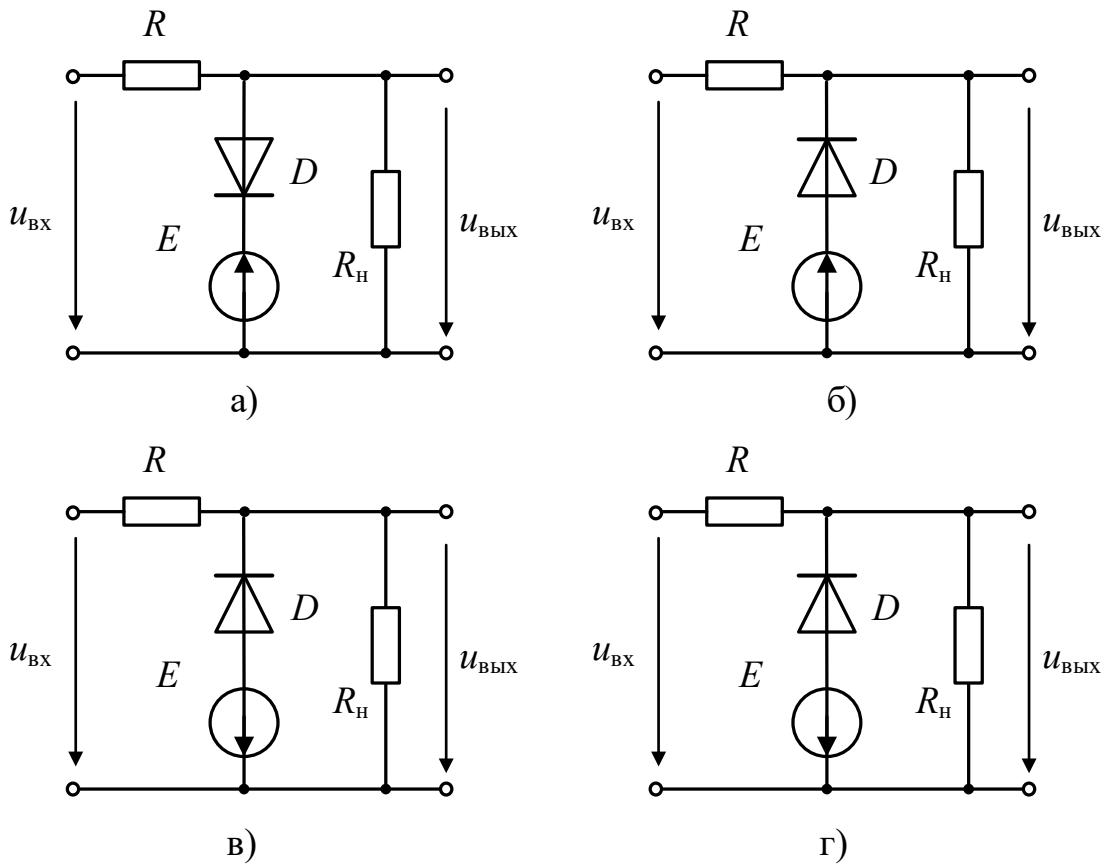


Рис. 2.10. Схемы к задаче 2.5

Решение. Рассмотрим схему цепи на рис. 2.10а при отсутствии нагрузки (холостой ход). Пусть $u_d = \varphi_a - \varphi_b$ (рис. 2.11), при этом $\varphi_b = E = 3$ В. Так как диод идеальный, то при условии $i_d \geq 0$ (диод «открыт») $\varphi_a = \varphi_b = E = 3$ В, $i_d = \frac{u_{\text{вх}} - E}{R} = \frac{10 \sin \omega t - 3}{R} \geq 0$, $u_{\text{вых}}(t) = E = 3$ В. Условие выполняется, если $10 \sin \omega t - 3 \geq 0$. Определим интервал изменения аргумента $10 \sin \omega t = 3$, $\omega t_{1,2} = \arcsin(0,3) = \begin{cases} 17,5^\circ = 0,3045 \text{ рад} \\ 162,5^\circ = (\pi - 0,3045) \text{ рад} \end{cases}$, $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$. Если диод «закрыт», то $i_d = 0$, $u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) = 10 \sin \omega t$ В, $0 \leq \omega t \leq \omega t_1$, $\omega t_2 \leq \omega t \leq 2\pi$. На рисунке 2.12 представлена временная диаграмма выходного напряжения в режиме «холостого хода».

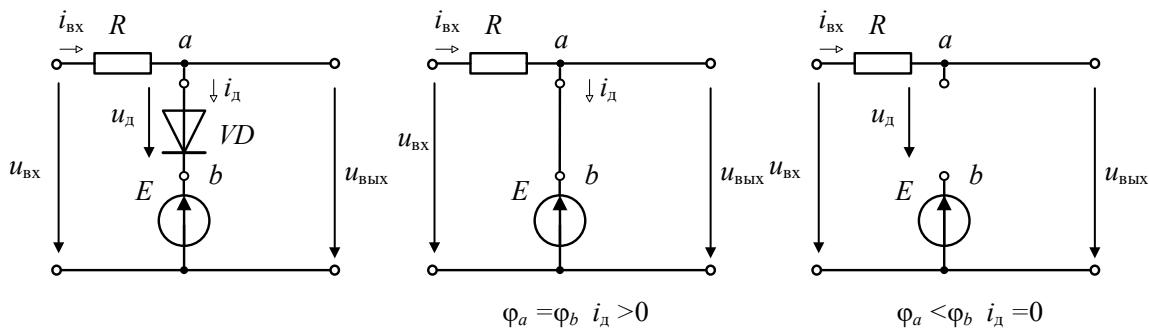


Рис. 2.11. Расчетные схемы к задаче 2.5 в режиме «холостого хода»

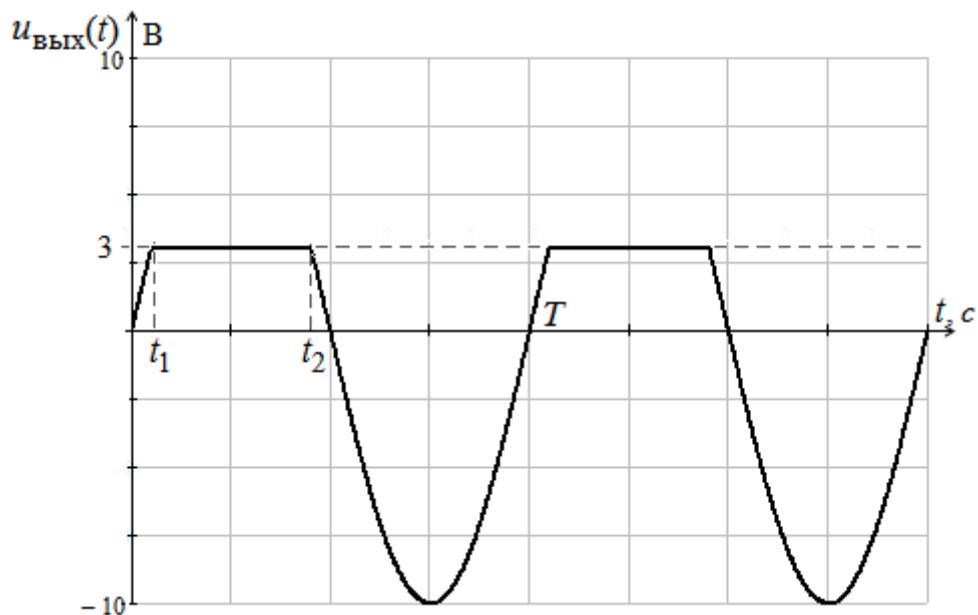


Рис. 2.12. Временная диаграмма выходного напряжения к задаче 2.5 в режиме «холостого хода».

При активной нагрузке $R_h = R$ аналогично $i_d \geq 0$ (диод «открыт») $\varphi_a = \varphi_b = E = 3$ В, $i_d = i - i_h = \frac{u_{вх} - E}{R} - \frac{E}{R} = \frac{10 \sin \omega t - 6}{R} \geq 0$ (рис. 2.13), $u_{вых}(t) = E = 3$ В. Условие выполняется, если $10 \sin \omega t - 6 \geq 0$. Определим интервал изменения аргумента $10 \sin \omega t = 6$, $\omega t_{1,2} = \arcsin(0,3) = \begin{cases} 36,9^\circ = 0,643 \text{ рад} \\ 143,1^\circ = (\pi - 0,643) \text{ рад} \end{cases}$, $\omega t_1 \leq \omega t \leq \omega t_2$. Если диод «закрыт», то $i_d = 0$, $i = i_h$, $u_{вых}(t) = \frac{u_{вх}(t)}{2} = 5 \sin \omega t$ В, $0 \leq \omega t \leq \omega t_1$, $\omega t_2 \leq \omega t \leq 2\pi$. На рисунке 2.14 представлена временная диаграмма выходного напряжения в режиме активной нагрузки $R_h = R$.

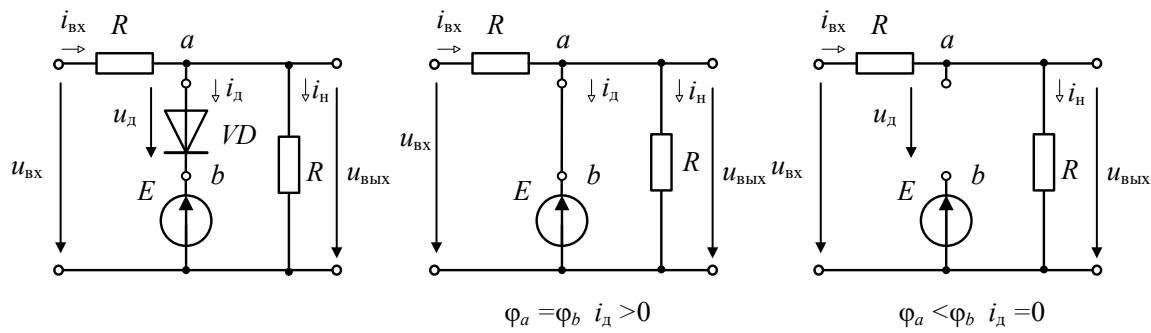


Рис. 2.13. Расчетные схемы к задаче 2.5 в режиме активной нагрузки

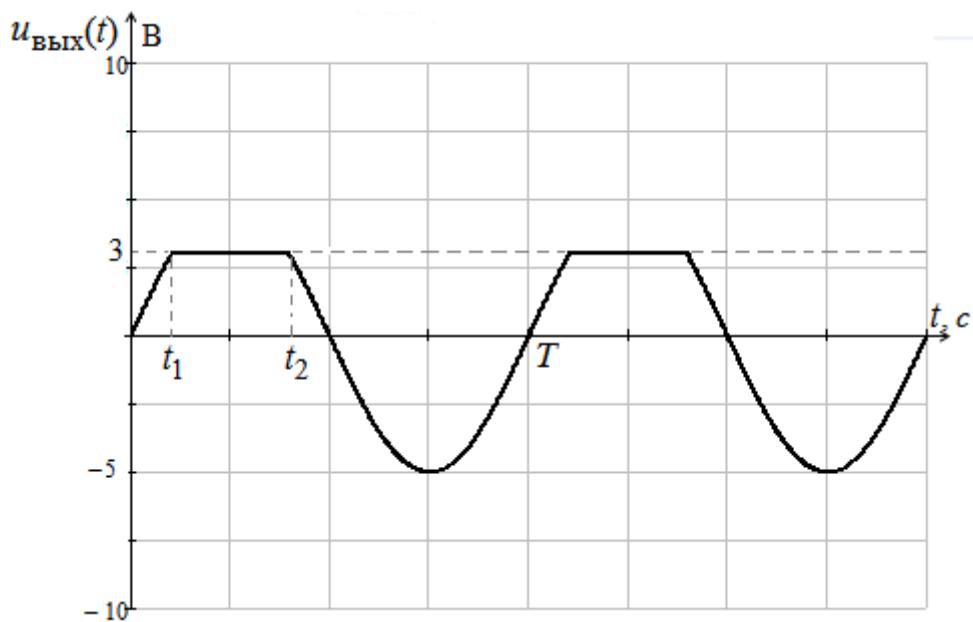


Рис. 2.14. Временная диаграмма выходного напряжения к задаче 2.5 в режиме активной нагрузки.

Задача 2.6р. Построить временную диаграмму (осциллограмму) выходного напряжения, если на вход подается синусоидальное напряжение амплитудой $U_m = 10$ В (рис. 2.15). Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E_1 = E_2 = 3$ В. Рассмотреть два случая: 1) схема не нагружена (холостой ход); 2) при активной нагрузке $R_h = R$.

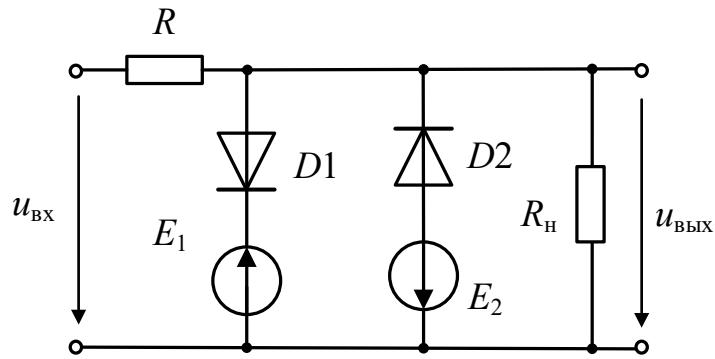


Рис. 2.15. Схема к задаче 2.6

Решение. Рассмотрим решение при отсутствии нагрузки (холостой ход). Пусть $u_{д1} = \varphi_a - \varphi_b$, $u_{д2} = \varphi_c - \varphi_a$, при этом $\varphi_b = E_1 = 3$ В, $\varphi_c = -E_{12} = -3$ В, (рис. 2.16).

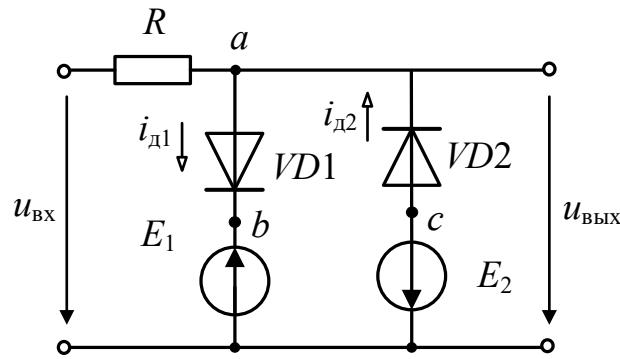


Рис. 2.16. Расчетная схема к задаче 2.6

Первый диод «открыт» $i_{д1} \geq 0$, если $\varphi_a \geq \varphi_b = 3$ В, то есть $\varphi_a \geq 3$ В; второй диод "открыт" $i_{д2} \geq 0$, если $\varphi_a \leq \varphi_c = -3$ В, то есть $\varphi_a \leq -3$ В. Одновременно два диода не могут быть «открыты». Если $-3 \leq \varphi_a \leq 3$, то оба диода «закрыты» и $\varphi_a = u_{вых} = u_{вх} = 10\sin\omega t$. Если первый диод «открыт», а второй диод «закрыт», то $u_{вых} = E_1 = 3$ В; если второй диод «открыт», а первый диод «закрыт», то $u_{вых} = -E_2 = -3$ В. На рисунке 2.17 показана временная диаграмма выходного напряжения. Момент времени t_1 определяется условием $10\sin\omega t_1 = 3$, момент времени t_2 условием $10\sin\omega t_2 = -3$.

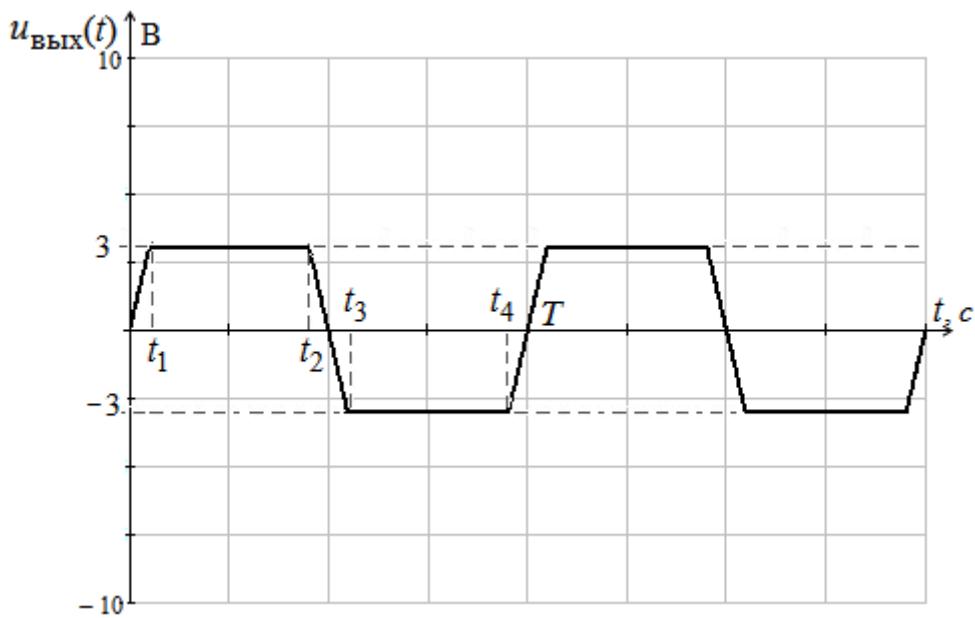


Рис. 2.17. Временная диаграмма выходного напряжения

Задача 2.7. Построить временную диаграмму (осциллограмму) выходного напряжения при активной нагрузке $R_h = 2R$ (рис. 2.15), если на вход подается синусоидальное напряжение амплитудой $U_m = 10$ В. Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E_1 = E_2 = 3$ В.

Задача 2.8. Построить временную диаграмму (осциллограмму) выходного напряжения при активной нагрузке $R_h = 0,5R$ (рис. 2.15), если на вход подается синусоидальное напряжение амплитудой $U_m = 10$ В. Диод считать идеальным, напряжение источников смещения $E_1 = E_2 = 3$ В.

Задача 2.9(р). Определить емкость конденсатора в схеме однополупериодного выпрямителя с фильтром, для того чтобы обеспечить коэффициент пульсации $k_p = 0,16$. Частота источника $f = 1250$ Гц, сопротивление нагрузки $R_h = 1000$ Ом. Чему равен коэффициент пульсации в схеме однополупериодного выпрямителя без фильтра?

Решение. Емкость конденсатора может быть рассчитана по формуле $C = \frac{1}{2fR_h k_p} = \frac{1}{2 \cdot 1250 \cdot 1000 \cdot 0,16} = 2,5 \cdot 10^{-6}$ Ф. Без конденсатора коэффициент пульсации однополупериодного выпрямителя равен

$$k_{\text{п}} = \frac{U_{\text{вых}}^{(1)}}{U_{\text{вых}}^{(0)}} = \frac{\frac{U_m}{2}}{\frac{U_m}{2}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57. \text{ Использование в схеме однополупериодного выпрямителя конденсатора уменьшает коэффициент пульсации примерно в десять раз.}$$

Задача 2.10. Определить емкость конденсатора в схеме двухполупериодного выпрямителя с фильтром, для того чтобы коэффициент пульсации $k_{\text{п}} = 0,16$. Частота источника $f = 1250$ Гц. Чему равен коэффициент пульсации в схеме двухполупериодного выпрямителя без фильтра?

Задача 2.11(р). В схеме параметрического стабилизатора (рис. 2.18) определить сопротивление резистора R_b и коэффициент пульсации выходного напряжения, если известно, что $U_{\text{вх}} = (17 \dots 23)$ В, $R_h = 1$ кОм, а стабилитрон имеет следующие параметры: $U_{\text{ст}} = 10$ В, $R_{\text{ст}} = 20$ Ом, номинальный ток через стабилитрон равен $I_{\text{ст ном}} = 5$ мА.

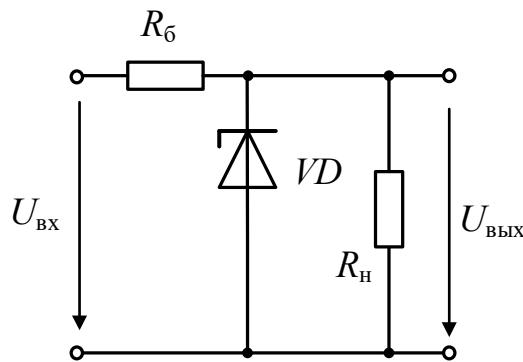


Рис. 2.18. Схема параметрического стабилизатора

Решение. Составим расчетную схему параметрического стабилизатора, используя параметры $U_{\text{ст}}$, $R_{\text{ст}}$ (рис. 2.19).

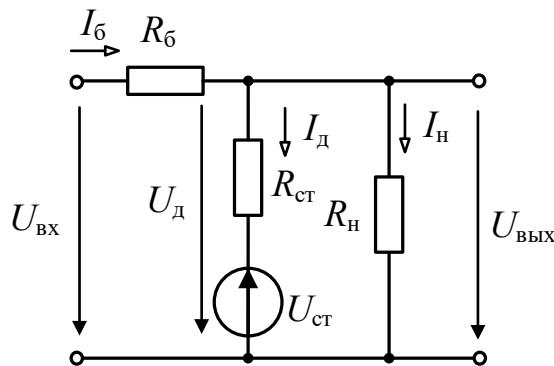


Рис. 2.19. Расчетная схема параметрического стабилизатора

Составим уравнения цепи, принимая $I_{\text{д}} = I_{\text{ст ном}} = 0,005 \text{ А}$:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{д}} = U_{\text{ст}} + R_{\text{ст}} I_{\text{ст ном}} = 10,1 \text{ В}, \quad I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}} = 0,0101 \text{ А}. \quad \text{Усредненное}$$

входное напряжение $U_{\text{вх сп}} = \frac{U_{\text{вх макс}} + U_{\text{вх мин}}}{2} = \frac{23 + 17}{2} = 20 \text{ В},$

сопротивление $R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх сп}} - U_{\text{д}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{н}}} = \frac{20 - 10,1}{0,005 + 0,0101} \approx 656 \text{ Ом}.$

Коэффициент стабилизации при $R_{\text{ст}} \ll R_{\text{б}}$

$$K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх сп}}} \cdot \frac{(R_{\text{ст}} + R_{\text{б}})}{R_{\text{ст}}} = \frac{10,1}{20} \cdot \frac{(20 + 656)}{20} \approx 17,07, \text{ при этом } K_{\text{ст}} = \frac{k_{\text{п вх}}}{k_{\text{п вых}}}, \text{ где}$$

коэффициент пульсации входного напряжения

$$k_{\text{п вх}} = \frac{U_{\text{вх макс}} - U_{\text{вх мин}}}{U_{\text{вх сп}}} = \frac{23 - 17}{20} = 0,3 (30\%). \quad \text{Коэффициент пульсации}$$

выходного напряжения $k_{\text{п вых}} = \frac{k_{\text{п вх}}}{K_{\text{ст}}} = \frac{0,3}{17,07} = 0,0176 (1,76\%).$

Задача 2.12. Для параметрического стабилизатора (рис. 2.18) определить сопротивление резистора $R_{\text{б}}$ и коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$, если известно, что $U_{\text{вх}} = (22...28) \text{ В}$, $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$, а стабилитрон имеет следующие параметры: $U_{\text{ст}} = 10 \text{ В}$, $R_{\text{ст}} = 20 \text{ Ом}$, номинальный ток через стабилитрон равен $I_{\text{ст ном}} = 5 \text{ мА}$.

Задача 2.13. Для параметрического стабилизатора (рис. 2.18) определить сопротивление резистора $R_{\text{б}}$ и коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}}$, если известно, что $U_{\text{вх}} = (19...25) \text{ В}$, $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$, а стабилитрон имеет следующие параметры: $U_{\text{ст}} = 13 \text{ В}$, $R_{\text{ст}} = 20 \text{ Ом}$, номинальный ток через стабилитрон равен $I_{\text{ст ном}} = 5 \text{ мА}$.

Задача 2.14. В схеме параметрического стабилизатора (рис. 2.18) определить сопротивление резистора $R_{\text{б}}$ и коэффициент пульсации выходного напряжения, если известно, что $U_{\text{вх}} = (27...33) \text{ В}$, $R_{\text{н}} = 1 \text{ кОм}$, а стабилитрон имеет следующие параметры: $U_{\text{ст}} = 13 \text{ В}$, $R_{\text{ст}} = 20 \text{ Ом}$, номинальный ток через стабилитрон равен $I_{\text{ст ном}} = 5 \text{ мА}$.

Задача 2.15р. В схеме параметрического стабилизатора (рис. 2.18) определить пределы изменения сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$, если $U_{\text{вх}} = 30 \text{ В}$, $R_{\text{б}} = 0,5 \text{ кОм}$, $U_{\text{ст}} = 13 \text{ В}$, $I_{\text{ст мин}} = 1 \text{ мА}$, $I_{\text{ст макс}} = 10 \text{ мА}$.

Решение. Составим расчетную схему параметрического стабилизатора, используя параметр U_{ct} и считая $R_{ct} \approx 0$ (рис. 2.20).

Составим уравнения цепи: $I_6 = \frac{U_{bx} - U_{ct}}{R_6} = \frac{30 - 13}{500} = 0,034 \text{ A}$.

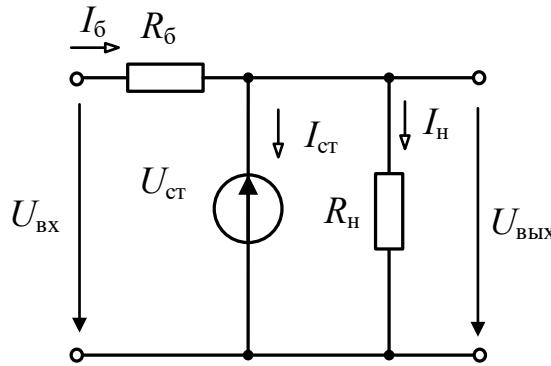


Рис. 2.20. Расчетная схема параметрического стабилизатора

Минимальный ток в нагрузке
 $I_{h \min} = I_6 - I_{ct \max} = 0,034 - 0,01 = 0,024 \text{ A}$, максимальное сопротивление
нагрузки $R_{h \max} = \frac{U_h}{I_{h \min}} = \frac{13}{0,024} \approx 542 \text{ Ом}$.

Максимальный ток в нагрузке $I_{h \max} = I_6 - I_{ct \min} = 0,034 - 0,001 = 0,033 \text{ A}$,
минимальное сопротивление нагрузки $R_{h \min} = \frac{U_h}{I_{h \max}} = \frac{13}{0,033} \approx 394 \text{ Ом}$. В
таком случае пределы изменения сопротивления нагрузки
 $394 < R_h < 542 \text{ [Ом]}$.

Задача 2.16. В схеме параметрического стабилизатора (рис. 2.18) определить пределы изменения сопротивления нагрузки R_h , если $U_{bx} = 30 \text{ В}$, $R_6 = 1 \text{ кОм}$, $U_{ct} = 13 \text{ В}$, $I_{ct \min} = 1 \text{ мА}$, $I_{ct \max} = 20 \text{ мА}$.

Задача 2.17. В схеме параметрического стабилизатора определить пределы изменения входного напряжения, если известно, что $R_h = 1 \text{ кОм}$, $R_6 = 0,5 \text{ кОм}$, а стабилитрон имеет следующие параметры: $U_{ct} = 13 \text{ В}$, $I_{ct \min} = 1 \text{ мА}$, $I_{ct \max} = 20 \text{ мА}$.

Задача 2.18(р). Для низковольтового источника питания (рис. 2.21) определить выходное напряжение $U_{вых}$ и коэффициент стабилизации K_{ct} , если $U_{bx} = 5 \text{ В} \pm 10\%$, $R_{h \text{ nom}} = 420 \text{ Ом}$, $I_{d \text{ nom}} = 5 \text{ мА}$, $U_{d \text{ пр}} \approx 0,7 \text{ В}$, $R_{d \text{ пр}} = 10 \text{ Ом}$.

Решение. Составим расчетную схему параметрического стабилизатора, используя параметры $U_{\text{д пр}}$, $R_{\text{д пр}}$ (рис. 2.22а) и упростим ее (рис. 2.22б). Составим уравнения цепи, принимая $I_{\text{д}} = I_{\text{д ном}} = 0,005 \text{ А}$: $U_{\text{вых}} = 3U_{\text{д пр}} + 3R_{\text{д пр}}I_{\text{д ном}} = 3 \cdot 0,7 + 0,005 \cdot 3 \cdot 10 = 2,25 \text{ В}$, ток в нагрузке $I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н ном}}} = \frac{2,25}{420} = 0,00536 \text{ А}$. Усредненное входное напряжение $U_{\text{вх сп}} = \frac{U_{\text{вх макс}} + U_{\text{вх мин}}}{2} = \frac{4,5 + 5,5}{2} = 5 \text{ В}$. Рассчитаем сопротивление $R_{\text{б}} = \frac{U_{\text{вх сп}} - U_{\text{вых}}}{I_{\text{д}} + I_{\text{н}}} = \frac{5 - 2,25}{0,005 + 0,00536} \approx 265 \text{ Ом}$. Коэффициент стабилизации при $3R_{\text{д пр}} \ll R_{\text{б}}$ равен $K_{\text{ст}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх сп}}} \cdot \frac{(3R_{\text{д пр}} + R_{\text{б}})}{3R_{\text{д пр}}} = \frac{2,25}{5} \cdot \frac{(30 + 265)}{30} = 4,425$.

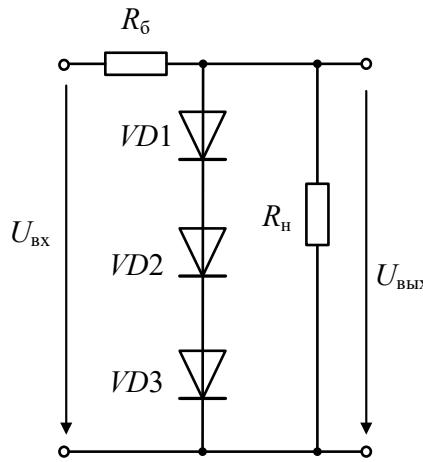


Рис. 2.21. Схема низковольтного источника питания

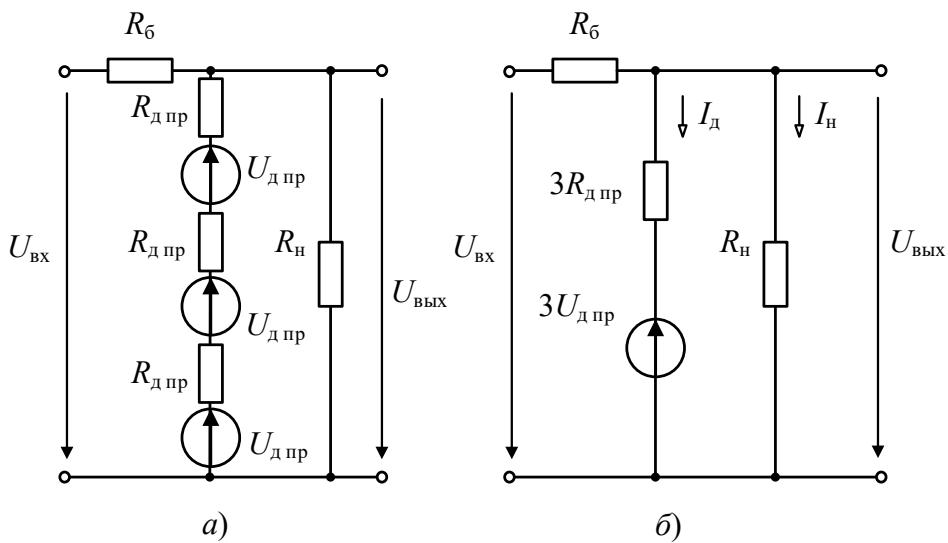


Рис. 2.22. Расчетные схемы низковольтного источника питания:
а – исходная; б – упрощенная

Задача 2.19. Для низковольтного источника питания (рис. 2.21) определить допустимые пределы изменения входного напряжения ($U_{\text{вх мин}}$ и $U_{\text{вх макс}}$), если $R_b = 300 \Omega$, $R_h = 420 \Omega$, $I_{\text{д мин}} = 1 \text{ mA}$, $I_{\text{д макс}} = 10 \text{ mA}$, $U_{\text{д пр}} \approx 0,7 \text{ В}$.

Задача 2.20. Для низковольтного источника питания (рис. 2.21) определить пределы изменения сопротивления нагрузки R_h и выходное сопротивление схемы, если $U_{\text{вх}} = 5 \text{ В}$, $R_b = 100 \Omega$, $I_{\text{д мин}} = 2 \text{ mA}$, $I_{\text{д макс}} = 20 \text{ mA}$, $U_{\text{д пр}} \approx 0,7 \text{ В}$.

3. Характеристики и параметры биполярных транзисторов

Задача 3.1р. Используя входную и выходные характеристики транзистора КТ317В в схеме включения ОЭ определить коэффициент усиления базового тока транзистора h_{21} (β), дифференциальное выходное сопротивление $1/h_{22}$, дифференциальное входное сопротивление h_{11} в заданной рабочей точке $U_{\text{кэ}} = 7,5 \text{ В}$, $I_{\text{к}} = 15 \text{ mA}$ (рис. 3.1).

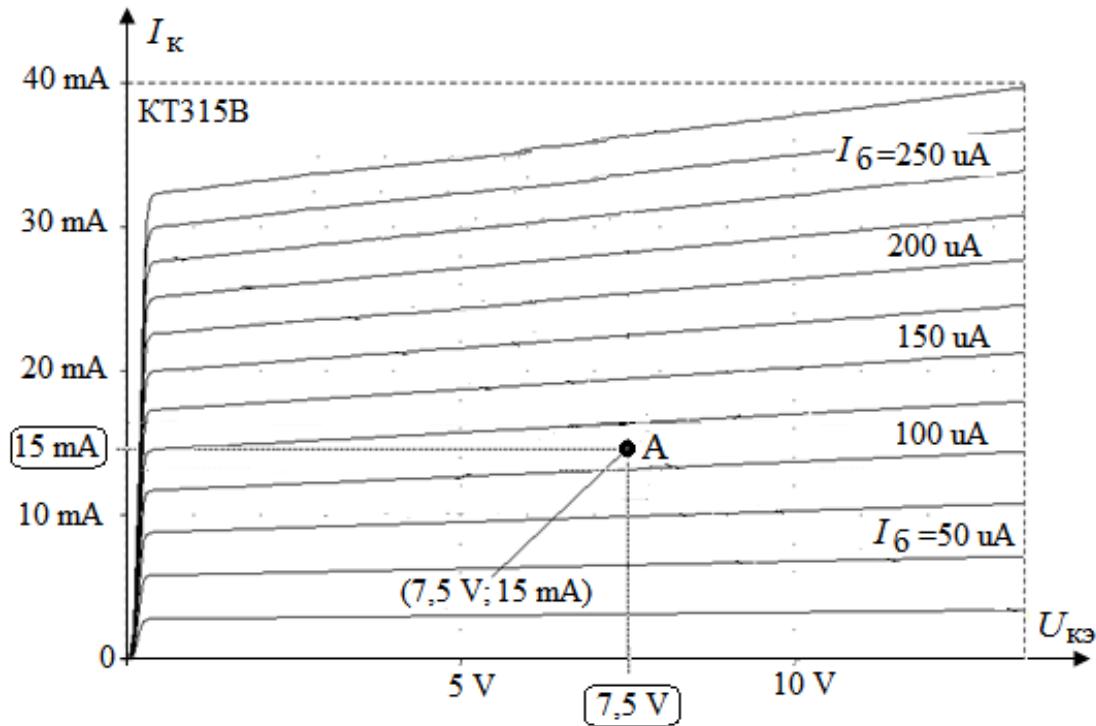


Рис. 3.1. Выходные характеристики транзистора с заданной рабочей точкой

Решение. Определим коэффициент усиления базового тока транзистора $h_{21\alpha} = \beta = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \right|_{U_{\text{кэ}}=\text{const}}$ и дифференциальную выходную проводимость $h_{22\alpha} = \left. \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{\text{кэ}}} \right|_{I_6=\text{const}}$. На рисунках 3.2 и 3.3 показано графическое определение приращений токов и напряжения в окрестности рабочей точки А по выходным характеристикам транзистора.

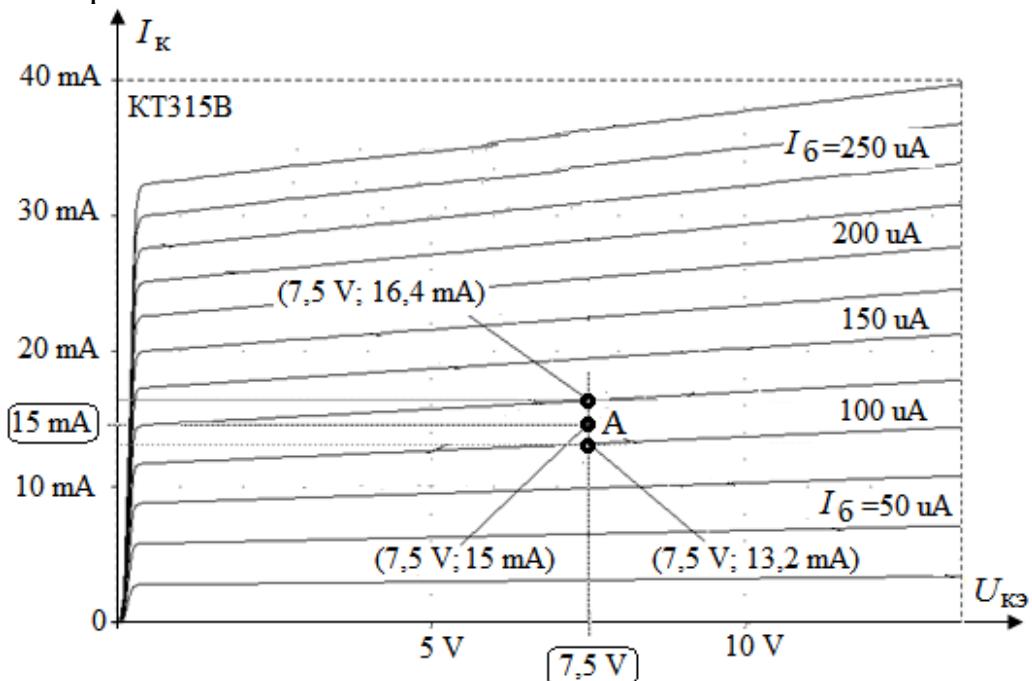


Рис. 3.2. К определению коэффициента усиления базового тока

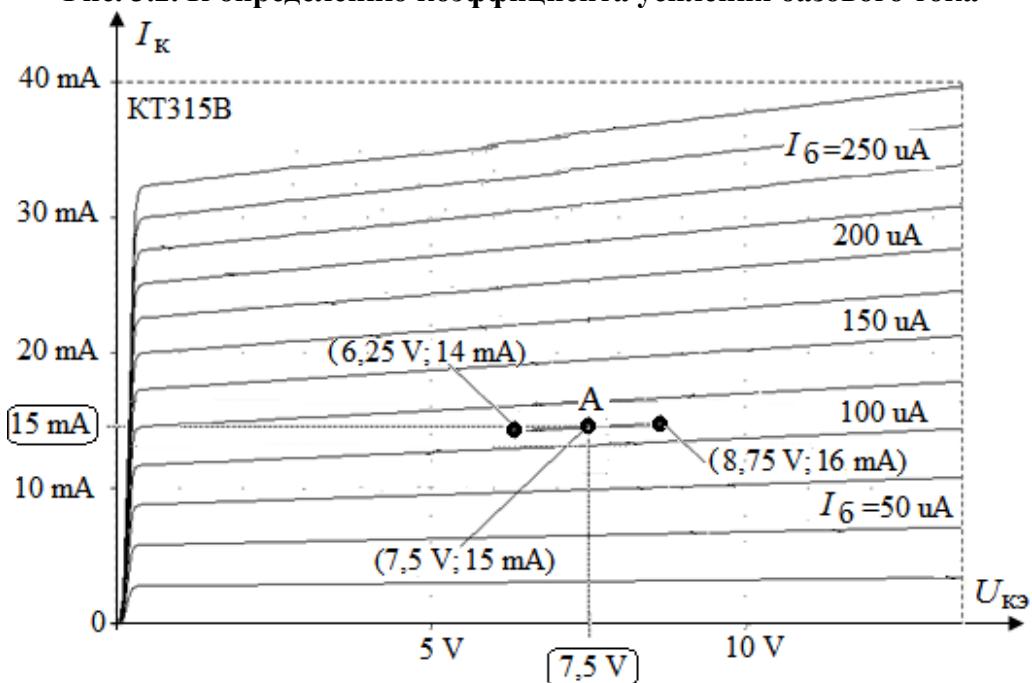


Рис. 3.3. К определению дифференциальной выходной проводимости

Коэффициент усиления базового тока транзистора	
$h_{21\alpha} = \beta = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} \Big _{U_{\alpha}=\text{const}} = \frac{(16,4 - 13,2) \cdot 10^{-3}}{(125 - 100) \cdot 10^{-6}} \Big _{U_{\alpha}=7,5} = 128,$	
дифференциальная выходная проводимость	
$h_{22\alpha} = \frac{\Delta I_k}{\Delta U_{\alpha} \Big _{I_6=\text{const}}} = \frac{(16 - 14) \cdot 10^{-3}}{(8,75 - 6,25)} \Big _{I_6=114 \cdot 10^{-6}} = 0,8 \cdot 10^{-3} \text{ См},$	
дифференциальное выходное сопротивление $1/h_{22} = 1250 \text{ Ом}.$	

Для расчета дифференциального входного сопротивления h_{11} используется входная характеристика, положение рабочей точки определяется значением тока базы $I_6 = 114 \cdot 10^{-6} \text{ А}$ в заданной рабочей точке (рис. 3.4). Напряжение $U_{\alpha} = 0,68 \text{ В}.$

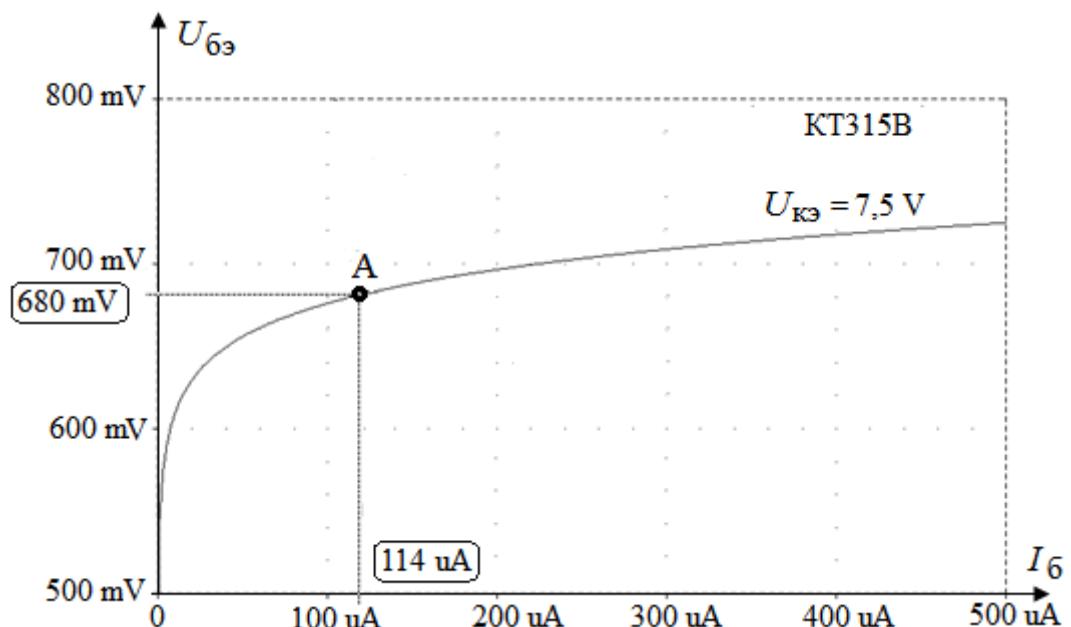


Рис. 3.4. Входная характеристика транзистора с рабочей точкой

Дифференциальное входное сопротивление	
$h_{11} = \frac{\Delta U_{\alpha}}{\Delta I_6} \Big _{U_{\alpha}=\text{const}} = \frac{(690 - 675) \cdot 10^{-3}}{(170 - 100) \cdot 10^{-6}} \Big _{U_{\alpha}=7,5} = 214,3 \text{ Ом (рис. 3.5).}$	

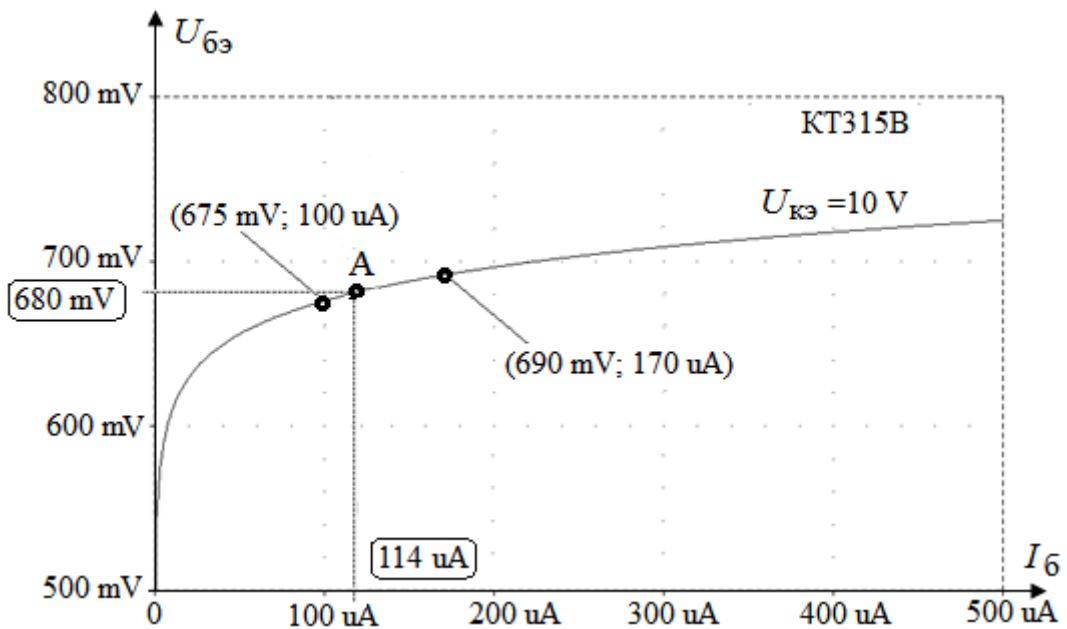


Рис. 3.5. К определению дифференциального входного сопротивления

Задача 3.2. Для проверки работоспособности транзистора в схеме включения ОЭ используется схема, показанная на рис. 3.6. С помощью этой схемы можно оценить коэффициент усиления транзистора β . По показаниям миллиамперметра $I = 11 \text{ mA}$ и известным параметрам $E_{\text{пит}} = 15 \text{ V}$, $R_6 = 40 \text{ к}\Omega$ определить коэффициент усиления транзистора β .

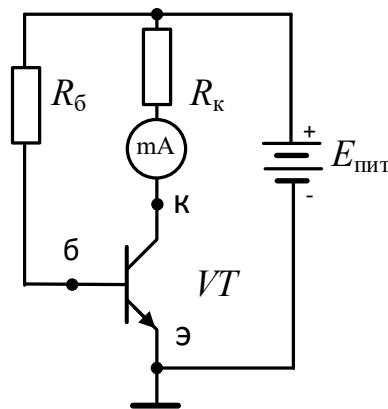


Рис. 3.6. Схема для определения коэффициента усиления

Задача 3.3р. На практике для оценки коэффициента усиления транзистора в схеме включения ОЭ используется схема, показанная на рис. 3.7. Определить коэффициент усиления транзистора β , если $E_{\text{пит}} = 15 \text{ V}$, $R_6 = 80 \text{ к}\Omega$, $R_k = 370 \text{ Ом}$ и вольтметр показывает напряжение $U = 8 \text{ V}$.

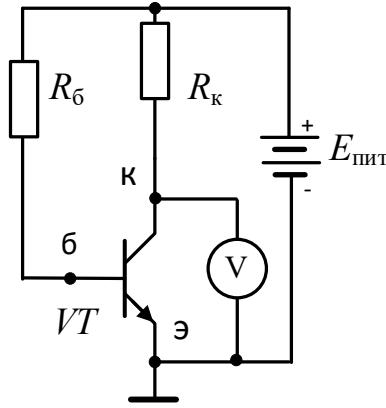


Рис. 3.7. Схема для определения коэффициента усиления

Решение. Составим уравнения для входной и выходной цепи транзистора: $I_6 = \frac{E_{\text{пит}} - U_{6\text{Э}}}{R_6}$, $I_{\text{к}} = \frac{E_{\text{пит}} - U_{\text{кЭ}}}{R_{\text{к}}}$, где $U_{\text{кЭ}} = U = 8 \text{ В}$, $U_{6\text{Э}} = 0,7 \text{ В}$ (рис. 3.8).

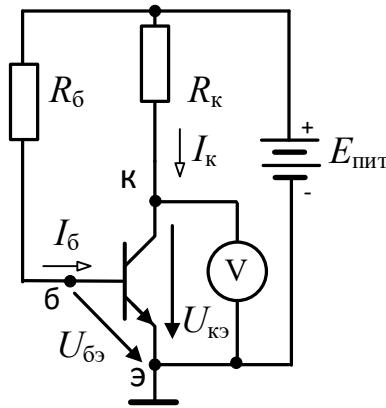


Рис. 3.8. Расчетная схема для определения коэффициента усиления

При заданных параметрах элементов $I_6 = \frac{15 - 0,7}{80 \cdot 10^3} = 0,17875 \text{ мА}$, $I_{\text{к}} = \frac{15 - 8}{370} = 18,9189 \text{ мА}$. Коэффициент усиления $\beta = \frac{I_{\text{к}}}{I_6} \approx 106$.

3.4р. В схеме были измерены потенциалы на выводах транзистора: $U_1 = 7,5 \text{ В}$, $U_2 = 4,3 \text{ В}$, $U_3 = 3,6 \text{ В}$ (рис. 3.9). Определить состояние транзистора и режим его работы.

Решение: Определяем напряжение $U_{6\text{Э}} = U_1 - U_3 = 7,5 - 3,6 = 6,9 \text{ В}$. Напряжение на эмиттерном переходе рабочего транзистора не может быть больше, чем, примерно, 1 В. Значение $U_{6\text{Э}}$ намного больше, что

возможно только в случае выгорания (испарения) полупроводниковой структуры, то есть если транзистор сгорел.

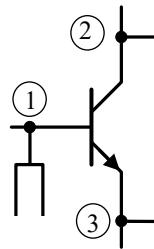


Рис. 3.9. К задаче 3.4р

Задача 3.5. Для выявления неисправного транзистора в схеме были измерены потенциалы на выводах всех транзисторов (рис. 3.10).

Транзистор	<i>a)</i>	<i>б)</i>	<i>в)</i>	<i>г)</i>	<i>д)</i>	<i>е)</i>
U_1 (В)	8,2	4,24	15	-1,9	2,43	-0,75
U_2 (В)	3,7	10,3	8,2	12	2,26	-10
U_3 (В)	8,9	2,04	7,5	0	1,54	0

Определить, в каких режимах работают транзисторы. Найти сгоревший транзистор.

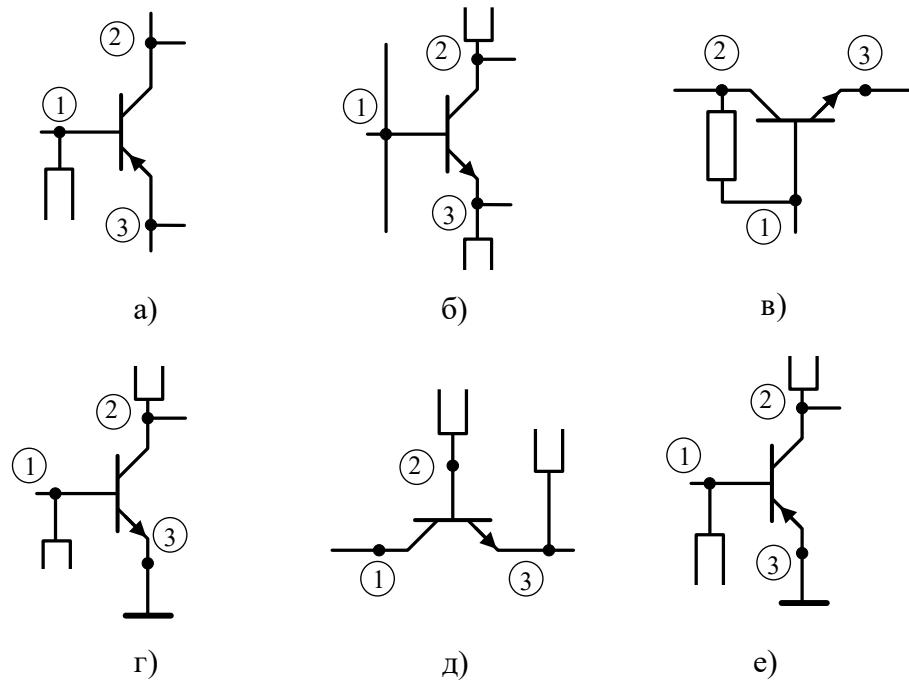


Рис. 3.10. К задаче 3.5

4. Усилительные каскады на биполярных транзисторах

Задача 4.1(р). Для усилительного каскада ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 4.1) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток I_k и напряжение коллектор-эмиттер U_{k3} . Параметры элементов: $E_{пит} = 10$ В, $R_1 = 8,4$ кОм, $R_2 = 1,6$ кОм, $R_k = 100$ Ом, $R_3 = 25$ Ом, $R_h = 2$ кОм, $C_{p1} = C_{p2} = 22$ мкФ. Коэффициент усиления транзистора $\beta = 200$.

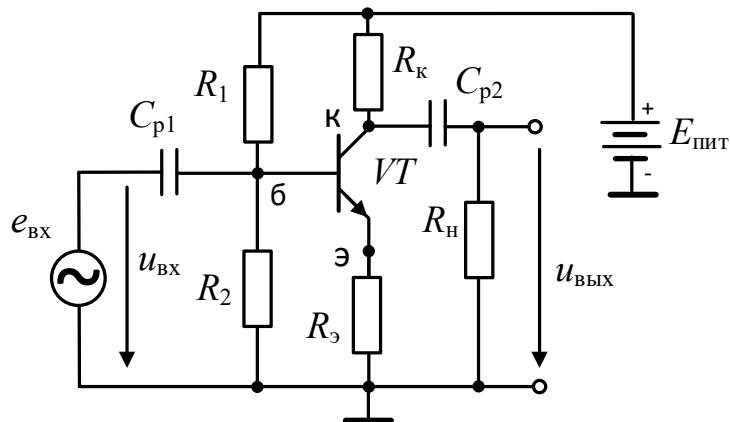


Рис. 4.1. Схема усилительного каскада ОЭ

Решение: Расчет рабочего режима проводится по постоянному току. Схема замещения по постоянному току (рис. 4.2а) упрощается (рис. 4.2б) и составляются уравнения цепи.

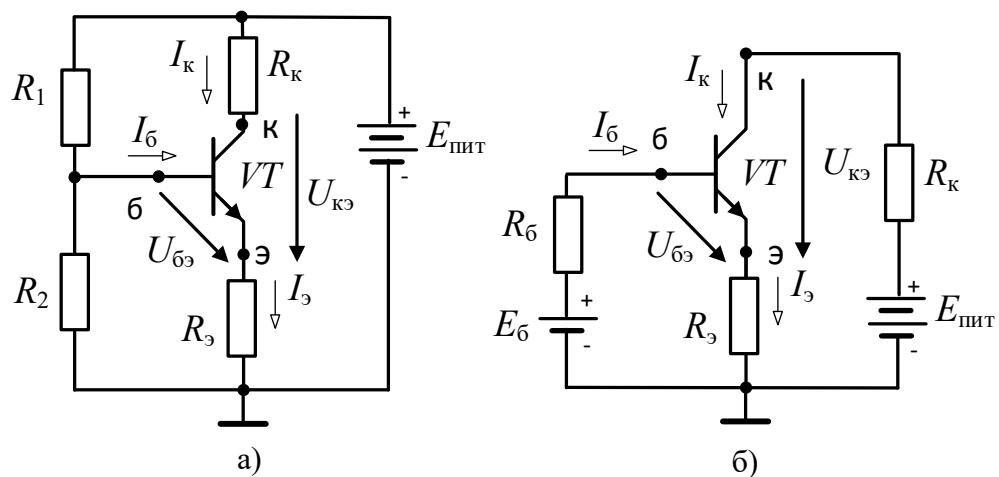


Рис. 4.2. Расчетная схема по постоянному току (а) и упрощенная расчетная схема (б)

В упрощенной расчетной схеме (рис. 4.2а)

$$E_6 = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{1,6 \cdot 10^3}{(1,6 + 8,4) \cdot 10^3} = 1,6 \text{ В},$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{1,6 \cdot 10^3 \cdot 8,4 \cdot 10^3}{(1,6 + 8,4) \cdot 10^3} = 1,344 \text{ кОм}.$$

Уравнения упрощенной цепи:

$$E_6 = R_6 I_6 + U_{63} + R_3 I_3, \quad E_{\text{пит}} = R_k I_k + U_{k3} + R_3 I_3, \quad I_3 = I_6 + I_k, \quad I_k = \beta I_6.$$

Принимая $U_{63} = 0,7 \text{ В}$, рассчитываем ток базы

$$I_6 = \frac{E_6 - U_{63}}{R_6 + R_3(1 + \beta)} = \frac{1,6 - 0,7}{1,344 \cdot 10^3 + 25 \cdot (1 + 200)} = 141,3 \cdot 10^{-6} \text{ А}, \quad I_6 = 141,3 \text{ мкА}.$$

Ток коллекторной цепи $I_k = \beta I_6 = 200 \cdot 141,3 \cdot 10^{-6} = 28,3 \cdot 10^{-3} \text{ А}$,
 $I_k = 28,3 \text{ мА}$. Напряжение коллектор-эмиттер

$$U_{k3} = E_{\text{пит}} - (\beta R_k + (1 + \beta) R_3) I_6 = 6,46 \text{ В}.$$

Задача 4.2р. Для усилительного каскада рассчитать емкость конденсатора C_3 (рис. 4.3), убирающего отрицательную обратную связь по переменному току. Параметры элементов: $E_{\text{пит}} = 10 \text{ В}$, $R_1 = 8,4 \text{ кОм}$, $R_2 = 1,6 \text{ кОм}$, $R_k = 100 \text{ Ом}$, $R_3 = 25 \text{ Ом}$, $C_{p1} = C_{p2} = 22 \text{ мкФ}$. Нижняя граничная частота $f_n = 200 \text{ Гц}$. Считая известными параметры малосигнальной схемы замещения транзистора $h_{11} = 250 \text{ Ом}$, $h_{21} = \beta = 200$, определить, как изменился коэффициент усиления ненагруженного усилителя после подключения конденсатора.

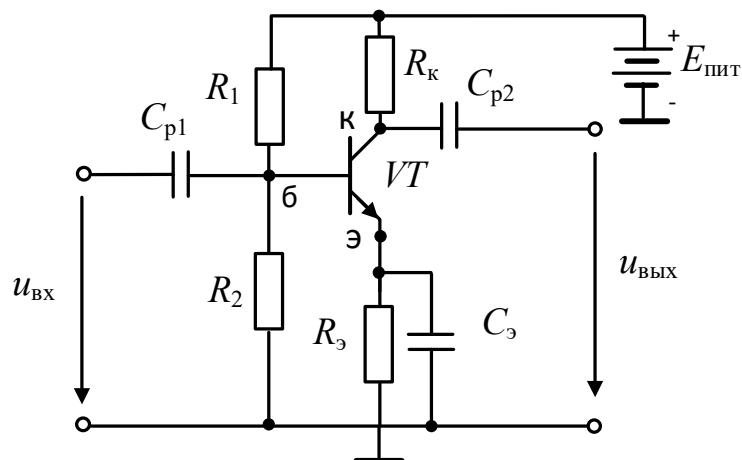


Рис. 4.3. Схема ненагруженного усилительного каскада

Решение: Расчет проводится по переменному току с использованием малосигнальной схемы замещения транзистора (рис. 4.4) с $R_6 = 1,344 \text{ кОм}$.

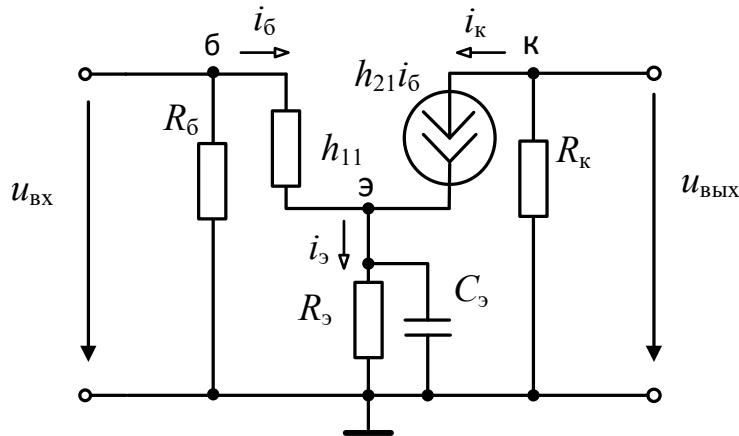


Рис. 4.4. Расчетная схема замещения ненагруженного усилительного каскада

По условию в полосе средних частот при $f > f_h$ и отсутствии обратной связи коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада $K_{u_{xx}} = -h_{21} \frac{R_k}{h_{11}} = -SR_k$. Необходимо подобрать емкость C_3 ,

формирующую фильтр нижних частот с постоянной времени $\tau_h = \frac{1}{\omega_h} = \frac{1}{2\pi f_h}$, где $\frac{1}{\tau_h} = \frac{1}{\tau_{h1}} + \frac{1}{\tau_{h2}} + \frac{1}{\tau_{h3}}$. Полагаем

$\tau_{h1} = \tau_{h2} = \tau_{h3} = 3\tau_h = \frac{3}{2\pi f_h}$, при этом $\tau_{h3} = C_3 (R_3 \parallel r_{tp3})$, где входное сопротивление транзистора относительно $(R_3 C_3)$

$$r_{tp3} = \frac{h_{11} + (R_6 \parallel R_t)}{1 + h_{21}} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}} \Big|_{R_t=0}.$$

После подстановки численных значений

$$r_{tp3} = \frac{h_{11}}{h_{21}} \Big|_{R_t=0} = \frac{250}{200} = 1,25 \text{ Ом}, \quad R_3 \parallel r_{tp3} = \frac{R_3 \cdot r_{tp3}}{R_3 + r_{tp3}} = \frac{25 \cdot 1,25}{25 + 1,25} = 1,19 \text{ Ом}.$$

Емкость $C_3 = \frac{\tau_{h3}}{(R_3 \parallel r_{tp3})} = \frac{3}{2\pi f_h (R_3 \parallel r_{tp3})} = \frac{3}{2\pi \cdot 200 \cdot 1,19} = 2007,2 \text{ мкФ}.$

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада при наличии обратной связи по переменному

току $K_{u_{xx}} = -\frac{SR_k}{1+SR_s} = -\frac{0,8 \cdot 100}{1+0,8 \cdot 25} = -3,8 \approx -4$. Коэффициент усиления

ненагруженного усилительного каскада без обратной связи по переменному току $K_{u_{xx}} = -SR_k = -80$ (увеличился в двадцать раз).

Задача 4.3р. Для усилительного каскада рассчитать емкость конденсатора C_s (рис. 4.5), убирающего отрицательную обратную связь по переменному току. Параметры элементов: $E_{\text{пит}} = 10$ В, $R_1 = 8,4$ кОм, $R_2 = 1,6$ кОм, $R_k = 100$ Ом, $R_{\text{э}1} = R_{\text{э}2} = 12,5$ Ом, $C_{\text{p}1} = C_{\text{p}2} = 22$ мкФ. Нижняя граничная частота $f_{\text{н}} = 200$ Гц. Считая известными параметры малосигнальной схемы замещения $h_{11} = 250$ Ом, $h_{21} = \beta = 200$ определить, как изменился коэффициент усиления ненагруженного усилителя после подключения конденсатора.

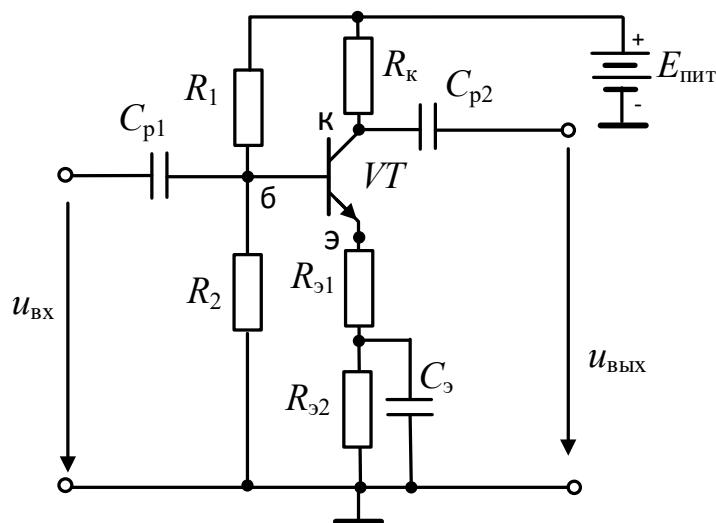


Рис. 4.5. Схема ненагруженного усилительного каскада

Решение: Расчет проводится по переменному току с использованием малосигнальной схемы замещения (рис. 4.6) с $R_6 = 1,344$ кОм и $E_6 = 1,6$ В.

По условию в полосе средних частот при $f > f_{\text{н}}$ при отсутствии обратной связи коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада $K_{u_{xx}} = -h_{21} \frac{R_k}{h_{11}} = -SR_k$. Необходимо подобрать емкость C_s , формирующая фильтр нижних частот: $\tau_{\text{н}} = \frac{1}{\omega_{\text{н}}} = \frac{1}{2\pi f_{\text{н}}}$, где

$\frac{1}{\tau_{\text{н}}} = \frac{1}{\tau_{\text{н}1}} + \frac{1}{\tau_{\text{н}2}} + \frac{1}{\tau_{\text{н}3}}$. Полагаем $\tau_{\text{н}1} = \tau_{\text{н}2} = \tau_{\text{н}3} = 3\tau_{\text{н}} = \frac{3}{2\pi f_{\text{н}}}$, при этом

$\tau_{\text{вн}} = C_{\text{вн}} \left(R_{\text{вн}} \parallel (R_{\text{вн}} + r_{\text{тре}}) \right)$, где входное сопротивление транзистора относительно $(R_{\text{вн}} C_{\text{вн}})$ $r_{\text{тре}} = \frac{h_{11} + (R_{\text{вн}} \parallel R_{\text{т}})}{1 + h_{21}} \approx \frac{h_{11}}{h_{21}} \Big|_{R_{\text{т}}=0}$.

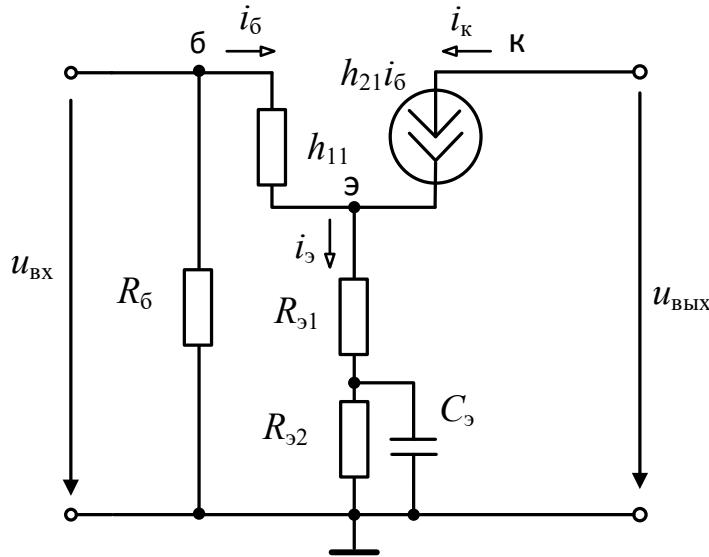


Рис. 4.6. Расчетная схема замещения усилительного каскада

После подстановки численных значений

$$r_{\text{тре}} = \frac{h_{11}}{h_{21}} \Big|_{R_{\text{т}}=0} = \frac{250}{200} = 1,25 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{вн}} \parallel (R_{\text{вн}} + r_{\text{тре}}) = \frac{R_{\text{вн}} \cdot (R_{\text{вн}} + r_{\text{тре}})}{R_{\text{вн}} + (R_{\text{вн}} + r_{\text{тре}})} = \frac{12,5 \cdot (12,5 + 1,25)}{25 + 1,25} = 6,533 \text{ Ом}. \text{ Емкость}$$

$$C_{\text{вн}} = \frac{\tau_{\text{вн}}}{(R_{\text{вн}} \parallel (R_{\text{вн}} + r_{\text{тре}}))} = \frac{3}{2\pi f_{\text{вн}} (R_{\text{вн}} \parallel (R_{\text{вн}} + r_{\text{тре}}))} = 365,6 \text{ мкФ}.$$

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада при наличии обратной связи по переменному току, обусловленной резисторами $R_{\text{вн}}$ и $R_{\text{вн}}$: $K_{u_{\text{вн}}} = -\frac{SR_{\text{вн}}}{1 + S(R_{\text{вн}} + R_{\text{вн}})} = -\frac{0,8 \cdot 100}{1 + 0,8 \cdot 25} = -3,8 \approx -4$.

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада при наличии обратной связи по переменному току, обусловленной резистором $R_{\text{вн}}$: $K_{u_{\text{вн}}} = -\frac{SR_{\text{вн}}}{1 + SR_{\text{вн}}} = -\frac{0,8 \cdot 100}{1 + 0,8 \cdot 12,5} = -7,27 \approx -7$.

Задача 4.4. Как изменится решение задачи 4.2, если переменный источник имеет внутреннее сопротивление $R_{\text{вн}} = 500 \text{ Ом}$?

Задача 4.5. Для усилительного каскада ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 4.7) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток I_k и напряжение коллектор-эмиттер $U_{k\ominus}$. Параметры элементов: $E_{\text{пит}} = 12 \text{ В}$, $R_1 = 7,5 \text{ кОм}$, $R_2 = 2 \text{ кОм}$, $R_k = 510 \text{ Ом}$, $R_{\text{з}1} = 51 \text{ Ом}$, $R_{\text{з}2} = 130 \text{ Ом}$, $R_h = 2 \text{ кОм}$, $C_{p1} = C_{p2} = 22 \text{ мкФ}$, $C_{\text{з}} = 220 \text{ мкФ}$. Коэффициент усиления транзистора $\beta = 50$.

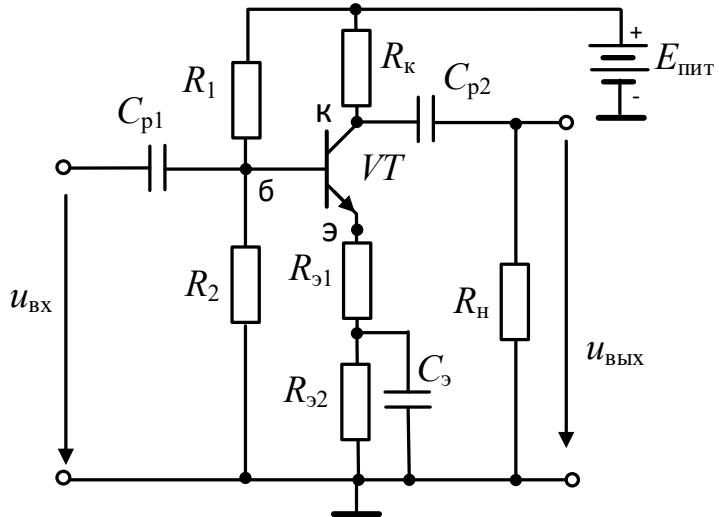


Рис. 4.7. Схема усилительного каскада

Задача 4.6. Для усилительного каскада задачи 4.5 определить его основные параметры: входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления напряжения K_u . *Примечание:* параметры малосигнальной схемы замещения определить, используя значение I_k и тепловой потенциал $\varphi_T = 25 \text{ мВ}$.

Задача 4.7. Для усилительного каскада задачи 4.5 определить нижнюю граничную частоту усиления f_n .

Задача 4.8. Для усилительного каскада ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 4.8) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток I_k и напряжение коллектор-эмиттер $U_{k\ominus}$. Параметры элементов: $E_{\text{пит}} = 15 \text{ В}$, $R_1 = R_2 = R_3 = 5 \text{ кОм}$, $R_k = 820 \text{ Ом}$, $R_{\text{з}} = 180 \text{ Ом}$, $R_h = 5 \text{ кОм}$, $C_{p1} = C_{p2} = 22 \text{ мкФ}$, $C_{\phi} = 220 \text{ мкФ}$. Коэффициент усиления тока $\beta = 35$. Определить основные параметры усилительного каскада: входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления напряжения.

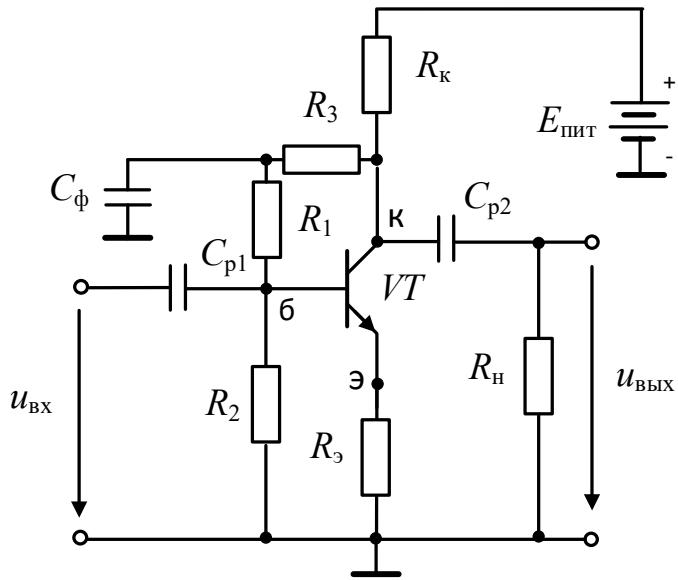


Рис. 4.8. Схема усилительного каскада

Задача 4.9р. Для усилительного каскада ОК на биполярном транзисторе (рис. 4.9) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток I_k и напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$. Параметры элементов: $E_{пит} = 18$ В, $R_1 = 7,5$ кОм, $R_2 = 13$ кОм, $R_3 = 390$ Ом, $R_h = 750$ Ом, $R_t = 150$ Ом, $C_{p1} = 125$ нФ, $C_{p2} = 750$ нФ. Коэффициент усиления тока $\beta = 155$. Определить основные параметры усилительного каскада: входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент усиления напряжения K_u .

Решение. Расчет рабочего режима проводится по постоянному току. Схема замещения по постоянному току (рис. 4.10а) упрощается (рис. 4.10б) и составляются уравнения цепи.

В упрощенной расчетной схеме (рис. 4.10б)

$$E_6 = E_{пит} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 18 \frac{13 \cdot 10^3}{(7,5 + 13) \cdot 10^3} = 11,415 \text{ В},$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7,5 \cdot 10^3 \cdot 13 \cdot 10^3}{(7,5 + 13) \cdot 10^3} = 4,756 \text{ кОм}.$$

Уравнения упрощенной цепи:

$$E_6 = R_6 I_6 - U_{6\alpha} + R_9 I_9, \quad E_{пит} = -U_{кэ} + R_9 I_9, \quad I_9 = I_6 + I_k, \quad I_k = \beta I_6.$$

Принимая $U_{6\alpha} = -0,7$ В (используется $p-n-p$ транзистор) рассчитываем ток базы

$$I_6 = \frac{E_6 + U_{63}}{R_6 + R_3(1+\beta)} = \frac{11,415 - 0,7}{4,756 \cdot 10^3 + 390 \cdot (1+155)} = 163,3 \cdot 10^{-6} \text{ A},$$

$I_6 = 163,3 \text{ мкА}$. Ток коллекторной цепи

$I_k = \beta I_6 = 155 \cdot 163,3 \cdot 10^{-6} = 25,311 \cdot 10^{-3} \text{ A}$, $I_k = 25,311 \text{ мА}$. Напряжение коллектор-эмиттер $U_{k\ominus} = -E_{\text{пит}} + R_3 I_9 = -E_{\text{пит}} + (1+\beta) R_3 I_6 = -7,96 \text{ В}$.

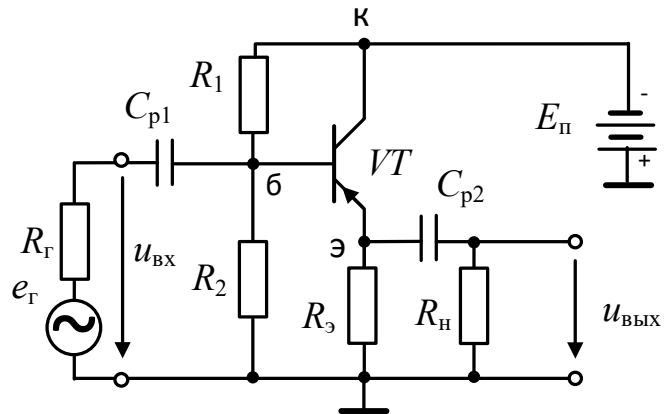


Рис. 4.9. Схема усилительного каскада ОК

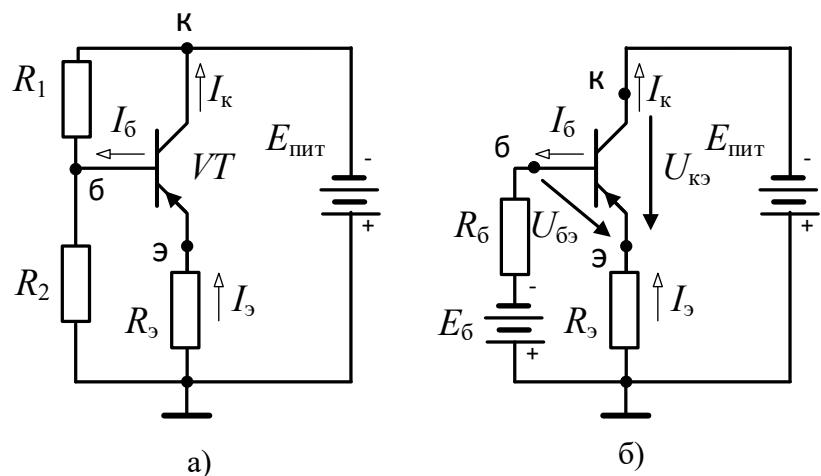


Рис. 4.10. Расчетная схема по постоянному току (а) и упрощенная расчетная схема (б)

Задача 4.10р. Для усилительного каскада задачи 4.9 составить малосигнальную схему замещения, определить основные параметры ненагруженного усилительного каскада: входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления напряжения $K_{U_{\text{вх}}}$.

Решение: Малосигнальная схема замещения ненагруженного усилительного каскада представлена на рис. 4.11. Параметры малосигнальной схемы замещения в рабочем режиме (см. задачу 4.8)

$$h_{21} = \beta = 155, S = \frac{I_k}{\varphi_T} = \frac{25,311 \cdot 10^{-3}}{25 \cdot 10^{-3}} = 1,012 \text{ См}, h_{11} = h_{21} \cdot S = 157 \text{ Ом}.$$

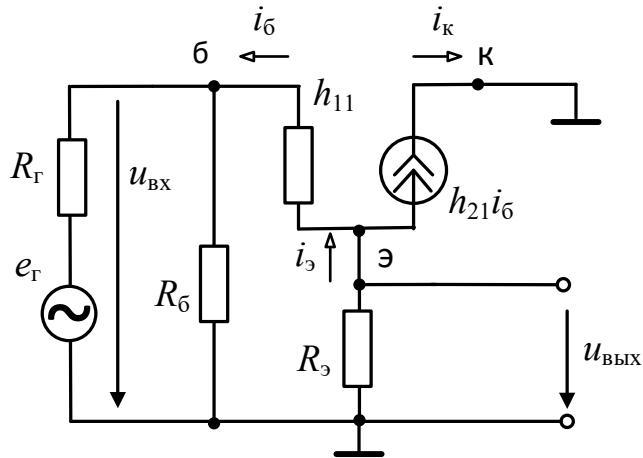


Рис. 4.11. Малосигнальная схема замещения ненагруженного усилительного каскада

Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада

$$K_{u_{вх}} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}}, \text{ где } u_{вых} = -i_e R_e = -(1 + h_{21}) i_b R_e,$$

$$u_{вх} = -h_{21} i_b + u_{вых} = -(h_{11} + (1 + h_{21}) R_e) i_b, \text{ следовательно}$$

$$K_{u_{вх}} = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{(1 + h_{21}) R_e}{(h_{11} + (1 + h_{21}) R_e)} = \frac{156 \cdot 390}{(157 + 156 \cdot 390)} = 0,997.$$

Входное сопротивление транзистора относительно (R_e)

$$r_{тп} = \frac{h_{11} + (R_6 \parallel R_r)}{1 + h_{21}} = \frac{157 + \frac{150 \cdot 4576}{150 + 4576}}{1 + 155} = 1,938 \text{ Ом},$$

выходное сопротивление усилительного каскада

$$R_{вых} = R_e \parallel r_{тп} = \frac{R_e \cdot r_{тп}}{R_e + r_{тп}} = \frac{390 \cdot 1,938}{390 + 1,938} = 1,928 \text{ Ом}.$$

Входное сопротивление усилительного каскада

$$R_{вх} = \frac{R_6 \cdot (h_{11} + (1 + h_{21}) R_e)}{R_6 + (h_{11} + (1 + h_{21}) R_e)} = \frac{4756 \cdot (157 + 156 \cdot 390)}{4756 + (157 + 156 \cdot 390)} = 4412 \text{ Ом}.$$

Задача 4.11. Рассчитать параметры усилительного каскада задачи 4.9, если: а) $R_h = 750$ Ом, $R_t = 150$ Ом; б) $R_h = 750$ Ом, $R_t = 0$; в) $R_h = 2$ кОм, $R_t = 150$ Ом.

Задача 4.12. Для усилительного каскада задачи 4.9 определить нижнюю граничную частоту f_h .

Задача 4.13р. Для усилительного каскада задачи 4.9 определить емкости разделительных конденсаторов, если $f_h = 200$ Гц.

Решение. Нижняя граничная частота $\omega_h = 2\pi f_h = \frac{1}{\tau_{h1}} + \frac{1}{\tau_{h2}}$, где

постоянные времени входной и выходной цепи в области нижних частот: $\tau_{h1} = (R_t + R_{bx})C_{p1}$, $\tau_{h2} = (R_{вых} + R_h)C_{p2}$. Примем $\tau_{h1} = \tau_{h2}$, тогда

$$C_{p1} = \frac{\tau_{h1}}{(R_t + R_{bx})} = \frac{1}{\pi f_h (R_t + R_{bx})} = \frac{1}{3,14 \cdot 200 \cdot (150 + 4412)} = 350 \text{ нФ},$$

$$C_{p2} = \frac{\tau_{h2}}{(R_{вых} + R_h)} = \frac{1}{\pi f_h (R_{вых} + R_h)} = \frac{1}{3,14 \cdot 200 \cdot (1,928 + 750)} = 2120 \text{ нФ}.$$

Задача 4.14р. Для усилительного каскада задачи 4.9 рассчитать верхнюю граничную частоту, если частота единичного усиления $f_1 = 300$ МГц, емкости коллекторного перехода $C_k = 7,5$ пФ, эмиттерного перехода $C_s = 6,2$ пФ.

Решение. Верхнюю границу полосы пропускания f_b можно оценить через постоянную времени $\tau_b = \sqrt{\tau_{b1}^2 + \tau_{b2}^2 + \tau_t^2}$,

где $\tau_{b1} = (R_t \parallel R_{bx})C_{bx}$ – постоянная времени входной цепи,

$$C_{bx} = C_k \cdot K_{e0} + C_s, \quad K_{e0} = \frac{U_{вых}}{e_t}; \quad \tau_{b2} = (R_h \parallel R_{вых})C_{h_{экв}} \quad \text{– постоянная времени}$$

выходной цепи, $C_{h_{экв}} = C_h + C_k \cdot \beta$; $\tau_t = \frac{\beta}{2\pi f_1(1 + \beta\gamma_6)}$ – постоянная времени транзистора, определяемая его частотой единичного усиления,

$$\gamma_6 = \frac{R_s}{R_s + R_6} = \frac{390}{390 + 4756} = 0,0756.$$

Рассчитаем $K_{e0} = K_{u_{xx}} \xi_{bx} \xi_{вых}$ где $\xi_{bx} = \frac{R_{bx}}{R_{bx} + R_t}$ – коэффициент деления сигнала на входе усилителя, $\xi_{вых} = \frac{R_h}{R_h + R_{вых}}$ – коэффициент деления сигнала на выходе усилителя (см. задачу 4.10):

$$K_{e0} = 0,997 \cdot 0,967 \cdot 0,9974 = 0,962.$$

Рассчитаем ёмкости входной и нагрузочной цепи:

$$C_{\text{вх}} = C_{\text{з}} + C_{\text{к}} \cdot K_{e0} = 7,5 \cdot 10^{-12} + 0,962 \cdot 6,2 \cdot 10^{-12} = 13,464 \cdot 10^{-12} \Phi,$$

$$C_{\text{н.экв}} = C_{\text{н}} + C_{\text{к}} \cdot \beta = 0 + 155 \cdot 6,2 \cdot 10^{-12} = 0,961 \cdot 10^{-9} \Phi.$$

Постоянные времени

$$\tau_{\text{B1}} = (R_{\text{т}} \parallel R_{\text{вх}}) C_{\text{вх}} = C_{\text{вх}} \frac{R_{\text{т}} \cdot R_{\text{вх}}}{R_{\text{т}} + R_{\text{вх}}} = 13,464 \cdot 10^{-12} \frac{150 \cdot 4412}{(150 + 4412)} = 1,923 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{\text{B2}} = (R_{\text{н}} \parallel R_{\text{вых}}) C_{\text{н.экв}} = C_{\text{н.экв}} \frac{R_{\text{н}} \cdot R_{\text{вых}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{вых}}} = 0,961 \cdot 10^{-9} \frac{750 \cdot 1,928}{750 + 1,928} = 1,848 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{\text{т}} = \frac{\beta}{2\pi f_1(1 + \beta\gamma_6)} = \frac{155}{6,28 \cdot 300 \cdot 10^6 (1 + 155 \cdot 0,0756)} = 6,469 \cdot 10^{-9} \text{ с},$$

$$\tau_{\text{в}} = \sqrt{\tau_{\text{B1}}^2 + \tau_{\text{B2}}^2 + \tau_{\text{т}}^2} = 7,006 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Верхняя граничная частота

$$f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 7,006 \cdot 10^{-9}} = 22,7 \cdot 10^6 \text{ Гц или } f_{\text{в}} = 22,7 \text{ МГц.}$$

Задача 4.15*. Для усилительного каскада ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 4.12) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток $I_{\text{к}}$ и напряжение коллектор-эмиттер $U_{\text{кэ}}$. Параметры элементов: $E_{\text{пит}} = 20 \text{ В}$, $R_{\text{l}} = 11 \text{ кОм}$, $R_{\text{2}} = 1,3 \text{ кОм}$, $R_{\text{к}} = 820 \text{ Ом}$, $R_{\text{з1}} = 82 \text{ Ом}$, $R_{\text{з2}} = 100 \text{ Ом}$, $R_{\text{н}} = 5 \text{ кОм}$, $C_{\text{п1}} = C_{\text{п2}} = 22 \text{ мкФ}$. Коэффициент усиления тока $\beta = 35$. Определить основные параметры усилительного каскада: входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления напряжения K_u .

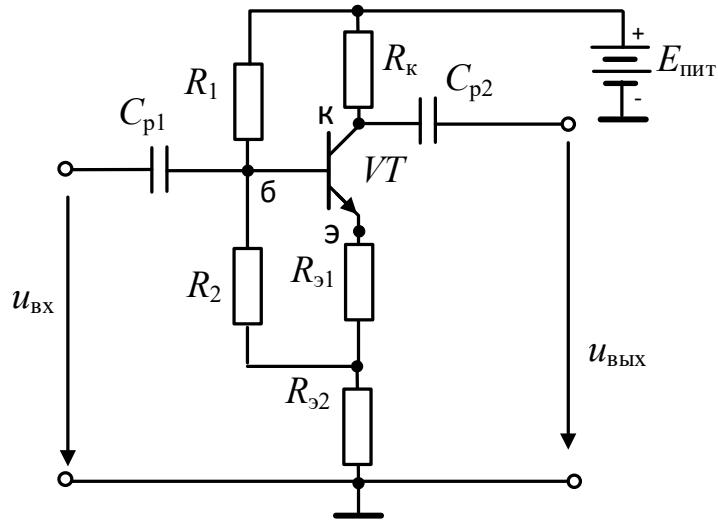


Рис. 4.12. Схема усилительного каскада

Задача 4.16*. Для усилительного каскада ОЭ на биполярном транзисторе (рис. 4.13) определить рабочий режим транзистора: коллекторный ток I_k и напряжение коллектор-эмиттер $U_{кэ}$. Параметры элементов: $E_{пит} = 15$ В, $R_1 = 10$ кОм, $R_2 = 5$ кОм, $R_k = 820$ Ом, $R_{91} = 82$ Ом, $R_{92} = 100$ Ом, $R_h = 2$ кОм, $C_{p1} = C_{p2} = 22$ мкФ, $C_s = 220$ мкФ. Коэффициент усиления тока $\beta = 35$. Определить основные параметры усилительного каскада: входное сопротивление $R_{вх}$, выходное сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент усиления напряжения K_u .

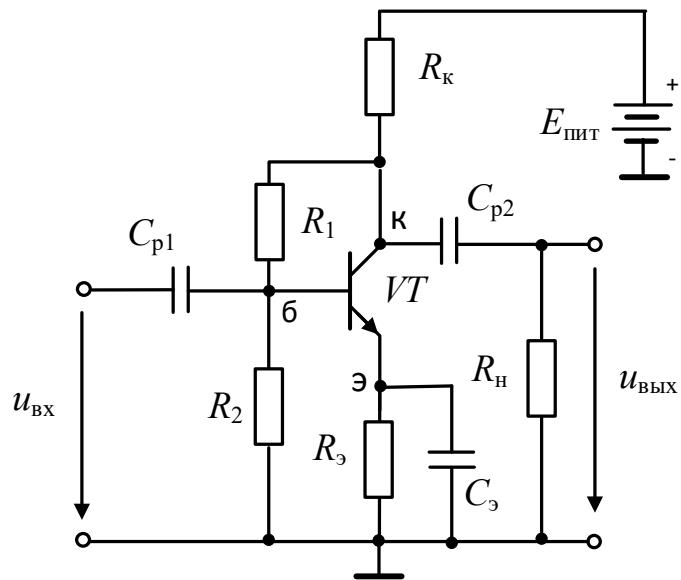


Рис. 4.13. Схема усилительного каскада

Задача 4.17*. Доказать, что в схеме усилительного каскада с заземленным эмиттером (рис. 4.14) при выборе рабочей точки на

середине линии нагрузки ($U_{\text{ко}} = 0,5E_{\text{пит}}$) максимальный коэффициент усиления напряжения $K_{u_{\text{хх}}}$ в относительных единицах примерно равен $20E_{\text{пит}}$, где $E_{\text{пит}}$ – напряжение источника питания в вольтах.

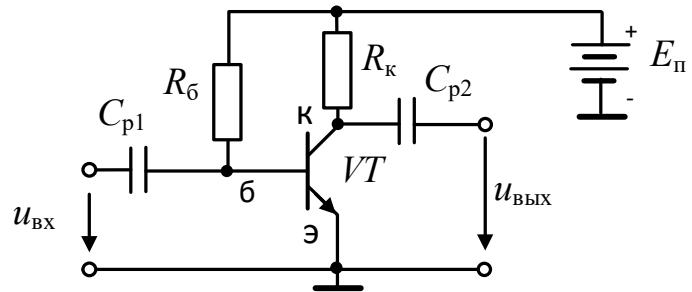


Рис. 4.14. Схема усилительного каскада с заземленным эмиттером

5. Характеристики и параметры полевых транзисторов

Задача 5.1р. Используя стоко-затворные (рис. 5.1) и выходные характеристики (рис. 5.2) полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом определить крутизну стоко-затворной характеристики полевого транзистора S , дифференциальное сопротивление канала в режиме насыщения (в пологой области) $r_{\text{си}}$ при известных напряжениях $U_{\text{зи}} = -1,5 \text{ В}$, $U_{\text{си}} = 10 \text{ В}$.

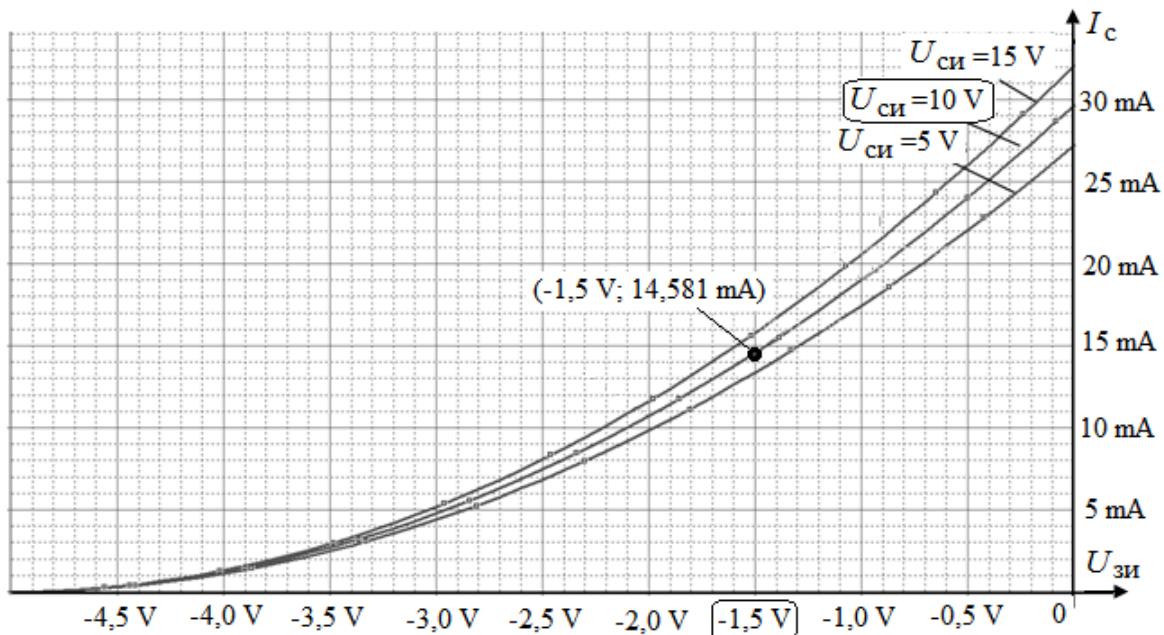


Рис. 5.1. Стоко-затворные характеристики полевого транзистора

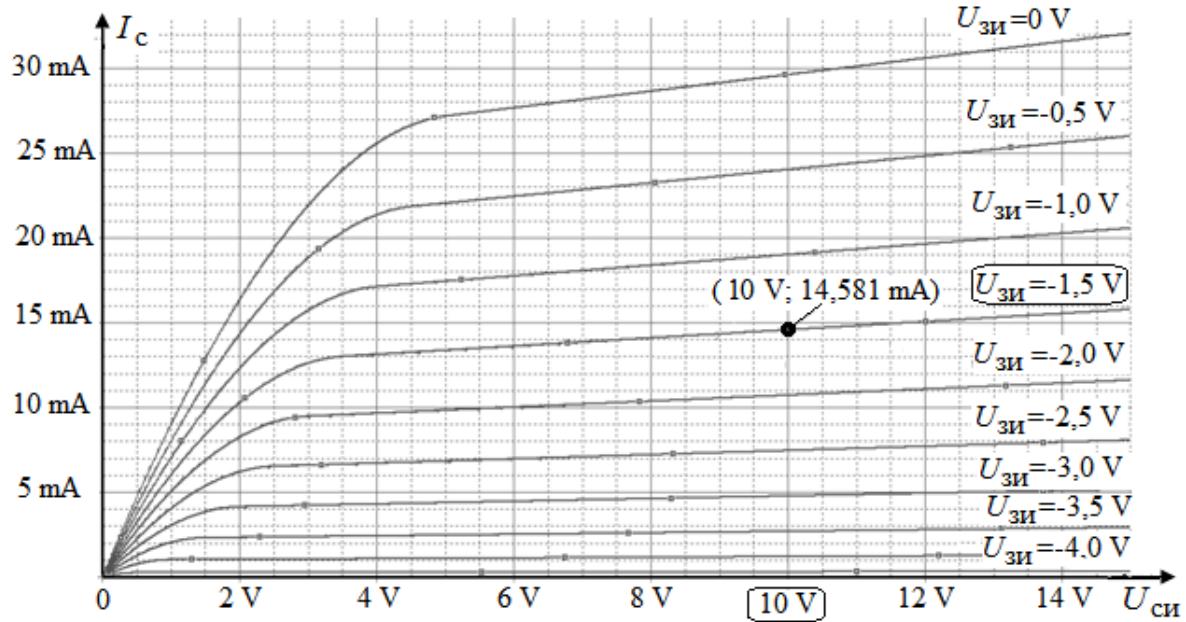


Рис. 5.2. Выходные характеристики полевого транзистора

Решение. На характеристиках, приведенных рис. 5.1 и рис. 5.2, отмечено положение рабочей точки и определен ток стоковой ветви $I_c = 14,581 \text{ mA}$. Определим крутизну стоко-затворной характеристики

полевого транзистора $S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{zi}} \right|_{U_{ci}=10 \text{ В}}$ и дифференциальное

сопротивление в пологой области $r_{ci} = \left. \frac{\Delta U_{ci}}{\Delta I_c} \right|_{U_{zi}=-1,5 \text{ В}}$ по приращениям в

окрестности рабочей точки. На рисунке 5.3 и 5.4 показано графическое определение приращений токов и напряжения в окрестности рабочей точки по стоко-затворной и выходным характеристикам транзистора.

Численный расчет:

$$S = \left. \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{zi}} \right|_{U_{ci}=10 \text{ В}} = \frac{(19,006 - 10,719) \cdot 10^{-3}}{(-1 + 2)} = 8,287 \text{ mA/B},$$

$$r_{ci} = \left. \frac{\Delta U_{ci}}{\Delta I_c} \right|_{U_{zi}=-1,5 \text{ В}} = \frac{(11,007 - 9)}{(14,568 - 14,328) \cdot 10^{-3}} = 8362,5 \text{ Ом}.$$

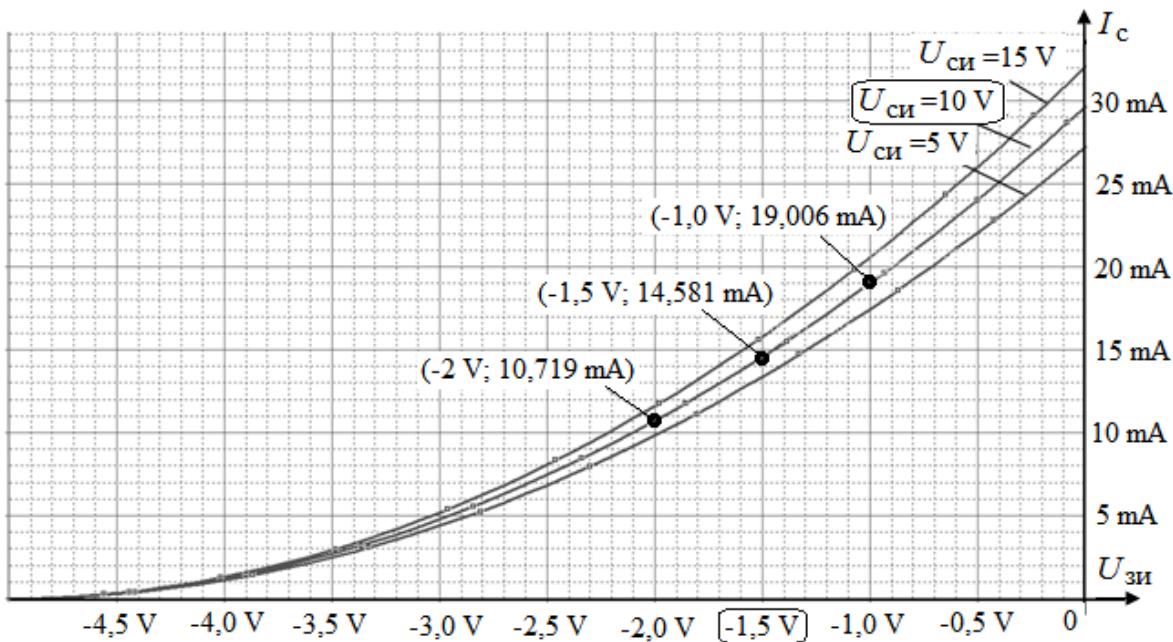


Рис. 5.3. К определению крутизны стоко-затворной характеристики

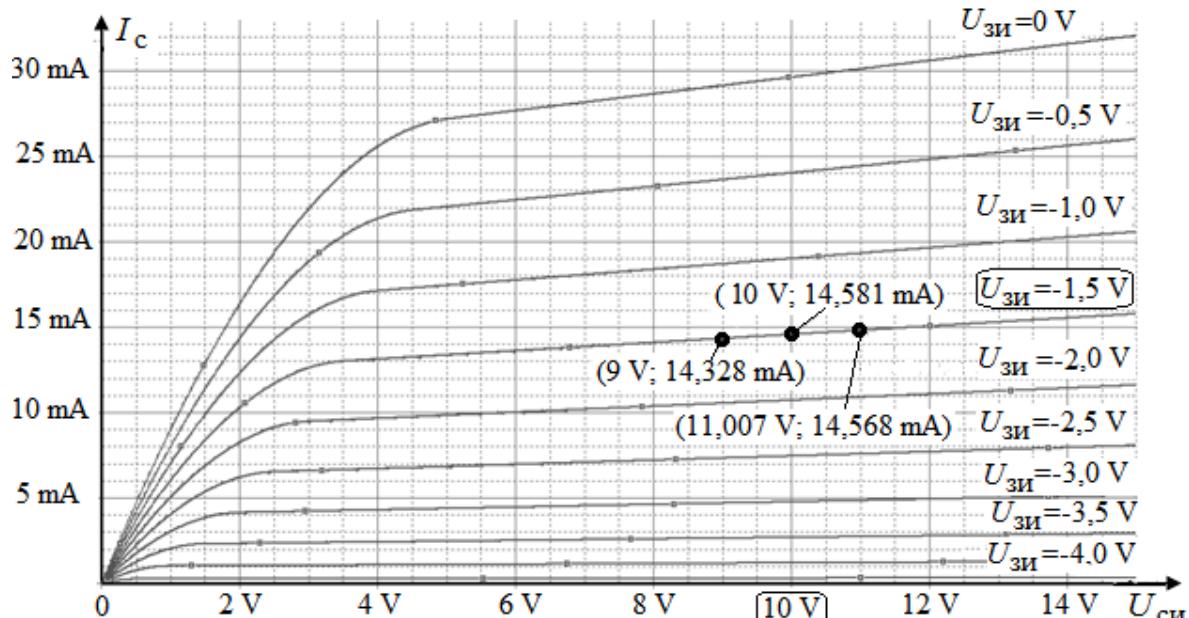


Рис. 5.4. К определению дифференциального сопротивления в пологой области

Задача 5.2. Крутизна полевого транзистора $S = 0,6 \text{ mA/B}$, дифференциальное сопротивление канала в режиме насыщения (в пологой области) составляет $r_{ci} = 300 \text{ кОм}$. Определить для транзистора коэффициент усиления по напряжению $\mu = \frac{\Delta U_{ci}}{\Delta U_{zi}}$.

Задача 5.3р. Максимальный начальный ток стока полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом $I_{c\text{ нач}} = 3$ мА. Напряжение отсечки $U_0 = -3$ В. Определить максимальную крутизну транзистора.

Решение. Максимальный начальный ток стока определяется при нулевом значении напряжения затвор-исток, то есть $U_{\text{зи}} = 0$. Крутизна

$$\text{стоко-затворной характеристики } S = \left. \frac{dI_c}{dU_{\text{зи}}} \right|_{U_{\text{чи}}=\text{const}} = \frac{2I_{c\text{ нач}}}{|U_0|} \left(1 - \left| \frac{U_{\text{зи}}}{U_0} \right| \right) \text{ при}$$

$$U_{\text{зи}} = 0 \text{ имеет максимальное значение } S = \frac{2I_{c\text{ нач}}}{|U_0|} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{3} = 2 \text{ мА/В.}$$

Задача 5.4. Напряжение затвор-исток полевого транзистора с управляющим *p-n*-переходом $U_{\text{зи}} = -3$ В, напряжение сток-исток на границе насыщения $U_{\text{си нас}} = 3$ В. Определить напряжение отсечки U_0 по абсолютной величине.

Задача 5.5. Для МДП-транзистора с индуцированным каналом определите крутизну S , если его удельная крутизна $b = 0,3$ мА/В², пороговое напряжение $U_0 = 2$ В, а напряжение затвор-исток $U_{\text{зи}} = 4$ В.

6. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Задача 6.1р. Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом используется в схеме истокового повторителя. Крутизна транзистора $S = 2$ мА/В, сопротивление резистора в цепи истока $R_i = 500$ Ом. Определить коэффициент передачи по напряжению K_u и выходное сопротивление усилительного каскада если: а) усилительный каскад не нагружен; б) активная нагрузка $R_h = 4$ кОм.

Решение. Рассмотрим ненагруженный усилительный каскад.

$$\text{Коэффициент усиления } K_u = \frac{SR_i}{1 + SR_i} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 500}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 500} = 0,5, \text{ выходное}$$

$$\text{сопротивление } R_{\text{вых}} = R_i \parallel \frac{1}{S}, \quad \frac{1}{S} = \frac{1}{2 \cdot 10^{-3}} = 500 \text{ В/А,}$$

$$R_{\text{вых}} = R_i \parallel \frac{1}{S} = \frac{500 \cdot 500}{500 + 500} = 250 \text{ Ом. При нагрузке коэффициент усиления}$$

$$K_u = \frac{S(R_i \parallel R_h)}{1 + S(R_i \parallel R_h)}, \quad R_i \parallel R_h = \frac{R_i \cdot R_h}{R_i + R_h} = \frac{500 \cdot 2000}{500 + 2000} = 400 \text{ Ом.} \quad \text{После}$$

подстановки численных значений

$$K_u = \frac{S(R_u \parallel R_h)}{1 + S(R_u \parallel R_h)} = \frac{2 \cdot 10^{-3} \cdot 400}{1 + 2 \cdot 10^{-3} \cdot 400} = 0,444. \quad \text{Выходное сопротивление } R_{\text{вых}} = 250 \text{ Ом.}$$

Задача 6.2р. Полевой транзистор с управляющим *p-n*-переходом используется в схеме усилительного каскада с ОИ. Крутизна транзистора $S = 2 \text{ мА/В}$, сопротивление резистора в цепи стока $R_c = 5 \text{ кОм}$. Определить коэффициент передачи по напряжению K_u и выходное сопротивление усилительного каскада если: а) усилительный каскад не нагружен; б) активная нагрузка $R_h = 4 \text{ кОм}$.

Решение. Рассмотрим ненагруженный усилительный каскад. Коэффициент усиления $K_u = SR_c = 2 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = 10$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_c = 5 \text{ кОм}$. При нагрузке коэффициент усиления $K_u = S(R_c \parallel R_h) = 2 \cdot 10^{-3} \frac{5 \cdot 10^3 \cdot 4 \cdot 10^3}{(5 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^3)} = 4,444$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = R_c = 5 \text{ кОм}$.

Задача 6.3. Для усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе (рис. 6.1) определить рабочий режим транзистора: ток стока I_c и напряжение сток-исток $U_{\text{си}}$. Параметры элементов схемы: $E_{\text{пит}} = 15 \text{ В}$, $R_3 = 300 \text{ кОм}$, $R_c = 2 \text{ кОм}$, $R_{u1} = 100 \text{ Ом}$, $R_{u2} = 100 \text{ Ом}$, $C_{p1} = 10 \text{ нФ}$, $C_{p2} = 1 \text{ мкФ}$, $C_u = 100 \text{ мкФ}$. Параметры полевого транзистора: напряжение отсечки $U_0 = -2 \text{ В}$, удельная крутизна транзистора $b = 2 \text{ мА/В}^2$.

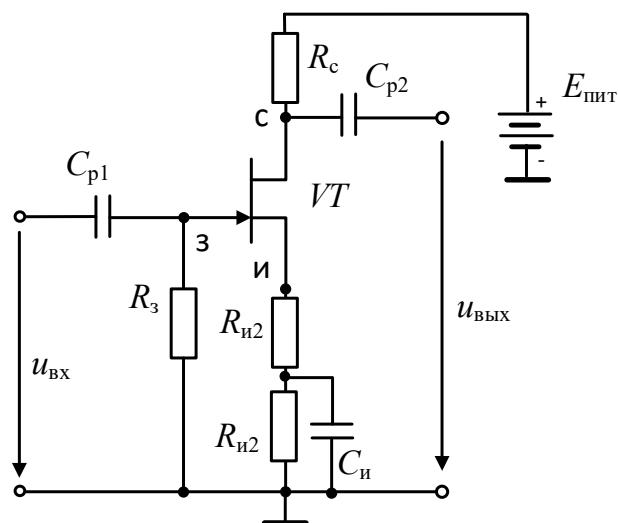


Рис. 6.1. Схема усилительного каскада

Задача 6.4. Для усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе (рис. 6.1) определить его основные параметры: входное сопротивление $R_{\text{вх}}$, выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ и коэффициент усиления напряжения $K_{u_{xx}}$.

Задача 6.5. Для усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе (рис. 6.1) определить рабочий режим транзистора: ток стока I_c и напряжение сток-исток $U_{\text{си}}$ по стоко-затворной характеристике транзистора (рис. 6.2).

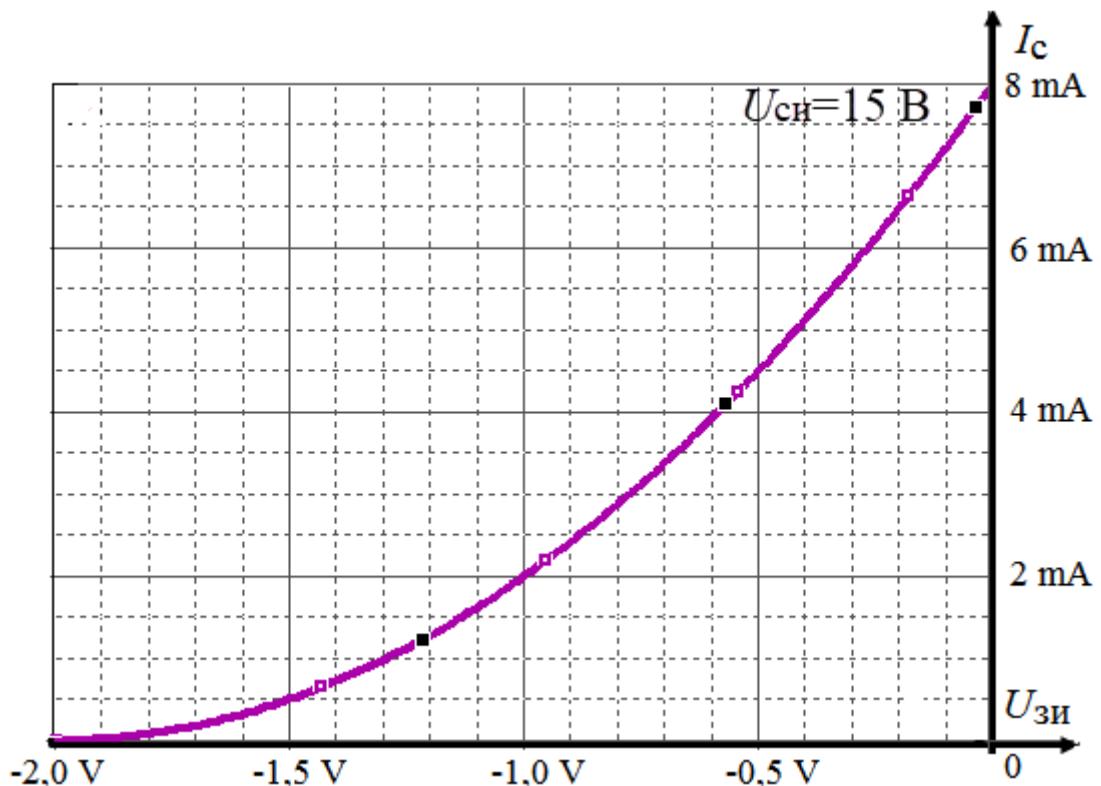


Рис. 6.2. Стоко-затворная характеристика транзистора

Задача 6.6. Для усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе (рис. 6.1) определить нижнюю граничную частоту полосы пропускания f_n .

Задача 6.7р. Для усилительного каскада ОИ на полевом транзисторе (рис. 6.3) определить рабочий режим транзистора: ток стока I_c и напряжение сток-исток $U_{\text{си}}$, напряжение затвор-исток $U_{\text{зи}}$. Рассчитать крутизну транзистора в рабочей точке S и коэффициент усиления ненагруженного каскада $K_{u_{xx}}$. Параметры элементов схемы: $E_{\text{пит}} = 10$ В, $R_1 = 1000$ кОм, $R_2 = 5,1$ кОм, $R_c = 5,1$ кОм, $R_u = 2$ кОм,

$C_{p1} = 10 \text{ нФ}$, $C_{p2} = 1 \text{ мкФ}$, $C_i = 100 \text{ мкФ}$. Параметры полевого транзистора: напряжение отсечки $U_0 = -3 \text{ В}$, удельная крутизна транзистора $b = 1 \text{ мА/В}^2$.

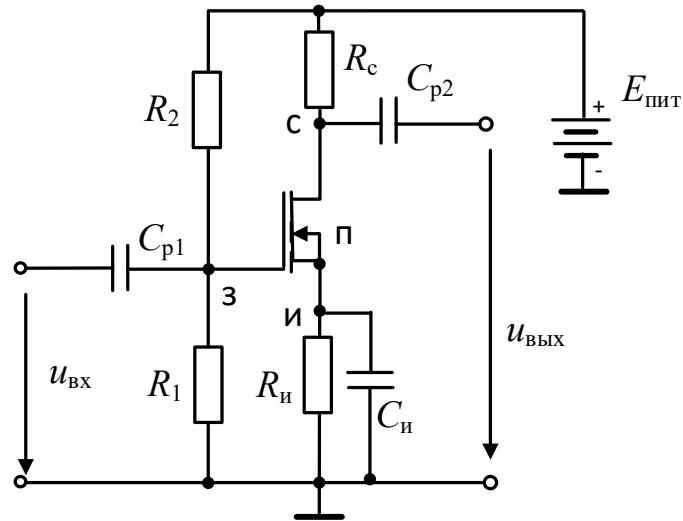


Рис. 6.3. Схема усилительного каскада

Решение. Расчет рабочего режима проводится по постоянному току. Схема замещения по постоянному току (рис. 6.4,а) упрощается (рис. 6.4,б) и составляются уравнения цепи.

В упрощенной расчетной схеме (рис. 6.4,б)

$$E_3 = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 10 \frac{5,1 \cdot 10^3}{(1000 + 5,1) \cdot 10^3} = 0,0507 \text{ В,}$$

$$R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{7,5 \cdot 10^3 \cdot 13 \cdot 10^3}{(7,5 + 13) \cdot 10^3} = 4,756 \text{ kOM.}$$

Полагаем для практических расчетов $I_3 = 0$, $I_u = I_c$.

Уравнения упрощенной цепи:

$$E_3 = U_{\text{зи}} + I_i R_i = U_{\text{зи}} + I_c R_i, \quad E_{\text{пит}} = U_{\text{си}} + I_i (R_c + R_i) = U_{\text{си}} + I_c (R_c + R_i),$$

для пологой области $U_{\text{ши}} \geq U_{\text{нис}} \quad I_c = b(U_{\text{ши}} - U_0)^2$.

Составим уравнение для определения затвор-исток U_{on} :

$E_{\text{пит}} = U_{\text{си}} + b(U_{\text{зи}} - U_0)^2(R_{\text{c}} + R_{\text{и}})$, после подстановки численных
значений $2U^2 + 13U + 17.9493 = 0$. Решение квадратного уравнения:

$U_{\text{зи}} = \begin{cases} -4,51 \text{ В} \\ -1,99 \text{ В} \end{cases}$. Первый корень не удовлетворяет условию $|U_{\text{зи}}| < |U_0|$,

поэтому $U = -1.99$ В.

Ток стока $I_c = b(U_{зи} - U_0)^2 = 1 \cdot 10^{-3} (-1,99 + 3)^2 = 1,02 \cdot 10^{-3} \text{ А}$,
напряжение $U_{си} = E_{пит} - I_c (R_c + R_h) = 10 - 1,02 \cdot 10^{-3} (5,1 + 2) \cdot 10^3 = 2,758 \text{ В}$.

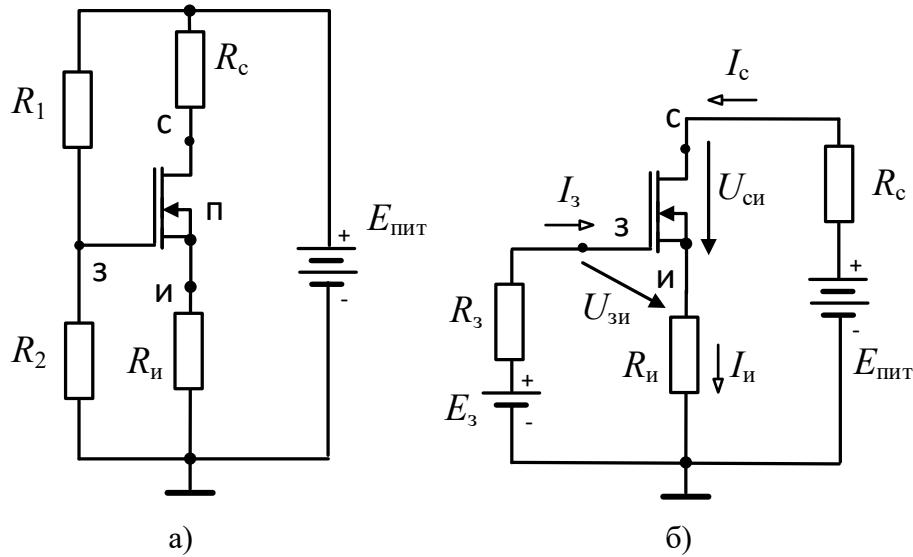


Рис. 6.4. Расчетная схема по постоянному току (а) и упрощенная расчетная схема (б)

Крутизну транзистора в рабочей точке S можно определить через ток стока: $S = \frac{2I_c}{U_{зи} - U_0} = \frac{2 \cdot 1,02 \cdot 10^{-3}}{(-1,99 + 3)} = 2,02 \text{ мА/В}$. Коэффициент усиления ненагруженного усилительного каскада $K_{u_{xx}} = -SR_c = -2,02 \cdot 10^{-3} \cdot 5,1 \cdot 10^3 = -10,302$.

Задача 6.8. Для усилительного каскада задачи 6.7 рассчитать коэффициент усиления если: а) $R_h = R_c$; б) $R_h = 5R_c$.

Задача 6.9. Для усилительного каскада ОИ на МДП транзисторе (рис. 6.6) определить рабочий режим транзистора: ток стока I_c и напряжение сток-исток $U_{си}$, напряжение затвор-исток $U_{зи}$. Рассчитать коэффициент усиления ненагруженного каскада $K_{u_{xx}}$. Параметры элементов схемы: $E_{пит} = 15 \text{ В}$, $R_1 = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 300 \text{ кОм}$, $R_c = 1 \text{ кОм}$, $R_h = 300 \text{ Ом}$, $C_{p1} = 10 \text{ нФ}$, $C_{p2} = 1 \text{ мкФ}$, $C_i = 100 \text{ мкФ}$. Параметры полевого транзистора: пороговое напряжение $U_0 = +2 \text{ В}$, удельная крутизна транзистора $b = 0,5 \text{ мА/В}^2$.

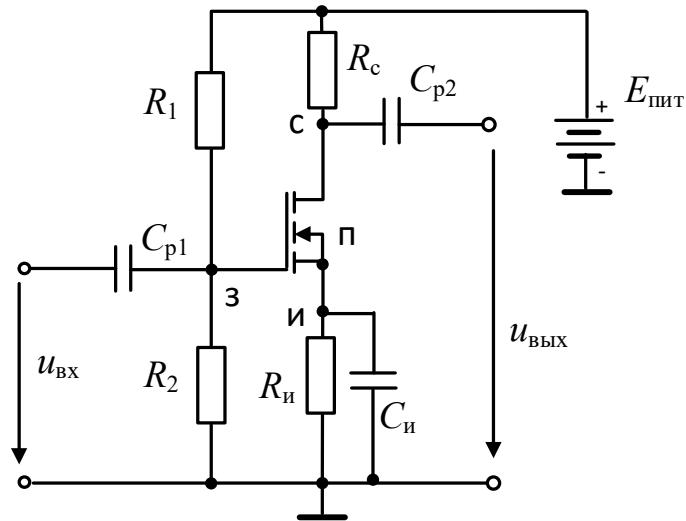


Рис. 6.5. Схема усилительного каскада

Задача 6.10. Для усилительного каскада задачи 6.9 рассчитать коэффициент усиления если: а) $R_h = 300 \text{ Ом}$; б) $R_h = R_c$.

Задача 6.11. Для усилительного каскада ОИ на МДП транзисторе (рис. 6.6) определить рабочий режим транзистора: ток стока I_c и напряжение сток-исток U_{ci} , напряжение затвор-исток U_{zi} . Рассчитать коэффициент усиления ненагруженного каскада $K_{u_{xx}}$. Параметры элементов схемы: $E_{пит} = 15 \text{ В}$, $R_1 = 100 \text{ кОм}$, $R_2 = 300 \text{ кОм}$, $R_c = 1 \text{ кОм}$, $R_h = 300 \text{ Ом}$, $C_{p1} = 10 \text{ нФ}$, $C_{p2} = 1 \text{ мкФ}$, $C_i = 100 \text{ мкФ}$. Параметры полевого транзистора: пороговое напряжение $U_0 = +2 \text{ В}$, удельная крутизна транзистора $b = 0,5 \text{ мА/В}^2$.

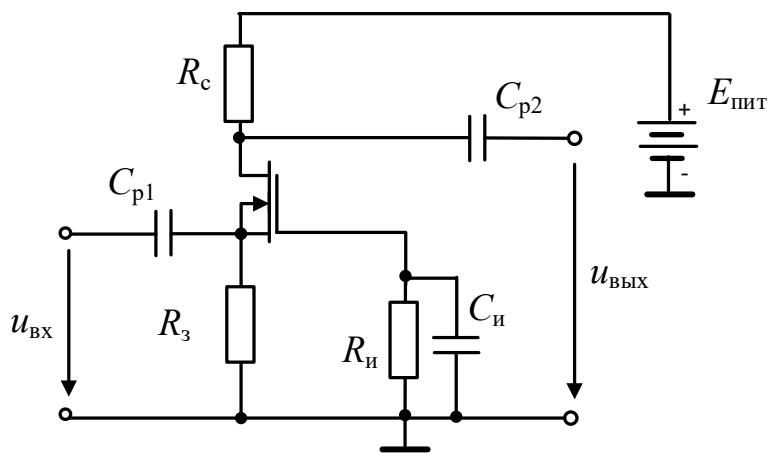


Рис. 6.6. Схема усилительного каскада

7. Теоретическая справка

7.1. Прохождение сигналов через RC -цепи. Линейные усилители

В электронике часто применяются RC -цепи.

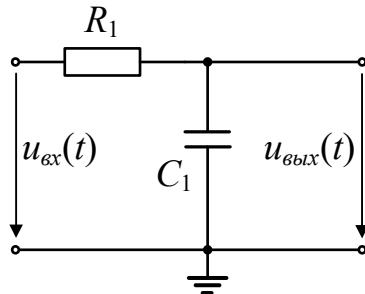


Рис. 7.1. RC -цепь с интегрирующим конденсатором

Изображенная на рис. 7.1 схема представляет собой простейший RC -фильтр низких частот (НЧ), который без искажений передает низкочастотные и обеспечивает затухание высокочастотных сигналов и их запаздывание по фазе относительно входных сигналов. Комплексный коэффициент передачи НЧ-фильтра (рис. 7.1) может быть представлен следующим образом:

$$\dot{H}(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}.$$

Отсюда получаем выражение для амплитудно-частотной характеристики:

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega RC)^2}} \text{ или } H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_B}\right)^2}}.$$

Выражение для фазо-частотной характеристики будет иметь такой вид:

$$\varphi(\omega) = -\arctg(\omega RC) \text{ или } \varphi(f) = -\arctg\left(\frac{f}{f_B}\right).$$

Здесь $f_B = \frac{1}{2\pi RC}$ – верхняя граничная частота НЧ-фильтра.

На рисунке 7.2 показаны амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в логарифмическом масштабе и фазочастотная характеристика (ФЧХ) RC -фильтра низких частот.

Для вертикальной оси использован логарифмический масштаб: $LH = 20\lg(H)$ [дБ].

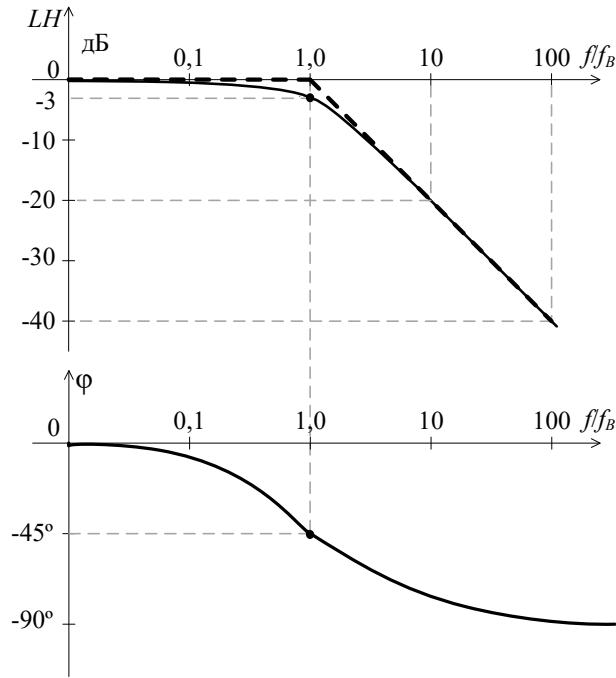


Рис. 7.2. АЧХ и ФЧХ НЧ-фильтра

На граничной частоте коэффициент передачи $H(f_B) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, что в логарифмическом масштабе соответствует $LH(f_B) = -3$ дБ. Фазовый сдвиг на этой частоте равен -45° .

Как видно из рис. 7.2, амплитудно-частотную характеристику можно составить из двух асимптот:

- на низких частотах ($f < f_B$) $H(f) \approx 1$, следовательно, $LH(f) \approx 0$ дБ;
- на высоких частотах ($f \gg f_B$) $LH(f) \approx \frac{f_B}{f}$, т.е. коэффициент усиления обратно пропорционален частоте. Таким образом, при увеличении частоты в 10 раз коэффициент усиления уменьшается тоже в 10 раз. А это для характеристики, построенной в логарифмическом масштабе, эквивалентно наклону -20 дБ на декаду.

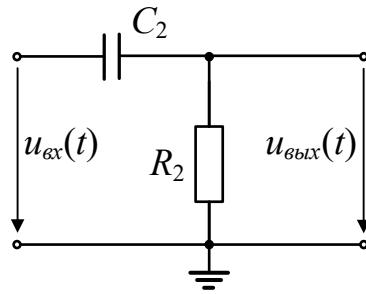


Рис. 7.3. *RC*-цепь с разделительным конденсатором

На рисунке 7.3 изображен другой простейший *RC*-фильтр верхних частот (ВЧ). Он без искажений передает высокочастотные сигналы и обеспечивает затухание низкочастотных. Коэффициент передачи в комплексной форме может быть представлен следующим образом:

$$\dot{H}(j\omega) = \frac{1}{1 - j \frac{1}{\omega RC}}.$$

Отсюда получаем выражение для амплитудно-частотной характеристики:

$$H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}} \text{ или } H(f) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_n}{f}\right)^2}}.$$

Выражение для фазо-частотной характеристики будет иметь такой вид:

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega RC}\right) \text{ или } \varphi(f) = \operatorname{arctg}\left(\frac{f_n}{f}\right).$$

Здесь $f_n = \frac{1}{2\pi RC}$ – нижняя граничная частота или частота среза ВЧ-фильтра.

На рисунке 7.4 показаны амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) в логарифмическом масштабе [дБ] и фазочастотная характеристика (ФЧХ) *RC*-фильтра верхних частот.

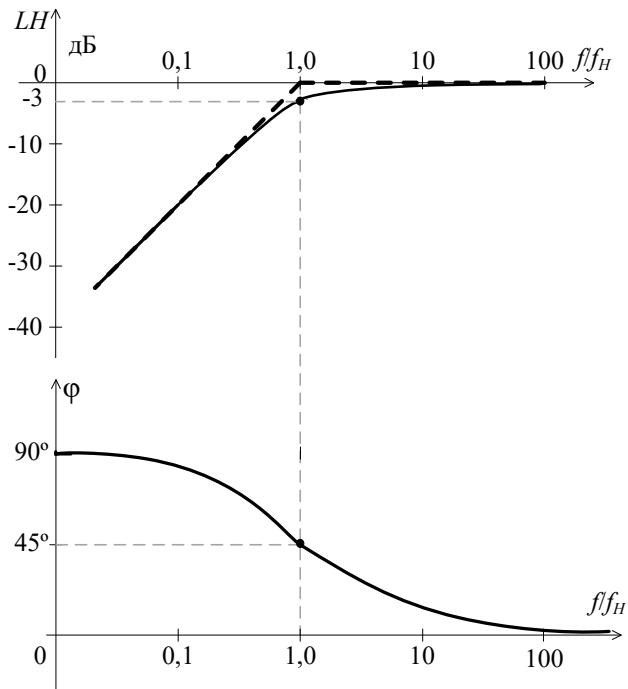


Рис. 7.4. АЧХ и ФЧХ ВЧ-фильтра

На граничной частоте коэффициент передачи $H(f_{\text{г}}) = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$, что в логарифмическом масштабе соответствует $LH(f_{\text{г}}) = -3$ дБ. Фазовый сдвиг на этой частоте равен $+45^\circ$.

Графики АЧХ и ФЧХ для ВЧ-фильтра изображены на рис. 7.4. Как и для НЧ-фильтра амплитудно-частотную характеристику в двойном логарифмическом масштабе можно составить из двух асимптот:

- на высоких частотах ($f > f_{\text{г}}$) $H(f) \approx 1$, следовательно, $LH(f) \approx 0$;
- на низких частотах ($f \ll f_{\text{г}}$) $LH(f) \approx \frac{f}{f_{\text{г}}}$, т.е. коэффициент усиления пропорционален частоте. Таким образом, при увеличении частоты в 10 раз коэффициент усиления тоже увеличивается в 10 раз. А это эквивалентно наклону $+20$ дБ на декаду для характеристики, построенной в двойном логарифмическом масштабе.

Для анализа схем (рис. 7.1 и рис. 7.3) во временной области на вход схемы надо подать прямоугольный импульс напряжения $u_{\text{вх}}(t)$. Выражение для переходной характеристики в этом случае можно записать в виде:

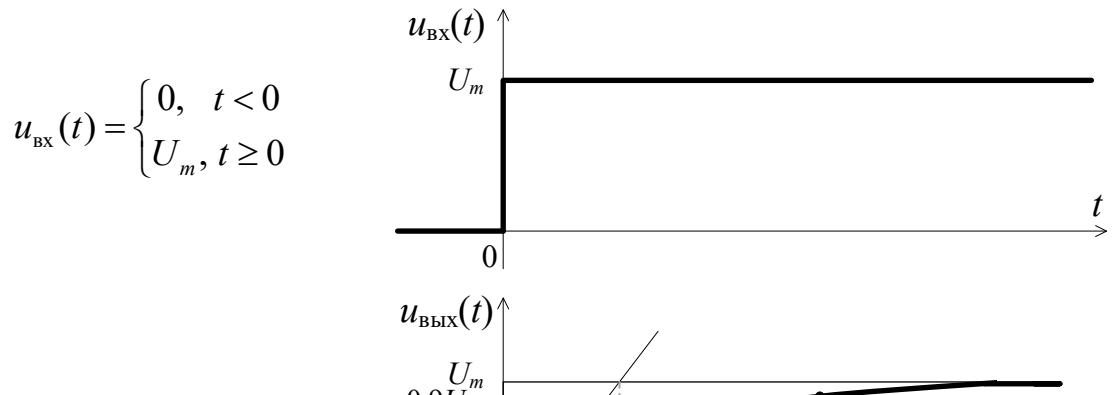
$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вых}}(\infty) - [u_{\text{вых}}(\infty) - u_{\text{вых}}(0)] e^{-t/\tau},$$

где $u_{\text{вых}}(\infty)$ – напряжение на выходе в установившемся режиме;

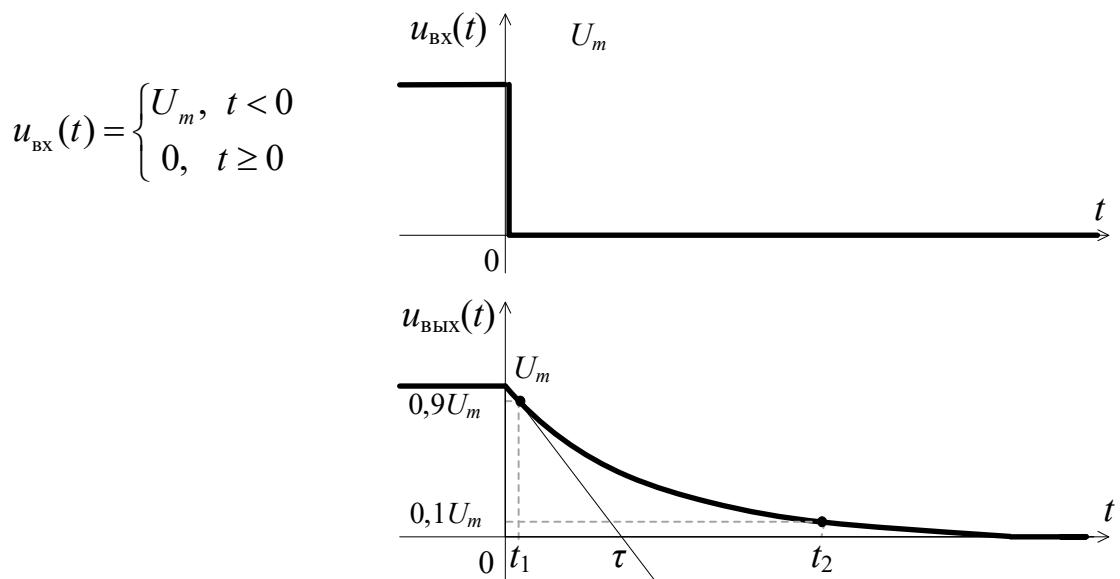
$U_{\text{вых}}(0)$ – выходное напряжение в момент скачка входного напряжения;

$\tau = RC$ – постоянная времени цепи.

Диаграммы выходного напряжения для схемы НЧ-фильтра при разных скачках входного сигнала показаны на рис. 7.5, а для схемы ВЧ-фильтра на рис. 7.6 и рис. 7.7, для этих схем максимальные значения сигналов $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}} = U_m$.



а)



б)

Рис. 7.5. Переходные процессы в НЧ-фильтре

Для интегрирующей цепи (рис. 7.1) характерно наличие фронта (рис. 7.5а) или среза (рис. 7.5б) в выходном сигнале. Время нарастания (среза) импульса можно определить по общей формуле:

$$t_2 - t_1 = \tau \ln \frac{U_{\text{вых}}(\infty) - U_{\text{вых}}(t_1)}{U_{\text{вых}}(\infty) - U_{\text{вых}}(t_2)},$$

где $U_{\text{вых}}(t_1)$ и $U_{\text{вых}}(t_2)$ – выходное напряжение в соответствующие моменты времени.

Длительность фронта, определяемая по уровням 0,1...0,9, равна $t_{\phi} = 2,2\tau$. Для длительности среза аналогично: $t_c = 2,2\tau$. С учетом соотношения, связывающего граничную частоту с постоянной времени цепи: $\tau = 1/\omega_{\text{гр}} = 1/(2\pi f_{\text{гр}})$, можно получить формулу связи частотных и временных параметров для низкочастотного фильтра:

$$t_{\phi} = 2,2 \tau_{\text{в}} = \frac{0,35}{f_{\text{в}}}.$$

Для схемы с разделительным конденсатором (рис. 7.2) возможны два случая:

1) Постоянная времени для этой схемы мала по сравнению с длительностью входного сигнала ($t_{\text{и}} >> \tau$). Конденсатор в этом случае называется *дифференцирующим* или *укорачивающим*. За время действия входного импульса он успеет полностью зарядиться или разрядиться. Таким образом, скачок входного напряжения приведет к появлению на выходе конечного по длительности импульса положительной (рис. 7.6а) или отрицательной (рис. 7.6б) полярности. Длительность этого импульса, определенную по уровню $0,5U_m$, можно рассчитать по формуле: $t_{\text{и вых}} = 0,7\tau$.

2) Длительность входного сигнала мала по сравнению с постоянной времени ($t_{\text{и}} \ll \tau$). В этом случае напряжение на конденсаторе за время действия входного сигнала не успеет существенно измениться, и форма выходного сигнала практически повторит форму входного импульса. Конденсатор в этом случае называется *разделительным* или *конденсатором связи*. В этом случае выходная характеристика будет иметь спад плоской вершины Δu (рис. 7.7). Относительный спад плоской вершины δu рассчитывается по формуле:

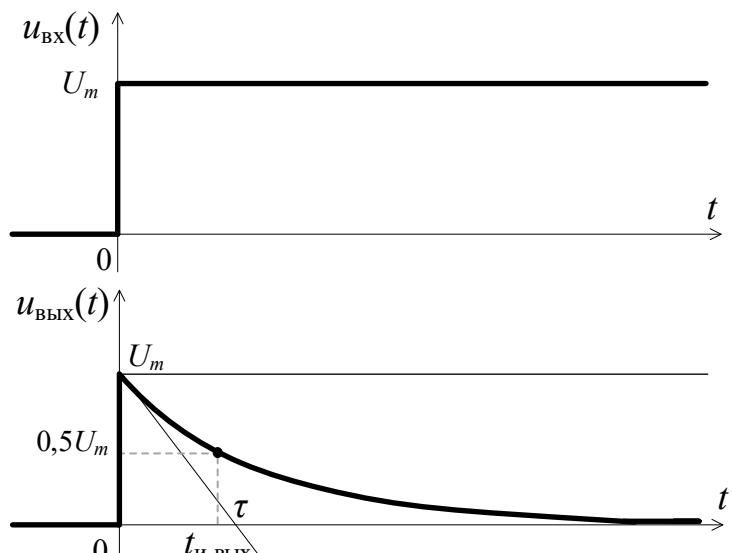
$$\delta u = \frac{\Delta u}{U_m} 100\% = \frac{t_{\text{и}}}{\tau} 100\%.$$

Данной формулой можно пользоваться, если δu не превосходит 10...15%. С учетом соотношения, связывающего граничную частоту с

постоянной времени цепи: $\tau = 1/\omega_{\text{гр}} = 1/(2\pi f_{\text{гр}})$, можно получить формулу связи частотных и временных параметров для высокочастотного фильтра:

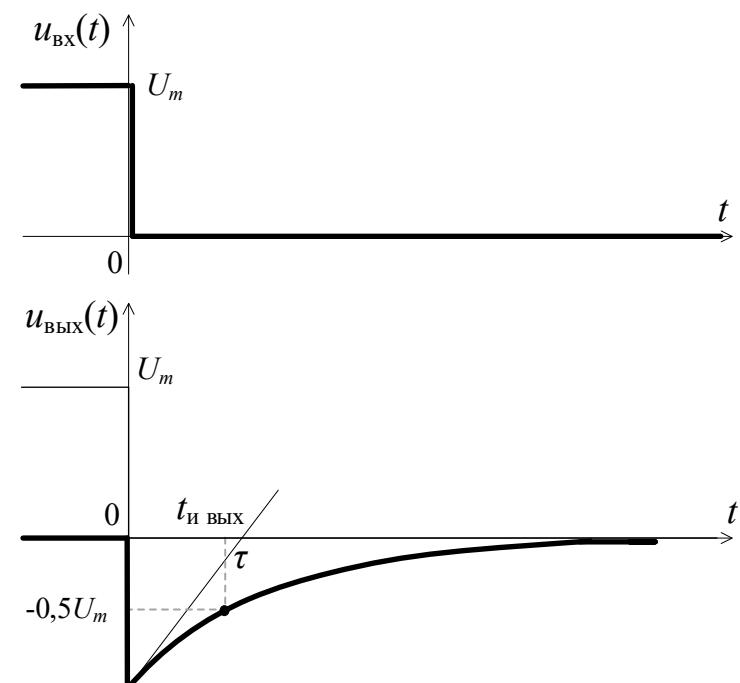
$$\delta u = \frac{t_{\text{и}}}{\tau} 100\% = 2\pi f_{\text{н}} t_{\text{и}}.$$

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ U_m, & t \geq 0 \end{cases}$$



a)

$$u_{\text{вх}}(t) = \begin{cases} U_m, & t < 0 \\ 0, & t \geq 0 \end{cases}$$



б)

Рис. 7.6. Переходные процессы в ВЧ-фильтре при большой длительности входного сигнала ($t_{\text{i}} \gg \tau$)

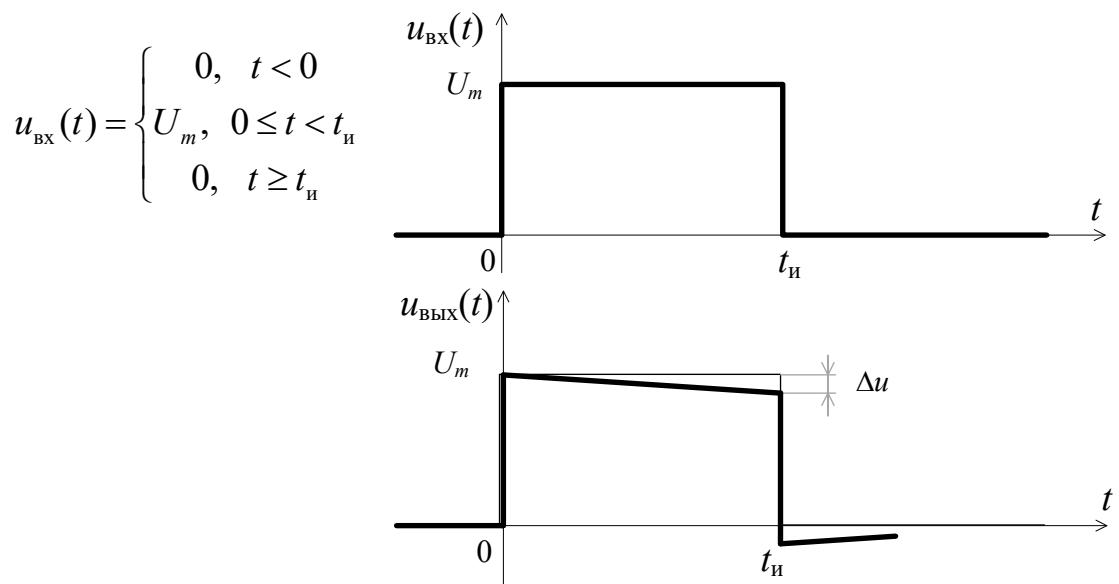


Рис. 7.7. Переходные процессы в ВЧ-фильтре при малой длительности входного сигнала ($t_i \ll \tau$)

Наиболее типичным представителем электронных устройств является усилитель. Назначение усилителя – формировать выходной сигнал, который представляет собой выходной сигнал, умноженный на некоторую постоянную величину: $y(t) = Kx(t)$. Величину K называют коэффициентом усиления усилителя. Наиболее часто как входным, так и выходным сигналом являются напряжения. В этом случае усилитель называют усилителем напряжения. Основным параметром является коэффициент усиления по напряжению, который можно определить, измеряя действующее значение напряжения (далее – просто напряжения) на выходе при неизменной амплитуде входного синусоидального напряжения. Отношение напряжений при синусоидальной форме сигналов равно отношению амплитуд.

$$K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$$

Если измерения проводятся без подключения нагрузки к выходу усилителя (в режиме «холостого хода»), то коэффициент усиления в этом случае:

$$K_{u\text{xx}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \Big|_{\text{xx}}$$

Иногда входным и выходным сигналами считают входной и выходной токи, составляют отношение действующих значений токов (далее – просто токов), которое равно отношению амплитуд выходного и входного тока. В этом случае усилитель называют усилителем тока.

Главным параметром усилителя тока является коэффициент усиления по току:

$$K_i = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}.$$

В ряде случаев используются устройства, входным сигналом которых является ток, а выходным – напряжение (или наоборот, входным – напряжение, а выходным – ток). Такие устройства принято называть преобразователями напряжения в ток (или преобразователями тока в напряжение).

При анализе работы усилителя со стороны выхода применяют такой же подход, который используется при анализе работы активных двухполюсников. При неизменном значении входного напряжения (и, соответственно, входного тока) усилитель представляет собой активный двухполюсник (эквивалентный генератор) с параметрами напряжение «холостого хода» $U_{\text{вых XX}}$ и выходным сопротивлением $R_{\text{вых}}$. При этом напряжение «холостого хода» усилителя равно:

$$U_{\text{вых XX}} = K_{u \text{ XX}} U_{\text{вх}}.$$

Выходное сопротивление, наряду с коэффициентом усиления и входным сопротивлением, является основным параметром усилителя.

Если усиливаемый сигнал передается через разделительный конденсатор, то такой усилитель называется RC -усилителем. Обобщенная схема линейного RC -усилителя показана на рис. 7.8.

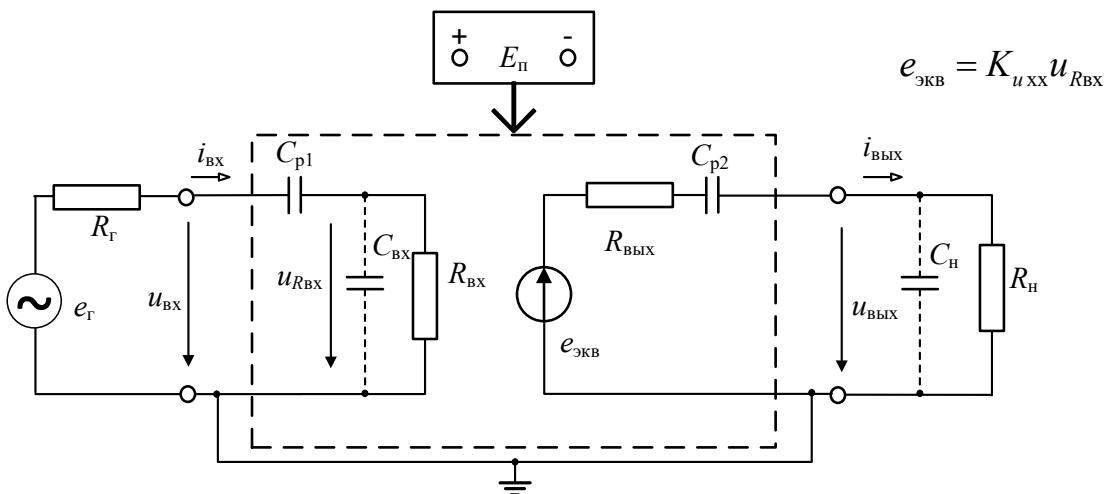


Рис. 7.8. Обобщенная схема линейного усилителя

Основными параметрами усилителя являются (рис. 7.8):

- входное сопротивление усилителя $R_{\text{вх}}$;
- входная емкость усилителя $C_{\text{вх}}$;
- коэффициент усиления напряжения в режиме «холостого хода» $K_{u \text{ XX}}$;
- выходное сопротивление усилителя $R_{\text{вых}}$.

К основным характеристикам линейного усилителя относятся амплитудная, амплитудно-частотная и временная.

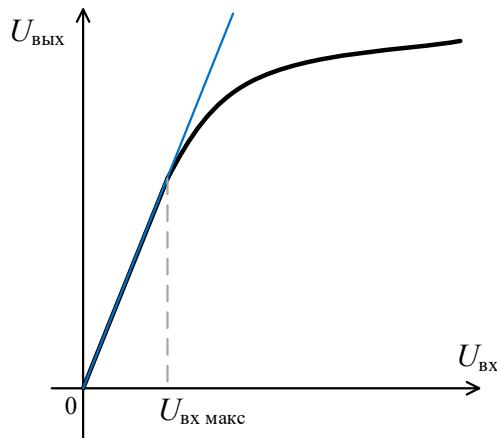


Рис. 7.9. Амплитудная характеристика усилителя

Амплитудная характеристика – зависимость амплитуды (или действующего значения напряжения, далее – просто напряжения) гармонического сигнала на выходе усилителя от амплитуды (напряжения) сигнала на его входе (рис. 7.9). По амплитудной характеристике определяется динамический диапазон входного сигнала $U_{\text{вх макс}}$. В пределах динамического диапазона ($U_{\text{вх}} < U_{\text{вх макс}}$) усилитель работает в линейном режиме, т.е. $U_{\text{вых}} = K_{\text{вх}} U_{\text{вх}}$. При больших амплитудах входного сигнала выходной сигнал ограничивается, что связано с нелинейностью вольтамперных характеристик биполярных или полевых транзисторов, являющихся основой всех усилителей.

Амплитудно-частотная (рис. 7.10) и *временная* характеристики (рис. 7.11) усилителя экспериментально снимаются только при его работе в линейном режиме.

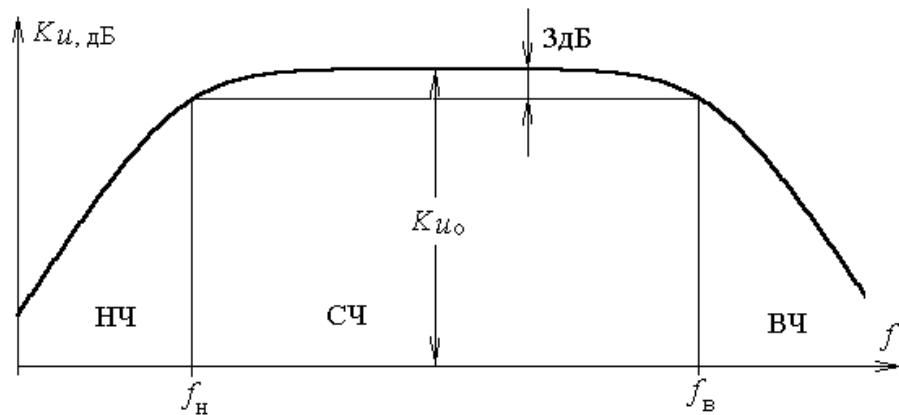


Рис. 7.10. Амплитудно-частотная характеристика

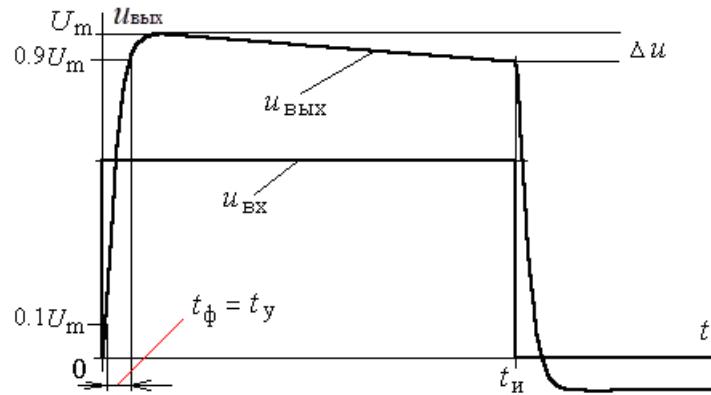


Рис. 7.11. Временная характеристика усилителя

Математические выражения можно получить из рассмотрения обобщенной схемы усилителя для разных диапазонов частот.

В области средних частот или в полосе усиления ($f_n \leq f \leq f_b$) коэффициент усиления напряжения постоянен и равен:

$$K_{u0} = K_{u_{\text{вх}}} \xi_{\text{вх}} \xi_{\text{вых}},$$

где $\xi_{\text{вх}} = \frac{R_{\text{вх}}}{R_{\text{вх}} + R_r}$ – коэффициент деления сигнала на входе усилителя,

$\xi_{\text{вых}} = \frac{R_n}{R_n + R_{\text{вых}}}$ – коэффициент деления сигнала на выходе усилителя.

В области низких частот $f \ll f_n$ (для временной характеристики в области больших времен $t \gg \tau_b$) можно пренебречь влиянием входной емкости $C_{\text{вх}}$ и емкости нагрузки C_n , так как обычно эти емкости малы и следовательно их реактивные сопротивления велики. Тогда эквивалентная схема усилителя превращается в два последовательно включенных высокочастотных фильтра с постоянными временем $\tau_{n1} = (R_r + R_{\text{вх}})C_{p1}$ и $\tau_{n2} = (R_{\text{вых}} + R_n)C_{p2}$. Входной сигнал в виде прямоугольный импульса длительностью $t_{\text{и вх}}$ на выходе усилителя будет усилен и искажен. Из-за разделительных конденсаторов будет иметь место спад плоской вершины Δu (рис. 4). С учетом того, что действуют две RC -цепи можно записать, что относительный спад плоской вершины равен

$$\delta u = \frac{\Delta u}{U_m} \approx \delta u_1 + \delta u_2 = \frac{t_{\text{и}}}{\tau_{n1}} + \frac{t_{\text{и}}}{\tau_{n2}} = \frac{t_{\text{и}}}{\tau_n},$$

где τ_n – постоянная времени усилителя в области низких частот.

Откуда получаем

$$\tau_{\text{h}} \approx \left(\frac{1}{\tau_{\text{h1}}} + \frac{1}{\tau_{\text{h2}}} \right)^{-1}.$$

Для амплитудно-частотной характеристики постоянная τ_{h} определяет нижнюю граничную частоту усилителя:

$$f_{\text{h}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{h}}} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{\tau_{\text{h1}}} + \frac{1}{\tau_{\text{h2}}} \right).$$

В области высоких частот $f >> f_{\text{b}}$ (а для импульсной характеристики в области малых времен $t \ll \tau_{\text{h}}$) можно пренебречь сопротивлением разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} , так как их емкости велики и следовательно на высоких частотах их реактивные сопротивления малы. Тогда входная и выходная цепи превращаются в низкочастотные RC -фильтры с постоянными временем $\tau_{\text{b1}} = (R_{\text{t}} \parallel R_{\text{bx}})C_{\text{bx}}$ и $\tau_{\text{b2}} = (R_{\text{h}} \parallel R_{\text{вых}})C_{\text{h}}$. На высокой частоте надо учитывать и свойства самого усилителя – его можно считать инерционным звеном первого порядка с постоянной времени τ_{yc} . Тогда можно получить:

$$\tau_{\text{b}} = \sqrt{\tau_{\text{b1}}^2 + \tau_{\text{b2}}^2 + \tau_{\text{yc}}^2}.$$

Верхняя граничная частота усилителя определяется через постоянную времени τ_{b} следующим образом:

$$f_{\text{b}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{b}}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\tau_{\text{b1}}^2 + \tau_{\text{b2}}^2 + \tau_{\text{yc}}^2}}.$$

Связь между временными параметрами усилителя и его частотными параметрами.

1. Время установления усилителя t_y экспериментально определяется через длительность фронта выходного импульса t_{ϕ} , измеряемого по уровням 10%...90% (рис. 8). Время установления t_y связано с верхней граничной частотой усилителя f_{b} с помощью следующей формулы:

$$t_y = \frac{0,35}{f_{\text{b}}}.$$

2. Относительный спад плоской вершины равен $\delta U = \frac{\Delta U}{U_m}$ и связан с

нижней граничной частотой f_{h} и длительностью входного сигнала t_i усилителя следующей формулой: $\delta U = 2\pi f_{\text{h}} t_i$.

7.2. Цепи с диодами

Стабилитроны. Стабилитроном называют полупроводниковый диод, работающий в режиме управляемого лавинного пробоя. В зависимости от удельного сопротивления базы в стабилитроне может иметь место и туннельный, и лавинный, и смешанный пробой.

Стабилитроны изготавливают из кремния, обеспечивающего необходимую форму вольт-амперной характеристики. Германиевые диоды для стабилизации напряжения непригодны, так как электрический пробой у них легко переходит в тепловой.

Условное графическое изображение стабилитрона и его вольт-амперная характеристика показаны на рис.7.12. Прямая ветвь ВАХ стабилитрона имеет такой же вид, как и у типичного кремниевого диода. У стабилитронов рабочей является обратная ветвь ВАХ. Она имеет излом и вслед за ним – круто падающий линейный участок. Поэтому при изменении тока в широких пределах напряжение на приборе практически не изменяется. Это свойство стабилитрона позволяет использовать его в качестве стабилизатора напряжения.

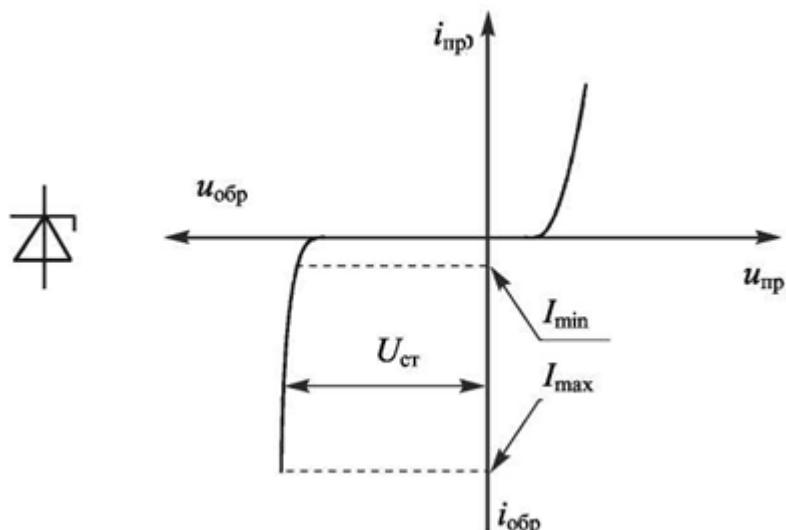


Рис. 7.11. Вольт-амперная характеристика стабилитрона

Поскольку электрический пробой наступает при сравнительно низком обратном напряжении, мощность, выделяющаяся в $p-n$ – переходе, будет небольшой, что предохраняет переход от теплового (необратимого) пробоя. Ток стабилитрона колеблется в пределах от единиц миллиампер до нескольких ампер. Рабочее напряжение стабилитрона, являющееся напряжением пробоя $p-n$ – перехода, лежит в пределах от единиц до нескольких десятков вольт.

Основное применение кремниевых стабилитронов – стабилизация напряжения. При использовании двух стабилитронов можно получить

стабилизацию напряжения положительной и отрицательной полярности (двухододный стабилитрон).

Выпрямители служат для преобразования переменного напряжения питающей сети в постоянное. Основными компонентами выпрямителей служат вентили – элементы с явно выраженной нелинейной вольтамперной характеристикой. В качестве таких элементов используют кремниевые диоды. Рассмотрим выпрямители, которые используют в маломощных (до нескольких сотен ватт) источниках питания.

Простейшим является *однополупериодный выпрямитель*. Его схема, форма напряжения и тока в нагрузке показаны на рис.7.12.

Среднее значение выпрямленного напряжения

$$U_{0\text{ вых}} = \frac{U_{m\text{ вх}}}{\pi} = \frac{\sqrt{2} U_{\text{вх}}}{\pi} = 0,45 U_{\text{вх}}.$$

Здесь $U_{\text{вх}}$ – действующее значение входного напряжения. С помощью формулы (1) по заданному значению напряжения $U_{0\text{ вых}}$ можно найти действующее значение и амплитуду входного напряжения выпрямителя.

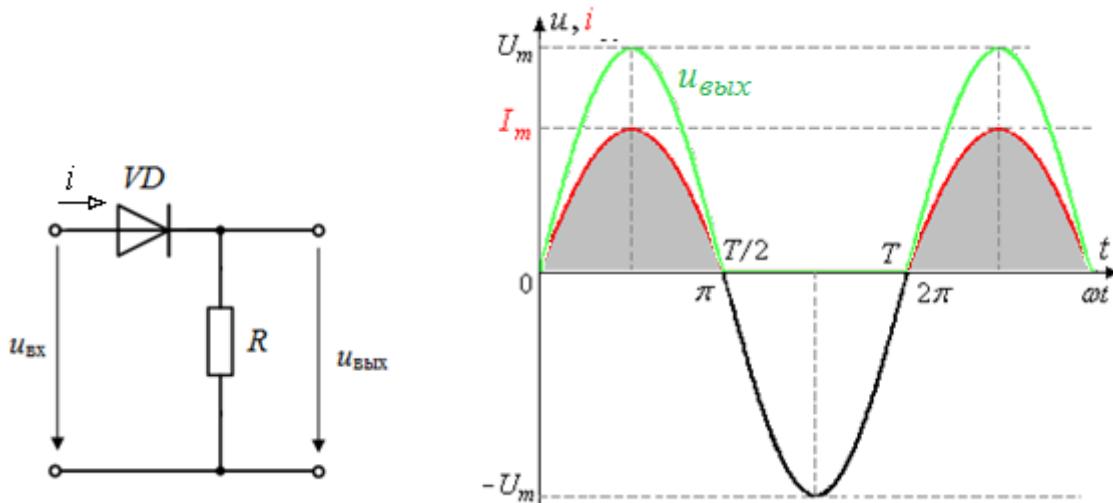


Рис. 7.12. Схема и временная диаграмма однополупериодного выпрямителя

Максимальное обратное напряжение на диоде $U_{\text{обр max}} \approx 2U_{m\text{ вх}}$.

Максимальный ток диода $I_{D\text{ max}} = \frac{\sqrt{2}U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}}} = \pi I_0$.

Важным параметром выпрямителя является коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения, равный отношению амплитуды первой (основной) гармоники выпрямленного напряжения к его среднему значению. Для однополупериодного выпрямителя коэффициент пульсаций

$$k_{\text{п}} = \frac{U_1}{U_0} = \frac{U_1}{U_{\text{вых}\ 0}} = \frac{\pi}{2} = 1,57.$$

Выпрямленные напряжение и ток в схеме, представленной на рис.7.12, имеют большой уровень пульсаций. Поэтому на практике такую схему применяют в маломощных устройствах в тех случаях, когда не требуется высокая степень сглаживания выпрямленного напряжения.

Двухполупериодные выпрямители. Меньший уровень пульсаций выпрямленного напряжения можно получить в двухполупериодных выпрямителях. На рисунке 7.13 показана мостовая схема двухполупериодного выпрямителя, как правило технологически все четыре диода размещают в одном корпусе.

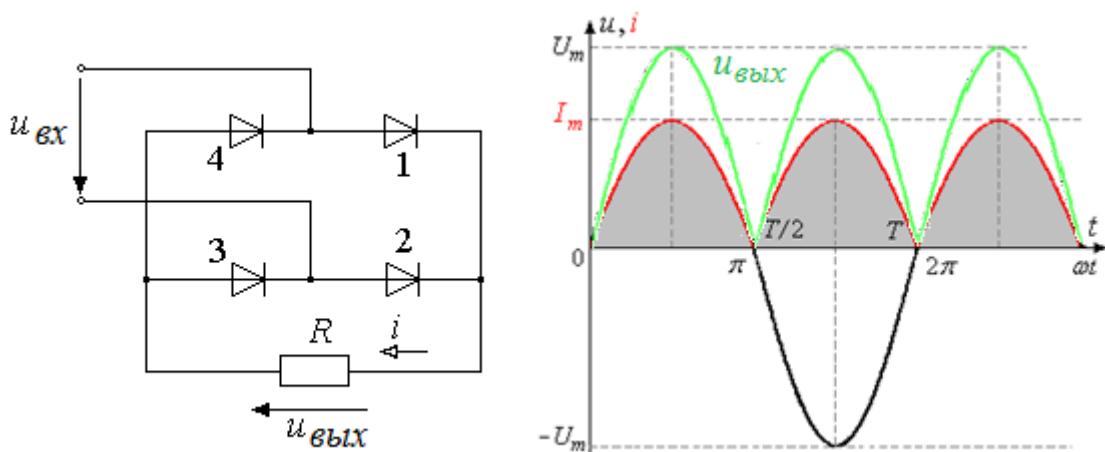


Рис. 7.13. Схема и временная диаграмма двухполупериодного выпрямителя

В двухполупериодном выпрямителе постоянная составляющая тока и напряжения увеличивается вдвое по сравнению с однополупериодной схемой $U_{0 \text{ вых}} = \frac{2U_{m \text{ вх}}}{\pi} = \frac{2\sqrt{2} U_{\text{вх}}}{\pi} = 0,9 U_{\text{вх}}$.

Коэффициент пульсаций в данном случае значительно меньше, чем у однополупериодного выпрямителя $k_{\text{п}} = \frac{2}{3} = 0,67$.

Сглаживающие фильтры. Рассмотренные схемы выпрямителей имеют относительно большие значения коэффициента пульсаций. Между тем для питания электронной аппаратуры часто требуется выпрямленное напряжение с коэффициентом пульсаций, не превышающим нескольких процентов. Для уменьшения пульсаций используют специальные устройства – сглаживающие фильтры.

Простейшим является емкостный фильтр (C –фильтр). Рассмотрим его работу на примере однополупериодного выпрямителя (рис. 7.14).

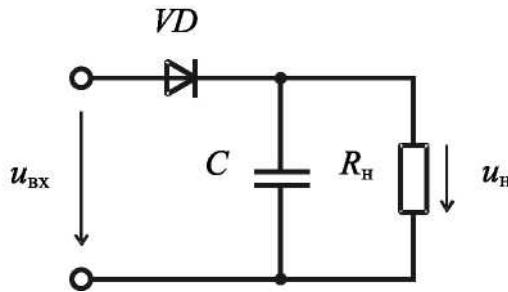


Рис. 7.14. Схема выпрямителя с емкостным фильтром

Сглаживание пульсаций выпрямленного напряжения и тока происходит за счет периодической зарядки конденсатора C (когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора превышает напряжение на нагрузке) и последующей его разрядки на сопротивление нагрузки.

Временные диаграммы напряжений выпрямителя с фильтром показаны на рис. 7.15. Для уменьшения пульсаций емкость конденсатора должна быть большой, чтобы постоянная времени разряда $R_{\text{н}}C$ была намного больше периода выпрямленного напряжения. Амплитуда пульсаций выпрямленного напряжения определяется приближенной формулой $\Delta U_{\text{н1}} = \frac{U_m}{f R_{\text{н}} C}$, где f – частота входного напряжения.

Очевидно, что амплитуда пульсаций напряжения на выходе двухполупериодного выпрямителя оказывается в два раза меньше $\Delta U_{\text{н2}} = \frac{U_m}{2f R_{\text{н}} C}$.

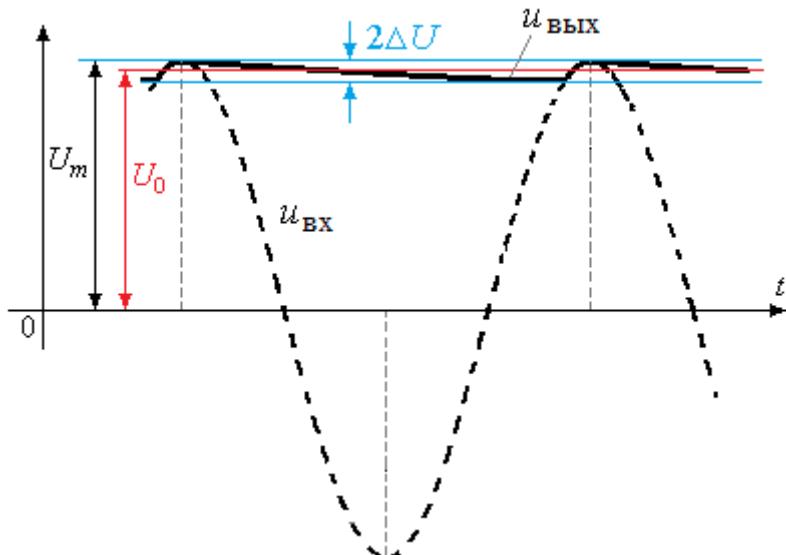


Рис. 7.15. Временные диаграммы выпрямителя с емкостным фильтром

7.3. Характеристики и параметры биполярных транзисторов

Транзисторами называют полупроводниковые усиительные приборы, то есть приборы, способные усиливать электрическую мощность. Биполярный транзистор широко используется в микроэлектронике. Биполярный транзистор представляет собой совокупность двух взаимодействующих встречно включенных $p-n$ – переходов, расположенных достаточно близко друг от друга (у современных транзисторов не превышает 1 мкм). Крайние слои транзистора называют *эмиттер* (сильно легированный с меньшей площадью) и *коллектор* (с большей площадью), средний слой транзистора называют *базой*. Основные свойства транзистора определяются процессами в базе. Используются транзисторы со структурой $n-p-n$ (эмиттер и коллектор имеют проводимость n – типа, база имеет проводимость p – типа) и со структурой $p-n-p$ (эмиттер и коллектор имеют проводимость p – типа, база имеет проводимость n – типа). По принципу действия они не отличаются, но имеют разные полярности рабочих напряжений. Существуют три способа включения биполярных транзисторов (рис. 7.16) и четыре режима работы транзистора в зависимости от полярностей напряжений на эмиттерном и коллекторном $p-n$ – переходах: *активный* режим (на ЭП действует прямое смещение, на КП – обратное), *режим отсечки* (ЭП и КП смещены в обратном направлении), *режим насыщения* (ЭП и КП смещены в прямом) направлении и *инверсный* режим (на ЭП действует обратное смещение, на КП – прямое).

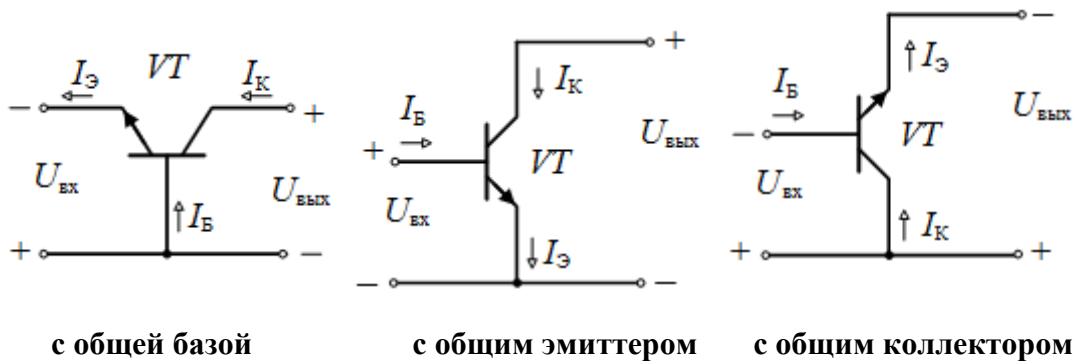


Рис. 7.16. Схемы включения биполярных транзисторов

Транзистор, включенный *по схеме с ОЭ*, в зависимости от его усиительных свойств может дать 10–200 кратное усиление по напряжению и 20–100 кратное усиление по току. Существенным недостатком является сравнительно малое входное сопротивление (сотни Ом), что усложняет согласование усиительных каскадов, транзисторы которых включены по такой же схеме. Выходное сопротивление достаточно большое (единицы-десятки кОм), зависит от сопротивления нагрузки и усиительных свойств.

Транзистор, включенный *по схеме с ОК*, в зависимости от его усиительных свойств не дает усиления по напряжению, но по току усиление такое же, как при включении по схеме с ОЭ. Входное сопротивление может составлять десятки-сотни кОм и хорошо согласуется с выходным сопротивлением каскада на транзисторе, включенным по схеме с ОЭ.

При включении транзистора *по схеме с ОБ* усиление по току меньше единицы, а по напряжению такое же, как по схеме с ОЭ. Наличие малого входного сопротивления (30–100 Ом) обуславливает использование схемы включения с ОБ в основном в генераторах электрических колебаний, аппаратуре радиоуправления.

К эксплуатационным параметрам биполярного транзистора относятся:

- 1) коэффициенты передачи эмиттерного α или базового β токов;
- 2) обратный ток коллекторного перехода при заданном обратном напряжении на КП: $I_{кб0} = I_{к0}$ (доли мкА ... десятки мА);
- 3) R_b – объемное сопротивление базы (сотни Ом);
- 4) R_k – дифференциальное сопротивление обратно смещенного КП (сотни кОм ... единицы МОм);
- 5) $U_{кэ нас}$ – напряжение насыщения коллектор-эмиттер (десятичные доли В единицы В);
- 6) C_k – емкость обратно смещенного коллекторного перехода (единицы ... десятки пФ);

- 7) RT – тепловое сопротивление между КП и корпусом $RT = \Delta T / P_{\text{к}}^{\text{max}}$, где $\Delta T = T_{\text{п}} - T_{\text{к}}$ – перепад температур между переходом и корпусом транзистора;
- 8) f_{β} , f_a – граничная частота передачи тока в схеме ОЭ и ОБ, соответственно.

К эксплуатационным параметрам также относятся максимально допустимые значения токов и напряжений для биполярного транзистора:

- 1) $I_{\text{к}}^{\text{max}}$ – максимально допустимый ток коллектора (сотни мА... десятки А);
- 2) $U_{\text{кэ}}^{\text{max}}$ – максимально допустимое напряжение коллектор-эмиттер;
- 3) $P_{\text{к}}^{\text{max}}$ – максимально допустимая мощность, рассеиваемая коллектором (до десятков Вт);
- 4) $U_{\text{бэ обр}}^{\text{max}}$ – максимально допустимое обратное напряжение ЭП;
- 5) $I_{\text{б}}^{\text{max}}$ – максимально допустимый прямой ток базы.

Рассмотрение биполярного транзистора как активного четырехполюсника позволяет использовать для описания режимов его работы параметры, связывающие входные и выходные токи и напряжения четырехполюсника. Чаще всего используют h -параметры и y -параметры. Расчет параметров проводится по статическим входным и выходным характеристикам.

7.4. Усилительные каскады на биполярных транзисторах

Режим работы транзистора как усилителя определяется схемой включения, напряжением на входе, параметрами элементов схемы и самого транзистора. Если транзистор используется в качестве усилителя, входное напряжение должно иметь постоянную и переменную (сигнальную) составляющие, а транзистор должен работать в активном режиме.

Рассмотрим усилитель, в котором биполярный транзистор включен по схеме с общим эмиттером, а для стабилизации рабочей точки используется отрицательная обратная связь по току (рис. 7.17 или рис. 7.18).

Конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными: C_1 препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, а C_2 служит для разделения по постоянному току коллекторной цепи и нагрузки. Емкости C_1 и C_2 выбирают такими, что на частоте переменной составляющей их сопротивлением можно было пренебречь. Резистор R_t учитывает внутреннее сопротивление источника сигнала. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, определяющий положение рабочей точки эмиттерного перехода.

Резистор в цепи коллектора преобразует изменение тока коллектора в выходное напряжение. На выходе цепи включен резистор нагрузки R_h , с которого снимается усиленный сигнал.

Резистор R_3 является цепью отрицательной обратной связи. Конденсатор C_3 в цепи эмиттера шунтирует резистор R_3 . Ёмкость этого конденсатора выбирают такой, чтобы на нижней границе полосы пропускания усилителя емкостное сопротивление $X_{c3} \ll R_3$. При наличии C_3 увеличивается коэффициент усиления переменной составляющей.

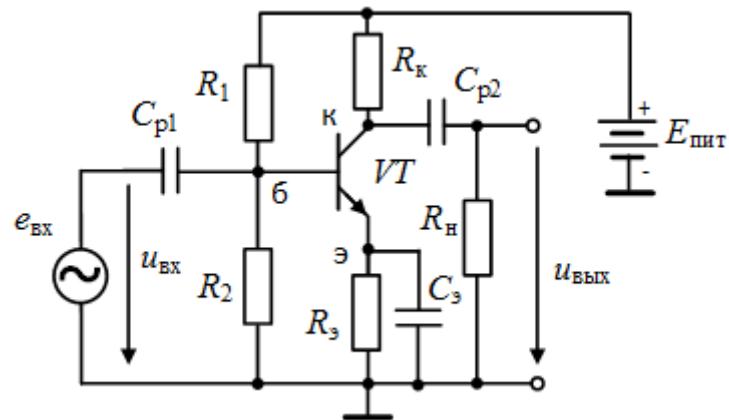
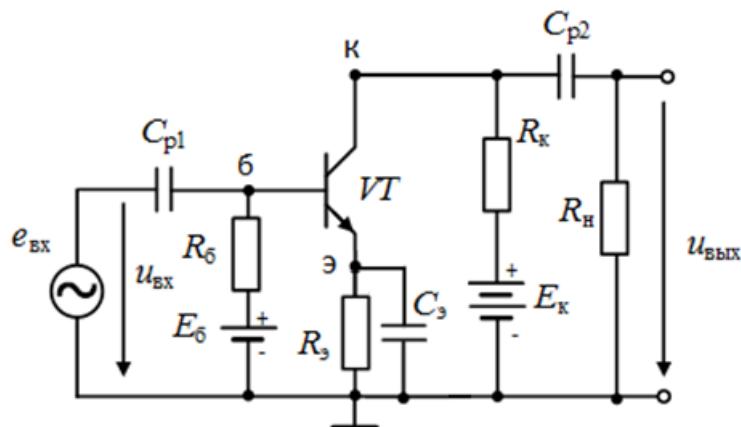


Рис. 7.17. Схема каскада ОЭ (*n-p-n* транзистор)

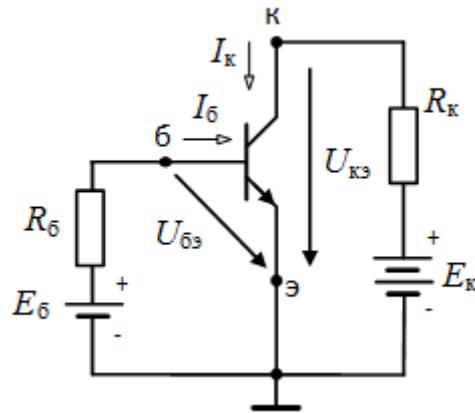


$$E_6 = E_{\text{пит}} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad R_6 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

Рис. 7.18. Эквивалентная схема каскада ОЭ (*n-p-n* транзистор)

Поскольку в схеме действуют источники переменного (источник сигнала на входе) и постоянного напряжения, для расчета используется метод наложения. Проводится анализ и составляются уравнения цепи отдельно для постоянной и переменной составляющих.

Для расчета по постоянному току используются схемы замещения. Входной переменный сигнал отсутствует, конденсаторы заменяются разомкнутыми ветвями. На рисунке 7.19 представлена схема замещения и уравнения цепи по постоянному току.



$$U_{бэ} = E_б - I_б R_б$$

$$U_{кэ} = E_к - I_к R_к$$

$$I_к = \beta I_б; I_э = I_к + I_б; I_б = f(U_{бэ})$$

Рис. 7.19. Эквивалентная схема каскада ОЭ (*n-p-n* транзистор)

Для определения переменных составляющих, как правило, используются аналитические методы расчета, основанные на использовании эквивалентных схем. Если амплитуда переменных составляющих значительно меньше постоянных составляющих токов и напряжений, то используется *малосигнальная эквивалентная схема*, например, в *h-параметрах*.

Основными параметрами усилительного каскада являются коэффициент усиления, входные и выходные сопротивления. Определим эти параметры, используя малосигнальную схему замещения с *h* – параметрами. При отсутствии обратной связи по переменной составляющей, то есть при наличии шунтирующего конденсатора C_s , можно использовать малосигнальную схему, представленную на рис. 7.20.

При наличии обратной связи по переменной составляющей, то есть при отсутствии шунтирующего конденсатора C_s , можно использовать малосигнальную схему, представленную на рис. 7.21.

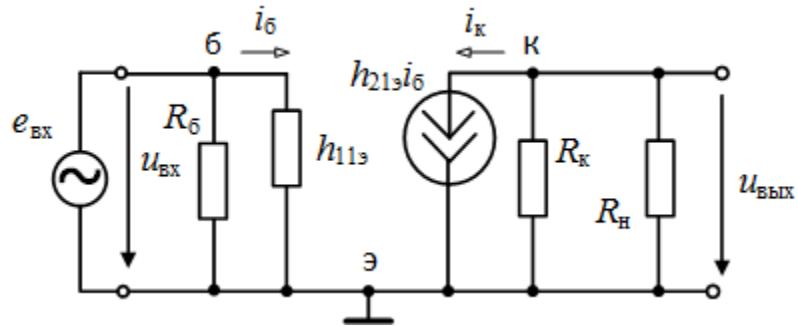


Рис. 7.20. Малосигнальная схема замещения

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{-h_{21_3}(R_K \parallel R_H)}{h_{11_3}} = -S(R_K \parallel R_H), \text{ где } S = \frac{dI_K}{dU_{6_3}} = \frac{I_{k0}}{\varphi_T} e^{\frac{U_{6_3}}{\varphi_T}} = \frac{I_K}{\varphi_T} -$$

крутизна, $\varphi_T \approx 25 \text{ мВ}$.

Коэффициент усиления базового тока $h_{21_3} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_6} = \beta$.

Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = R_6 \parallel h_{11_3}$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = R_K$.

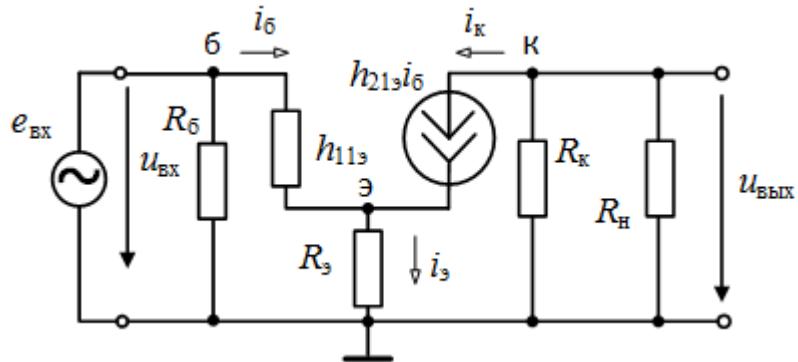


Рис. 7.21. Малосигнальная схема замещения при наличии обратной связи

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = -h_{21_3} \frac{R_K \parallel R_H}{h_{11_3} + R_3(1 + h_{21_3})} \approx -\frac{R_K \parallel R_H}{R_3}, \text{ при } R_H \rightarrow \infty \text{ (режим}$$

«холостого хода») $K_u|_{xx} \approx -\frac{R_K}{R_3}$.

Коэффициент усиления базового тока $h_{219} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} = \beta$.

Входное сопротивление $R_{bx} = \frac{u_{bx}}{i_{bx}} = R_6 \parallel [h_{119} + (1 + h_{219})R_9]$.

Выходное сопротивление $R_{byx} = \frac{u_{byx}}{i_{byx}} = R_k$.

Рассмотрим усилитель, в котором биполярный транзистор включен по схеме с общим коллектором, а для стабилизации рабочей точки используется отрицательная обратная связь по току (рис. 7.22 или рис. 7.23). Коллектор подсоединен к источнику (шине) питания. Входной сигнал через C_{p1} подается на базу и эмиттер через эмиттерный резистор R_9 , который является частью коллекторной цепи. Резисторы R_1 и R_2 необходимы для задания рабочей точки. Емкости C_{p1} и C_{p2} выбирают такими, что для переменного тока их влиянием можно было пренебречь.

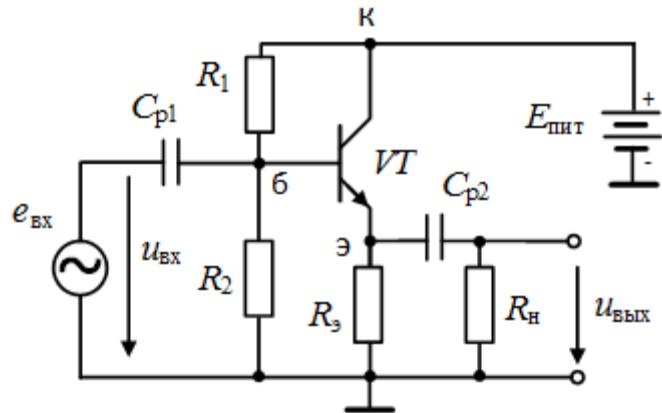


Рис. 7.22. Схема каскада ОК (*n-p-n* транзистор)

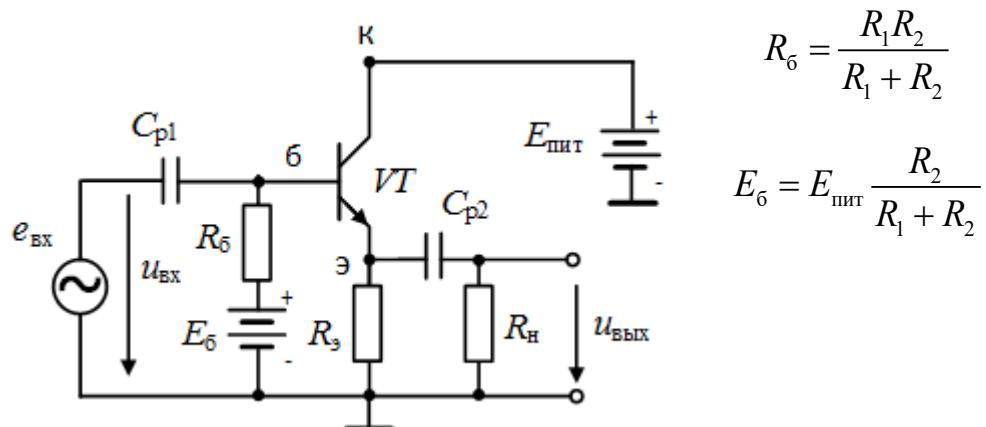
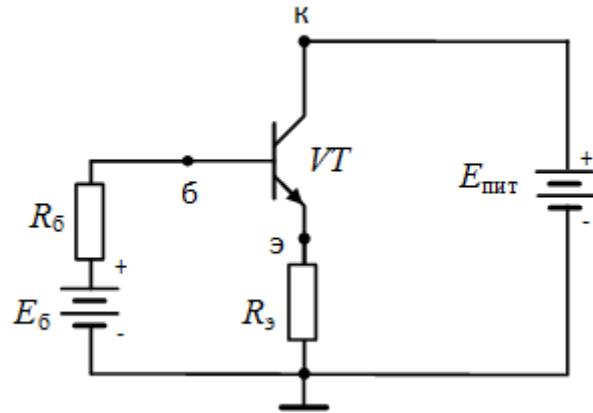


Рис. 7.23. Эквивалентная схема каскада ОК (*n-p-n* транзистор)

Поскольку в схеме действуют источники переменного (источник сигнала на входе) и постоянного напряжения, для расчета используется метод наложения. Проводится анализ и составляются уравнения цепи отдельно для постоянной и переменной составляющих. На рисунке 7.24 представлена схема замещения и уравнения цепи по постоянному току.



$$U_{63} = E_6 - I_6 R_6 - I_3 R_3;$$

$$U_{кэ} = E_{пит} - I_3 R_3;$$

$$I_k = \beta I_6; I_3 = I_k + I_6; \quad I_6 = f(U_{63}).$$

Рис. 7.24. Схема замещения каскада ОК по постоянному току

Малосигнальная схема замещения представлена на рис.7.25.

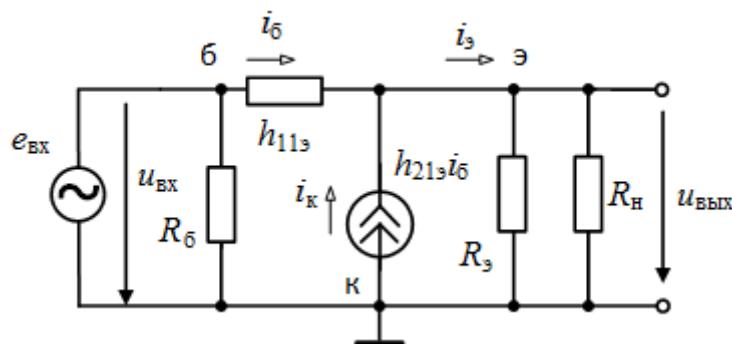


Рис. 7.25. Малосигнальная схема замещения

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{вых}}{u_{вх}} = \frac{(1+h_{21})(R_3 \parallel R_n)}{h_{11} + (1+h_{21})(R_3 \parallel R_n)} \approx 1.$$

Коэффициент усиления базового тока $h_{213} = \frac{\Delta I_k}{\Delta I_6} = \beta$.

$$\text{Входное сопротивление } R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = R_6 \square [h_{11} + (1 + h_{21})(R_s \parallel R_h)].$$

$$\text{Выходное сопротивление } R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = R_s \parallel r_s = R_s \parallel \left(\frac{h_{11} + (R_g \parallel R_6)}{(1 + h_{21})} \right).$$

7.5. Характеристики и параметры полевых транзисторов

Работа униполярных (полевых) транзисторов основана на использовании только одного типа носителей – электронов или дырок, основным способом движения носителей является дрейф в электрическом поле. Для управления током в полупроводнике меняют удельную проводимость полупроводникового слоя или его площадь, в основе обоих способов лежит эффект поля. Проводящий слой, по которому проходит рабочий ток, называют *каналом*. Если канал имеет электронную проводимость, то его называют *n-каналом*. Каналы с дырочной проводимостью называют *p-каналами*. Транзисторы с приповерхностным каналом имеют структуру металл-диэлектрик-полупроводник (МДП – транзисторы), различают МДП – транзисторы со встроенным и индуцированным каналом. В частном случае при использовании диэлектрика SiO_2 (двуокись кремния) используется название МОП – транзисторы. Транзисторы с объемным каналом характерны тем, что обедненный слой создается с помощью *p-n* – перехода (полевой транзистор с управляющим *p-n* – переходом). Обоим транзисторам необходима управляющая цепь с источником напряжения, отделенная от управляемой цепи, в которой протекает рабочий ток. Управляющая цепь практически не потребляет мощности, так как входное сопротивление очень большое ($r_{\text{вх ПТ}} \approx 10^{10} \dots 10^{15} \text{ Ом} \approx \infty$).

Напряжение электрического поля, создаваемое управляющим напряжением, перпендикулярно направлению тока. Металлический электрод, создающий эффект поля, называют *затвором*. Два других электрода называют *сток* (на него поступают основные носители канала) и *исток*, который обычно соединяют с *подложкой* (пластиной полупроводника).

Используют три схемы включения полевых транзисторов (рис. 7.26).

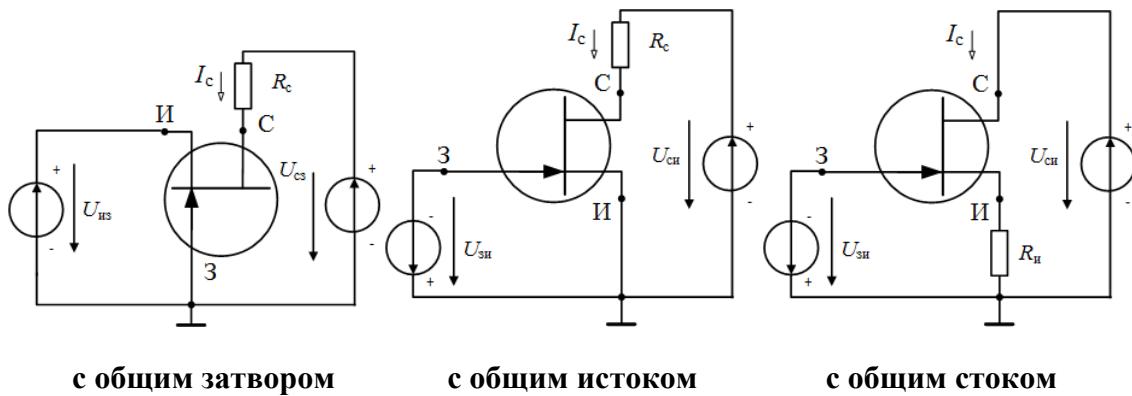


Рис. 7.26. Схемы включения полевых транзисторов

Для определения параметров полевых транзисторов используют стоко-затворные и выходные характеристики, имеющие крутую и пологую области.

Основные параметры полевого транзистора:

- 1) напряжение отсечки $U_{\text{отс}}$ или напряжение включения U_0 – напряжение затвор-исток, при котором ток стока практически отсутствует (справочный материал);
- 2) начальный (максимальный) ток стока $I_{\text{с нач}}$ при $U_{\text{зи}} = 0$ (нормально открытый транзистор);
- 3) крутизна S стоко-затворной характеристики

$$S = \frac{dI_{\text{с}}}{dU_{\text{зи}}} \bigg|_{U_{\text{чи}}=\text{const}} \approx \frac{\Delta I_{\text{с}}}{\Delta U_{\text{зи}}} \bigg|_{U_{\text{чи}}=\text{const}} ;$$

- 4) дифференциальное сопротивление $r_{\text{с}}$ характеризует наклон выходной характеристики в пологой области $U_{\text{зи}} > U_{\text{нас}}$ (справочный материал);
- 5) входное сопротивление определяется сопротивлением обратно-смещенных $p-n$ – переходов;
- 6) межэлектродные емкости, обусловленные наличием $p-n$ – переходов.

Рассмотрение полевого транзистора как активного четырехполюсника позволяет использовать для описания режимов его работы параметры, связывающие входные и выходные токи и напряжения четырехполюсника. Для малосигнальных схем замещения используют *у – параметры*. Расчет параметров проводится по статическим характеристикам.

7.6. Усилительные каскады на полевых транзисторах

Рассмотрим усилитель, в котором полевой транзистор с индуцированным каналом *n* - типа включен по схеме с общим истоком, а для стабилизации рабочей точки используется отрицательная обратная связь по току (рис. 7.27 или рис. 7.28).

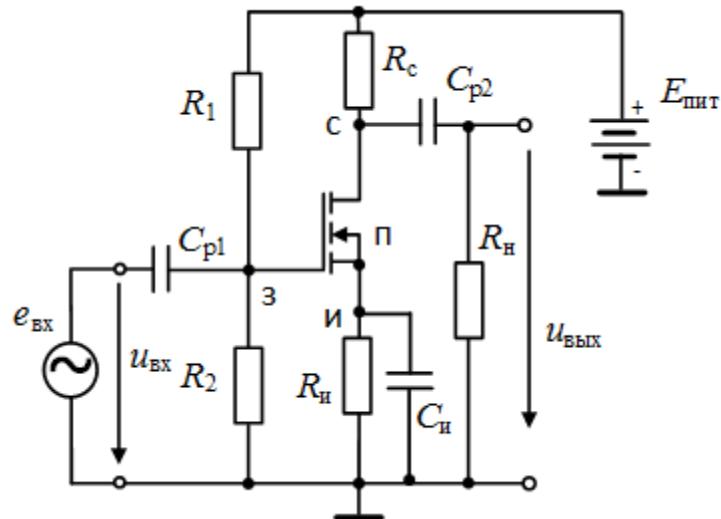


Рис. 7.27. Схема каскада ОИ (канал *n*-типа)

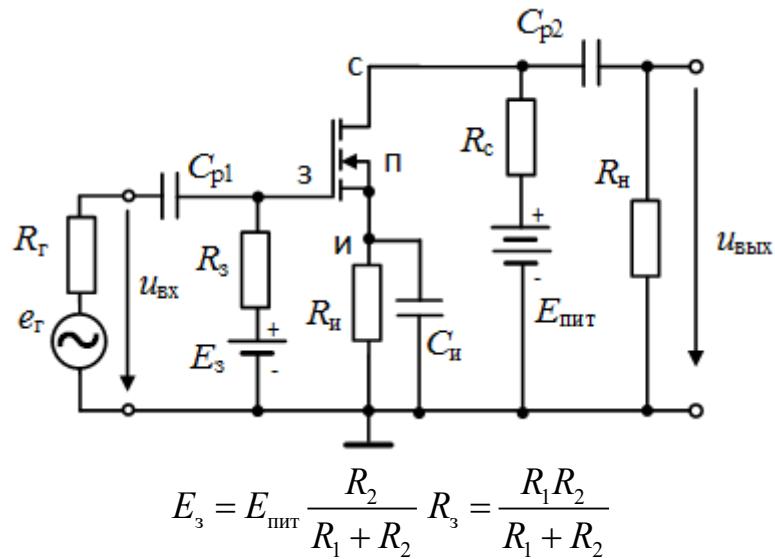


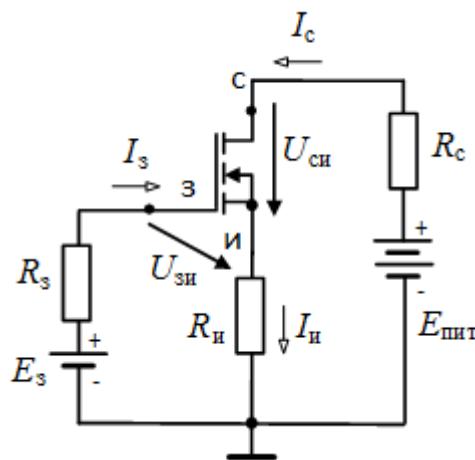
Рис. 7.28. Эквивалентная схема каскада ОИ (канал *n*-типа)

Конденсаторы $C_{\text{п1}}$ и $C_{\text{п2}}$ являются разделительными: $C_{\text{п1}}$ препятствует связи по постоянному току источника входного сигнала и усилителя, а $C_{\text{п2}}$ служит для разделения по постоянному току стоковой цепи и нагрузки. Емкости $C_{\text{п1}}$ и $C_{\text{п2}}$ выбирают такими, что на частоте

переменной составляющей их влиянием можно было пренебречь. Резисторы R_1 и R_2 образуют делитель напряжения, определяющий положение рабочей точки. На выходе схемы включен резистор нагрузки R_h , с которого снимается усиленный сигнал.

Резистор R_i и конденсатор C_i образуют цепь отрицательной обратной связи. Конденсатор C_i в цепи истока шунтирует резистор R_i в диапазоне средних частот. Ёмкость конденсатора выбирают такой, чтобы на нижней границе полосы пропускания усилителя $X_{ci} \ll R_i$.

На рисунке 7.27 представлена расчетная схема и уравнения цепи для постоянных составляющих токов и напряжений: источник входного сигнала короткозамкнут, разделительные конденсаторы и конденсатор в цепи обратной связи заменяются разомкнутыми участками. Использована упрощенная схема усилительного каскада, принято $I_3 = 0$, $I_i = I_c$.



$$E_3 = U_{зи} + I_c R_i; E_{пит} = U_{си} + I_c (R_c + R_i);$$

$$U_{чи} \geq U_{нас} \quad I_c = b(U_{зи} - U_0)^2.$$

Рис. 7.28. Расчетная схема по постоянному току

Для определения переменных составляющих, как правило, используются аналитические методы расчета, основанные на использовании эквивалентных схем. Если амплитуда переменных составляющих значительно меньше постоянных составляющих токов и напряжений, то используется *малосигнальная эквивалентная схема*, в *y-параметрах* (рис. 7.29).

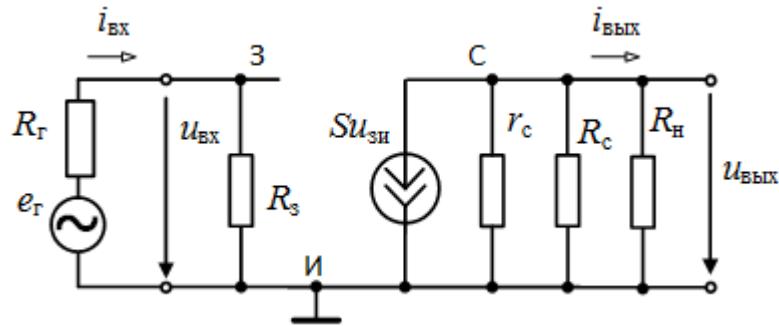


Рис. 7.29. Малосигнальная схема замещения

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{bx}}},$$

$$u_{\text{вых}} = -i_c(r_c \parallel R_c \parallel R_H) = -S u_{\text{зи}} (r_c \parallel R_c \parallel R_H) \approx -S u_{\text{зи}} (R_c \parallel R_H),$$

$$u_{\text{bx}} = u_{\text{зи}},$$

$$K_u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{bx}}} = -S(R_c \parallel R_H).$$

Входное сопротивление $R_{\text{bx}} = \frac{u_{\text{bx}}}{i_{\text{bx}}} = R_3 = R_1 \parallel R_2$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}} = \frac{u_{\text{вых}}}{i_{\text{вых}}} = R_c$.

Замечание: максимальный коэффициент усиления ПТ составляет примерно десятую часть максимального коэффициента усиления БТ при одинаковой схеме включения, при этом усилительный каскад с ОИ имеет большое входное сопротивление и высокую температурную стабильность.

Список рекомендуемой литературы

Основной

1. Степаненко, И.П. Основы микроэлектроники: учеб. пособие для вузов / И.П. Степаненко. – 2-е изд. перераб. и доп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2003.
2. Ткаченко, Ф.А. Техническая электроника / Ф.А. Ткаченко. – М.: Дизайн ПРО, 2002.
3. Электротехника и электроника: учебник для вузов: В 3кн. Кн. 3: Электрические измерения и основы электроники / Г.П. Гаев, В.Г. Герасимов, О.М. Князьков и др./ под ред. проф. В.Г. Герасимова. – М.: Энергоатомиздат, 1998.

Дополнительный

4. Опадчий, Ю.Ф. Аналоговая и цифровая электроника: учебник для вузов / Ю.Ф. Опадчий, О.П. Глудкин, А.И. Гуров/ под ред. О.П. Глудкина. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000.
5. Титце, У., Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – 12-е изд. / пер. с нем. – М.: ДМК Пресс, 2008. – 1 т.

Учебное издание

Жохова Марина Павловна

Кобяк Александр Трофимович

Батенина Анна Павловна

Гумилевский Сергей Владимирович

Лагутина Светлана Владимировна

ЭЛЕКТРОНИКА

Сборник задач по аналоговой схемотехнике.
Часть 1

Учебное электронное издание