



МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

Ю.А. БЕЛЯЕВА

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ

Решение задач

Москва • 2024

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

**Московский авиационный институт
(национальный исследовательский университет)**

Ю.А. Беляева

**РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ.
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ**

Учебное пособие

Утверждено
на заседании редсовета
29 мая 2024 г.

Москва
Издательство МАИ
2024

УДК 621.3 (075)

Беляева Ю.А. Расчет электронных аналоговых устройств. Решение задач: Учебное пособие. — М.: Изд-во МАИ, 2024. — 88 с.: ил.

Пособие содержит задачи по темам: полупроводниковые приборы, вторичные источники питания, электронные усилители. Оно включает описание методик расчета ряда изучаемых аналоговых электронных устройств: однофазного полупроводникового выпрямителя, h -параметров биполярного транзистора, усилительного каскада на биполярном транзисторе, аналоговых устройств на основе операционного усилителя, расчета передаточной функции и построения логарифмической амплитудно-частотной характеристики преобразователя сигналов на операционном усилителе. По каждой теме имеются примеры решений типовых задач и контрольные задания.

Учебное пособие предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Общая электротехника и электроника», по всем направлениям подготовки.

Рецензенты:

кафедра «Теория электрических цепей» МТУСИ (зав. кафедрой докт. техн. наук, профессор *В.Б. Крейнделин*);

канд. техн. наук, профессор *В.Ф. Войцеховский*

1. ОДНОФАЗНЫЙ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ

Производство и распределение электрической энергии, как известно, осуществляется на переменном токе, однако 25–30% производимой энергии используется на постоянном токе. Во многих современных электронных устройствах, таких как электропривод постоянного тока, системы возбуждения машин, в химической промышленности, в системах управления и регулирования, в электротяге питание осуществляется от источников постоянного тока. Для преобразования переменного тока в постоянный ток применяют выпрямители. В них в качестве основного элемента используются электровакуумные, ионные или полупроводниковые приборы, обладающие вентильными свойствами, т.е. односторонней проводимостью. Наибольшее распространение получили выпрямители на полупроводниковых приборах.

Структурно схема выпрямительного устройства состоит из:

- силового согласующего трансформатора, с помощью которого получают необходимое число фаз и величину выпрямленного напряжения;
- электрических вентилей (диоды, тиристоры, транзисторы);
- сглаживающих фильтров, уменьшающих амплитуды высших гармоник выпрямленного тока;
- схем защиты и сигнализации.

1.1. ОДНОПОЛУПЕРИОДНАЯ СХЕМА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Схема однофазного однополупериодного выпрямителя (рис. 1.1, *a*) с активной нагрузкой является простейшей из известных схем выпрямления переменного сигнала. Ток i_h в нагрузке протекает только при положительной полуволне входного напряжения, т.е. когда напряжение на аноде диода более положительное, чем на его катоде. При отрицательной полуволне входного напряжения диод закрыт, а максимальное обратное напряжение на диоде $U_{\text{обр. max}} \approx U_{2m}$ (рис. 1.1, *b*). Таким образом, ток в нагрузке R_h протекает только в один полупериод

синусоидального напряжения, отсюда название выпрямителя — однополупериодный.

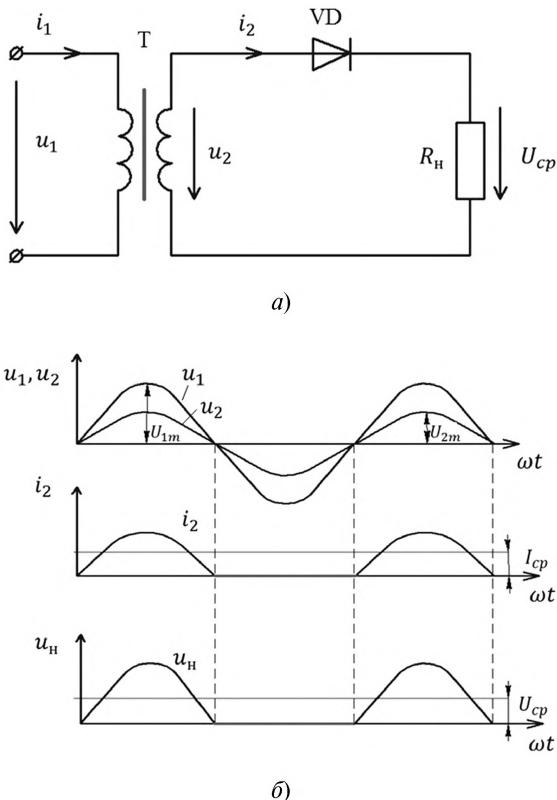


Рис. 1.1. Принципиальная схема однополупериодного (однотактного) выпрямителя переменного тока (а) и временные диаграммы, поясняющие его работу (б)

Среднее выпрямленное напряжение и ток на нагрузке за период:

$$U_{H, \text{cp}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T u_{\text{bx}} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} U_m \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \\ = \frac{U_m}{T \cdot \omega} \cdot \cos(\omega \cdot t) \Big|_0^{T/2} = \frac{U_m}{\pi} \approx 0.318 \cdot U_m;$$

$$I_{H, \text{cp}} = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T i_{\text{bx}} \cdot dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} I_m \cdot \sin(\omega \cdot t) dt = \frac{I_m}{\pi} \approx 0.318 \cdot I_m.$$

Амплитуда основной гармоники выпрямленного напряжения $U_{m.\text{ор}}$ определяется из разложения в ряд Фурье: $U_{m.\text{ор}} = \frac{U_m}{2}$.

$$\text{Коэффициент пульсации } q_n = \frac{U_{m.\text{ор}}}{U_{\text{H.cp}}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57.$$

Схема однофазного однополупериодного выпрямителя находит применение в случае получения высоких выходных напряжений при небольших токах нагрузки. Например, получение высокого напряжения для питания электронно-лучевых трубок, трубок рентгеновских аппаратов и др.

1.2. ДВУХПОЛУПЕРИОДНАЯ (МОСТОВАЯ) СХЕМА ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Название «мостовая схема» (рис. 1.2, а) получила из-за способа соединения четырёх выпрямительных диодов. К одной «паре плеч» подается переменное напряжение, а с другой «пары плеч» снимается постоянное напряжение. В положительный полупериод синусоидального напряжения ток протекает через диод VD1, сопротивление нагрузки R_h и диод VD3. Диоды VD2 и VD4 в этот момент закрыты, так как находятся под обратным напряжением.

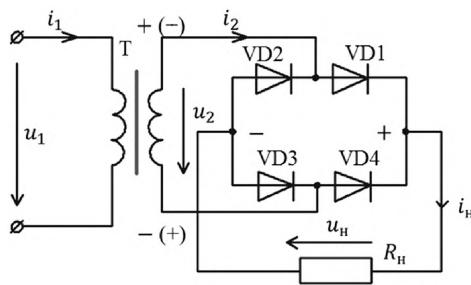
Во второй отрицательный полупериод ток протекает через диод VD4, резистор R_h и диод VD2. Диоды VD1 и VD3 в этот момент закрыты, так как находятся под обратным напряжением.

Таким образом, в обоих полупериодах через нагрузку протекает ток в одном направлении. Кривые напряжения и тока на нагрузке (рис. 1.2, б) повторяют по величине и форме выпрямленные полуволны напряжения и тока вторичной обмотки трансформатора. Они пульсируют от 0 до максимального значения U_{2m} .

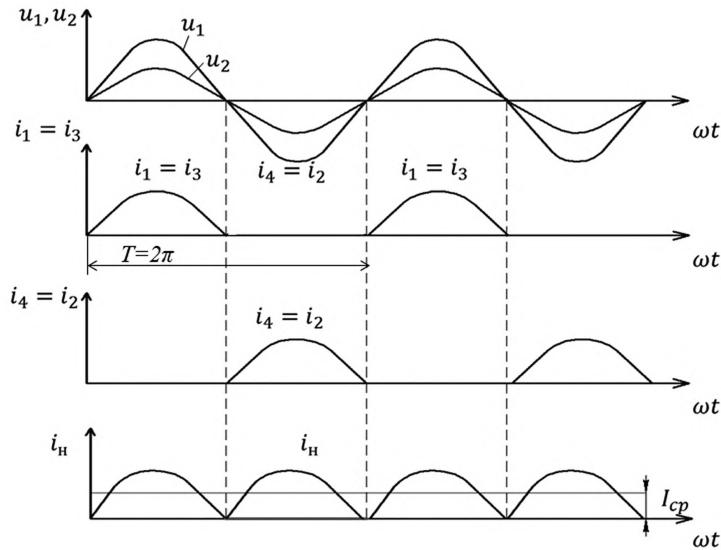
Очевидно, что в этом случае средние значения выходного напряжения и тока будут в два раза больше, чем в схеме однофазного однополупериодного выпрямителя.

$$U_{\text{H.cp}} = \frac{2 \cdot U_m}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U \approx 0.637 \cdot U_m;$$

$$I_{\text{H.cp}} = \frac{2 \cdot I_m}{\pi} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot I \approx 0.637 \cdot I_m.$$



a)



b)

Рис. 1.2. Мостовая схема двухполупериодного выпрямителя (*a*) и его временные диаграммы (*b*)

Амплитуда $U_{m.\text{ог}}$ основной гармоники выпрямленного напряжения, определенная из разложения в ряд Фурье: $U_{m.\text{ог}} = \frac{4}{3\pi} U_{2m} \approx 0,424 U_{2m}$.

$$\text{Коэффициент пульсации } q_n = \frac{U_{m.\text{ог}}}{U_{cp}} = \frac{2}{3} \approx 0,667.$$

Обратное напряжение на вентиле $U_{m.\text{обр}} \approx U_{2m}$.

1.3. ОДНОФАЗНЫЙ ВЫПРЯМИТЕЛЬ С НУЛЕВЫМ ОТВОДОМ

Схема однофазного выпрямителя с нулевым отводом от вторичной обмотки трансформатора представлена на рис. 1.3. В ее состав входит силовой трансформатор с расщепленной вторичной обмоткой, которая состоит из двух одинаковых половин. С каждой из половин этой обмотки снимаются напряжения, одинаковые по величине, но сдвинутые по фазе на 180° относительно нулевой точки, а также два диода D_1 и D_2 .

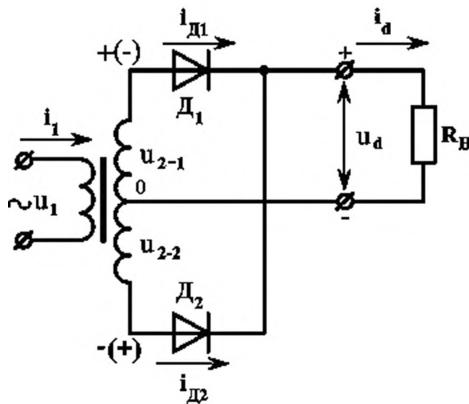


Рис. 1.3. Схема однофазного выпрямителя с нулевым отводом

Принцип работы выпрямителя рассматривается для случая активной нагрузки R_H . Временные диаграммы напряжений и токов приведены на рис. 1.4. В интервале фаз $0 \div \pi$, когда на входе трансформатора действует положительный полупериод напряжения, на анод диода D_1 подается положительное напряжение, а на анод диода D_2 — отрицательное. Поэтому диод D_1 находится в открытом состоянии, а диод D_2 — в закрытом. Ток в таких условиях протекает через верхнюю половину вторичной обмотки трансформатора, диод D_1 и нагрузку R_H . В нагрузке создается напряжение, временная зависимость которого при пренебрежении падением напряжения в открытом диоде совпадает с временной зависимостью напряжения u_{2-1} , что иллюстрируется «положительной полуволной» на рис. 1.4, в. Амплитуды напряжений U_d и U_{2-1} одинаковы.

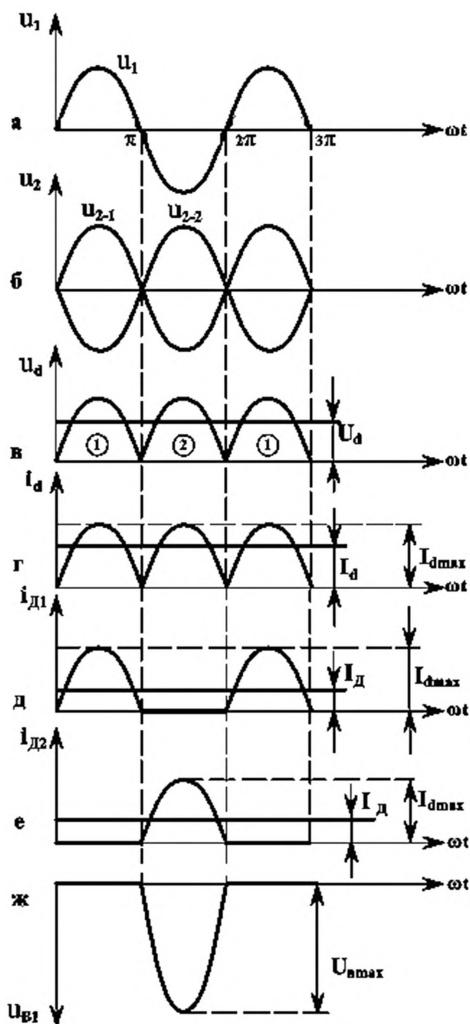


Рис. 1.4. Временные диаграммы, иллюстрирующие работу однофазного выпрямителя с нулевым отводом: подводимого от сети напряжения u_1 , поступающего на первичную обмотку трансформатора (а), напряжений u_{2-1} и u_{2-2} , снимаемых с каждой из половин вторичной обмотки (б), напряжения на выходе выпрямителя, указаны номера диодов, через которые протекает ток в определенные полупериоды питающего напряжения (в), тока в нагрузке (г), тока, протекающего через диод D_1 (д) и диод D_2 (е), обратного напряжения, приложенное к закрытому диоду (ж)

В интервале фаз $\pi \div 2\pi$ на входе трансформатора действует отрицательный полупериод напряжения, и в открытом состоянии находится диод D_2 , а в закрытом — диод D_1 . Ток протекает через нижнюю половину вторичной обмотки трансформатора, диод D_2 и нагрузку. При этом направление тока в нагрузке будет таким же, как и в интервале фаз $0 \div \pi$. Следовательно, в интервале фаз $\pi \div 2\pi$ напряжение в нагрузке имеет также положительную полярность.

Ток i_d , протекающий через нагрузку, определяется законом Ома

$$i_d = \frac{U_d}{R_h}. \quad (1.1)$$

Он имеет такую же временную зависимость, что и напряжение U_d (рис. 1.4, г). На выходе выпрямителя они имеют вид импульсов положительной полярности.

Поскольку период выпрямленного напряжения соответствует интервалу фаз шириной π , внутри которого напряжение изменяется как функция синуса, для его постоянной составляющей можно записать:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = 0,9 U_2, \quad (1.2)$$

где U_2 — действующее значение напряжения, снимаемого с одной из половин вторичной обмотки трансформатора. Аналогичное соотношение может быть записано для постоянной составляющей выпрямленного тока:

$$I_d = \frac{U_d}{R_h} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_2}{R_h} = 0,9 \frac{U_2}{R_h}. \quad (1.3)$$

Амплитуда тока в нагрузке

$$I_{d \max} = \sqrt{2} \frac{U_2}{R_h} = 0,5\pi I_d. \quad (1.4)$$

Значения постоянных составляющих выпрямленных напряжения и тока на рис. 1.4, в и г представлены горизонтальными сплошными прямыми.

Диоды находятся в открытом и закрытом состоянии попеременно, а через каждый диод ток протекает в течение одного полупериода пи-

тающего напряжения, как показано на рис. 1.4, *д*, *е*. Поэтому величина среднего тока диода вдвое меньше среднего тока нагрузки.

$$I_d = 0,5I_d . \quad (1.5)$$

Амплитудные значения токов в диодах и нагрузке одинаковы.

Когда диод закрыт, к нему приложено отрицательное напряжение, величина которого изменяется по синусоидальному закону, как показано на рис. 1.4, *ж* для диода D_1 . Амплитуда этого напряжения равна удвоенной величине амплитуды напряжения, снимаемого с одной из половин вторичной обмотки трансформатора, так как к закрытому диоду подводится напряжение с двух крайних отводов этой обмотки. Следовательно, максимальная величина обратного напряжения, которую должен выдерживать диод,

$$U_{B\max} = 2\sqrt{2}U_2 = \pi U_d . \quad (1.6)$$

Соотношения (1.5) и (1.6) используются при выборе типа диода, который предполагается применить в выпрямителе.

Качество выпрямленного напряжения оценивается параметром, называемым коэффициентом пульсации q_1 , который, как и в случае мостовой схемы выпрямителя, будет равен

$$q_1 = \frac{U_{d1m}}{U_d} = 0,67 . \quad (1.7)$$

При частоте сети $f = 50$ Гц частота первой гармоники на выходе выпрямителя составляет 100 Гц.

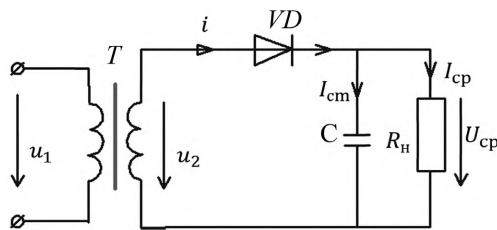
1.4. СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ

На выходе выпрямителей при постоянной нагрузке получают пульсирующее выпрямленное напряжение, амплитуда которого меняется от 0 до U_{\max} . Однако для многих электрических устройств требуется, чтобы изменение амплитуды не превышало долей процента, поэтому в схемах выпрямителей часто используют сглаживающие фильтры на пассивных элементах-конденсаторах и катушках индуктивности. Задача фильтра заключается в том, чтобы в период нарастания напряжения накопить энергию в виде заряда конденсатора или магнитного поля катушки индуктивности, а затем при снижении напряжения отдать эту энергию нагрузке.

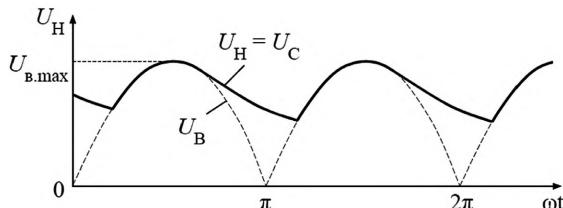
Действие фильтра по уменьшению пульсаций напряжений (тока) на нагрузке характеризуется коэффициентом сглаживания k_c , который представляет собой отношение коэффициента пульсации на выходе выпрямителя (до фильтра) q_n к коэффициенту пульсации на нагрузке (после фильтра) q_{n1} , т.е. $k_c = \frac{q_n}{q_{n1}}$.

C-фильтр

Ёмкостный фильтр включают параллельно нагрузке R_h (рис. 1.5, а), что исключает прохождение через нагрузку высокочастотных гармонических составляющих тока.



a)



б)

Рис. 1.5. Однофазный однополупериодный выпрямитель с ёмкостным фильтром (*а*) и временные диаграммы, поясняющие его работу (*б*)

Сглаживание пульсаций напряжения и тока нагрузки происходит за счет периодической зарядки конденсатора С фильтра ($u_B > u_c$) и последующей его разрядки на сопротивление нагрузки при $u_B < u_c$ (рис. 1.5, *б*).

Сглаживающий С-фильтр обладает следующими свойствами:

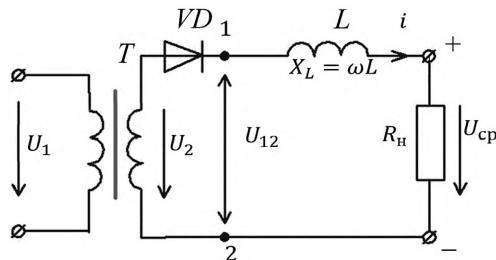
- максимальная амплитуда напряжения на нагрузке $U_{H,max}$ равна максимальной амплитуде напряжения на вторичной обмотке;

- минимальное значение амплитуды напряжения $U_{h,\min}$ зависит от емкости конденсатора, при этом чем больше емкость C , тем больше амплитуда $U_{h,\min}$;
- в предельном случае при $C \rightarrow \infty$ напряжение $U_h \rightarrow U_2$.

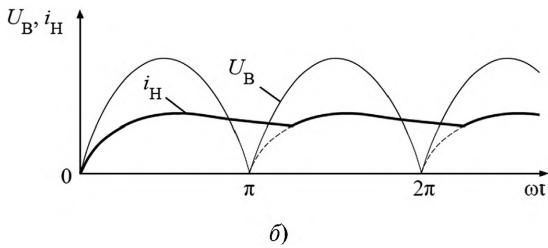
Сглаживающий С-фильтр эффективно работает в случае получения высоких выходных напряжений при малых токах нагрузки (соответственно больших значениях постоянной времени τ).

L-фильтр

Одноэлементный L-фильтр (дроосель — катушка индуктивности с замкнутым магнитопроводом (стальным сердечником)) включают последовательно с нагрузкой R_h (рис. 1.6, *a*). При нарастании выпрямленного напряжения и тока нагрузки магнитная энергия запасается в индуктивном элементе. При снижении напряжения u_b ток в нагрузке поддерживается за счет накопленной энергии в дросселе (рис. 1.6, *б*). L-фильтр действует наиболее активно в мощных выпрямителях при низкоомной нагрузке.



a)



б)

Рис. 1.6. Схема однофазного однополупериодного выпрямителя с индуктивным фильтром (*а*) и временные диаграммы, поясняющие его работу (*б*)

Сглаживающий L-фильтр обладает следующими свойствами:

- максимальная амплитуда напряжения на нагрузке $U_{h,\max}$ меньше максимальной амплитуды напряжения на вторичной обмотке;
- величина минимальной амплитуды напряжения на нагрузке $U_{h,\min}$ зависит от индуктивности катушки, причем чем больше индуктивность L , тем больше амплитуда $U_{h,\min}$;
- в предельном случае при $L \rightarrow \infty$ через катушку может проходить только постоянная составляющая пульсирующего тока;
- сглаживающий L-фильтр эффективно работает при больших токах нагрузки.

Контрольные вопросы

1. Приведите обобщённую структурную схему выпрямительного устройства и объясните назначение отдельных блоков (узлов) схемы.
2. Каково назначение трансформатора в выпрямительных схемах?
3. Нарисуйте схему и временные диаграммы однофазного однополупериодного выпрямителя.
4. Как и почему изменяется форма тока в однофазном мостовом выпрямителе при включении между выходом выпрямителя и активной нагрузкой: а) конденсатора, б) дросселя?
5. Как определяется коэффициент пульсаций для выпрямительных схем? Чему он равен для однополупериодного и двухполупериодного выпрямителей?
6. Приведите схемы простейших пассивных сглаживающих фильтров. В чем особенность их подключения? В каких случаях целесообразно использовать в выпрямителях а) индуктивный фильтр, б) емкостный фильтр?
7. Как определяют коэффициенты сглаживания выпрямленного напряжения?

Задача

Рассчитать однофазный выпрямитель, работающий на ёмкостную нагрузку. Исходные данные для расчёта: выпрямленное напряжение $U_0 = 12$ В и ток $I_0 = 1$ А, коэффициент пульсаций $k_\Pi = 0,1$, напряжение питающей сети $U_1 = 220$ В, частота $f = 50$ Гц. Схема выпрямителя — двухполупериодная мостовая (рис. 1.7, в).

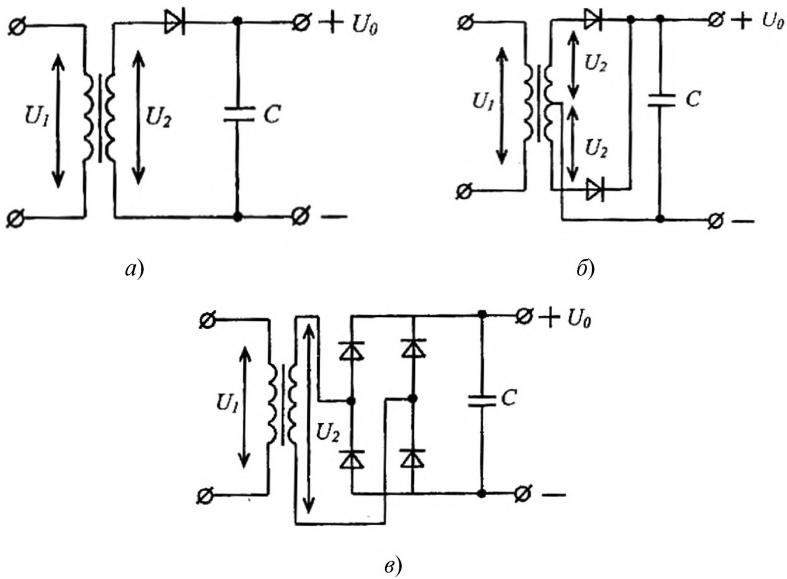


Рис. 1.7. Схемы выпрямителей: однополупериодная (а); двухполупериодная с выводом от средней точки вторичной обмотки трансформатора (б); двухполупериодная мостовая (в)

В результате расчёта должны быть определены: тип диода, обратное напряжение $U_{\text{обр}}$, среднее $I_{\text{ср}}$ и амплитудное I_m значения тока через диод, напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 , токи обмоток I_1 , I_2 и ёмкость конденсатора C ; приведена схема выпрямителя.

Применим упрощённую методику расчёта выпрямителя, работающего на ёмкостную нагрузку. Она позволяет рассчитывать маломощные выпрямители при выходных мощностях до сотен ватт.

1. Выберем тип вентиля (полупроводникового выпрямительного диода). Для этого по приближённым формулам вычислим значение:

обратного напряжения на диодах:

в мостовой схеме: $U_{\text{обр}} \approx 1,5U_0 = 1,5 \cdot 12 = 18 \text{ В}$;

в остальных схемах: $U_{\text{обр}} \approx 3U_0$;

среднего тока через диод:

в двухполупериодных схемах: $I_{\text{ср}} = 0,5I_0 = 0,5 \cdot 1 = 0,5 \text{ А}$;

в однополупериодной схеме: $I_{\text{ср}} = I_0$;

амплитуды тока через диод:

в двухполупериодных схемах: $I_m \approx 3,5I_0 = 3,5 \cdot 1 = 3,5 \text{ A}$;

в однополупериодной схеме: $I_m \approx 7I_0$.

В процессе дальнейшего расчёта эти значения уточняются. По найденным $U_{\text{обр}} = 18 \text{ В}$, $I_{\text{ср}} = 0,5 \text{ А}$ и $I_m = 3,5 \text{ А}$ из табл. 1.1 выбираем диоды типа КД202Б, для которых $U_{\text{обр, max}} = 50 \text{ В}$, $I_{\text{обр, max}} = 3,5 \text{ А}$ и $U_{\text{пр}} = 0,9 \text{ В}$.

Таблица 1.1

Основные параметры выпрямительных диодов

Тип диода	Максимально допустимый прямой ток, А	Максимально допустимое обратное напряжение, В	Постоянное прямое напряжение, В	Обратный ток при максимально допустимом обратном напряжении, мА	Интервал рабочих температур, °C	
					от	до
2Д201А	5	100	1	3	-60	+130
2Д201Б	10	100	1	3	-60	+130
2Д201В	5	200	1	3	-60	+130
2Д201Г	10	200	1	3	-60	+130
КД202А	5	50	0,9	0,8	-60	+130
КД202Б	3,5	50	0,9	0,8	-60	+130
КД202В	5	100	0,9	0,8	-60	+130
КД202Г	3,5	100	0,9	0,8	-60	+130
КД202Д	5	200	0,9	0,8	-60	+130
КД202Е	3,5	200	0,9	0,8	-60	+130
КД202Ж	5	300	0,9	0,8	-60	+130
КД202И	3,5	300	0,9	0,8	-60	+130
КД202К	5	400	0,9	0,8	-60	+130
КД203А	10	600	1	1,5	-60	+100
КД206А	10	400	1,2	0,7	-60	+125

2. Определим сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} = U_0 / I_0 = 12 / 1 = 12 \text{ Ом}$.

Сопротивление обмоток трансформатора составляет $r_{\text{tp}} = (0,07 \div 0,1)R_{\text{н}}$ для выпрямителей мощностью до 10 Вт и $r_{\text{tp}} = (0,05 \div 0,08)R_{\text{н}}$ для выпрямителей мощностью 10÷100 Вт. В данном случае $P_0 = U_0 I_0 = 12 \cdot 1 = 12 \text{ Вт}$ и $r_{\text{tp}} = 0,08 \cdot 12 = 0,96 \approx 1 \text{ Ом}$.

Находим прямое сопротивление диода по приближённой формуле:

$$r_{\text{пр}} \approx U_{\text{пр}} / 3I_{\text{ср}} = 0,9 / (3 \cdot 0,5) = 0,6 \text{ Ом},$$

где $U_{\text{пр}}$ — постоянное прямое напряжение на диоде.

Вычислим активное сопротивление фазы выпрямителя по формулам:

для мостовой схемы: $r = r_{\text{тр}} + 2r_{\text{тр}} = 1 + 2 \cdot 0,6 = 2,2 \text{ Ом};$

для остальных схем: $r = r_{\text{тр}} + r_{\text{тр}}.$

3. Определим расчётный коэффициент $A:$

$$A = \operatorname{tg} \Theta - \Theta = \frac{I_0}{U_0} \frac{r}{m} \pi = \frac{1}{12} \frac{2,2}{2} \cdot 3,14 = 0,29.$$

Здесь $m = 1$ — для однополупериодной схемы и $m = 2$ — для двухполупериодных схем выпрямителя; Θ — угол отсечки импульсов тока через диоды.

4. Решая уравнение $\operatorname{tg} \Theta - \Theta = A$, находим Θ . Результаты решения этого уравнения $\Theta = f(A)$ представлены на графике рис. 1.8. Из графика имеем $\Theta = 50^\circ$.

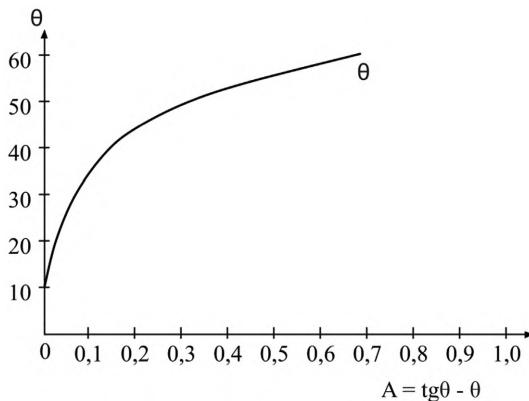


Рис. 1.8. Зависимость угла отсечки Θ от значения коэффициента A

5. Вычислим амплитудное и действующее значения напряжения на вторичной обмотке трансформатора:

$$U_{2m} = U_0 / \cos \Theta = 12 / \cos 50^\circ = 18,7 \text{ В};$$

$$U_2 = U_{2m} / \sqrt{2} = 18 / 1,41 = 1,3 \text{ В.}$$

Определим коэффициент трансформации трансформатора:

$$n_{\text{тр}} = U_2 / U_1 = 13,3 / 220 = 0,06.$$

Найдём максимальное обратное напряжение на диоде:

для мостовой схемы: $U_{\text{обр}} = U_{2m} = 18,7$ В;

для остальных схем: $U_{\text{обр}} = 2U_{2m}$.

Вычислим максимальный ток через диод:

$$I_m = \frac{U_{2m} - U_0}{r} = \frac{18,7 - 12}{2,2} = 3,1 \text{ А.}$$

Таким образом, расчёт подтверждает правильный выбор типа диодов.

6. Определим действующее значение тока вторичной обмотки трансформатора:

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{I_0}{m} \frac{\sqrt{\pi[\Theta \cdot (1 + 0,5 \cos 2\Theta) - 0,75 \sin 2\Theta]}}{\sin \Theta - \Theta \cos \Theta} = \\ &= \frac{1}{2} \frac{\sqrt{3,14 \cdot [0,873(1 + 0,5 \cos 100^\circ) - 0,75 \sin 100^\circ]}}{\sin 50^\circ - 0,873 \cdot \cos 50^\circ} = 1,05. \end{aligned}$$

Здесь $\Theta = 50^\circ = 0,873$ рад; $\cos 100^\circ = -\cos 80^\circ = -0,1763$; $\sin 100^\circ = \sin 80^\circ = 0,9848$; $\cos 50^\circ = 0,6428$; $\sin 50^\circ = 0,7660$.

7. Вычислим действующее значение тока первичной обмотки:

в двухполупериодных схемах: $I_1 = n_{\text{tp}} I_2 = 0,06 \cdot 1,05 = 0,063$ А;

в однополупериодной схеме: $I_1 = n_{\text{tp}} \sqrt{I_2^2 - I_0^2}$ А.

По вычисленным значениям $U_2 = 13,3$ В, $I_2 = 1,05$ А, $I_1 = 0,063$ А и заданному значению $U_1 = 220$ В выбирают или рассчитывают трансформатор.

8. Определим ёмкость конденсатора при заданном коэффициенте пульсаций $k_{\Pi} = 0,1$ (формула применима для $k_{\Pi} < 0,15$):

$$C \approx \frac{\pi - m\Theta}{m\omega k_{\Pi} R_{\text{н}}} = \frac{3,14 - 2 \cdot 0,873}{2 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 50 \cdot 0,1 \cdot 12} = 1,85 \cdot 10^{-3} \Phi = 1850 \text{ мкФ.}$$

Округлим величину $C = 2000$ мкФ.

9. Схема двухполупериодного мостового выпрямителя приведена на рис. 1.7, в.

Контрольные задания

Рассчитать однофазный выпрямитель, работающий на ёмкостную нагрузку (табл. 1.2). В результате расчета должны быть определены:

тип диода, обратное напряжение $U_{\text{обр}}$, среднее $I_{\text{ср}}$ и амплитудное I_m значения тока через диод, напряжение на вторичной обмотке трансформатора U_2 , токи обмоток I_1 , I_2 и ёмкость конденсатора C ; приведена схема выпрямителя.

Для всех вариантов напряжение питающей сети $U_1 = 220$ В, частота $f = 50$ Гц. В табл. 1.2 схема выпрямителя выбирается соответственно номеру варианта по порядку в строке, например, вар. 1 — рис. 1.7, *a*, вар. 2 — рис. 1.7, *b* и т.д.

Таблица 1.2

Варианты задания

№ варианта	Данные для расчета				№ варианта	Данные для расчета			
	Схема выпра- мителя рис. 1.7	U_0 , В	I_0 , А	$k_{\text{пп}}$		Схема выпра- мителя рис. 1.7	U_0 , В	I_0 , А	$k_{\text{пп}}$
1, 2, 3	<i>a, б, в</i>	6	0,5	0,15	16, 17, 18	<i>a, б, в</i>	36	0,5	0,1
4, 5, 6	<i>a, б, в</i>	12	1,2	0,15	19, 20, 21	<i>a, б, в</i>	42	1	0,05
7, 8, 9	<i>a, б, в</i>	18	1	0,1	22, 23, 24	<i>a, б, в</i>	48	0,5	0,05
10, 11, 12	<i>a, б, в</i>	24	1	0,1	25, 26, 27	<i>a, б, в</i>	54	1	0,1
13, 14, 15	<i>a, б, в</i>	30	0,5	0,05	28, 29, 30	<i>a, б, в</i>	60	1	0,05

2. ОПРЕДЕЛЕНИЕ β -ПАРАМЕТРОВ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

2.1. БИПОЛЯРНЫЙ ТРАНЗИСТОР И СХЕМЫ ЕГО ВКЛЮЧЕНИЯ

Биполярный транзистор представляет собой кристалл проводника, состоящий из трех слоев с различной проводимостью, как условно показано на рис. 2.1. Каждый из слоев снабжен электродами, необходимыми для подключения к внешней цепи, которые называются эмиттер, база и коллектор. Возможны два типа транзисторов $n-p-n$ и $p-n-p$ в соответствии с основными носителями заряда в полупроводниковых материалах, используемых в крайних эмиттерном и коллекторном слоях и в среднем — базовом слое. Как видно из рис. 2.1 в биполярном транзисторе два $p-n$ -перехода, которые называются эмиттерным и коллекторным.

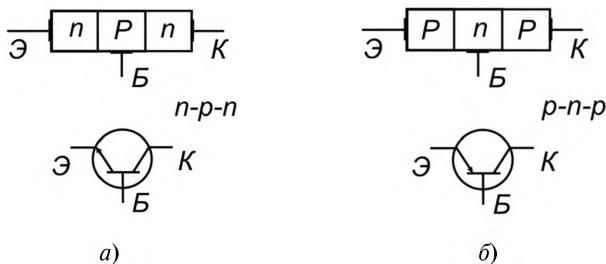


Рис. 2.1. Типы биполярного транзистора: $n-p-n$ (а), $p-n-p$ (б)

Назначением эмиттерного слоя является формирование рабочих носителей заряда транзистора. Их тип определяется типом основного носителя эмиттерного слоя. Следовательно, в транзисторе типа $p-n-p$ рабочими носителями заряда являются дырки, а в транзисторе $n-p-n$ -типа — электроны.

В коллекторном слое осуществляется сбор рабочих носителей заряда, которые в своем дрейфе от эмиттера к коллектору проходят

базовый слой. В базовом слое часть рабочих носителей заряда нейтрализуется основными зарядами материала базового слоя. Биполярные транзисторы изготовлены так, что концентрация основных носителей заряда в эмиттерном слое много больше концентрации основных носителей заряда базового слоя, поэтому в базовом слое нейтрализуется лишь малая часть носителей, поступающая из эмиттера, а 90–99% рабочих носителей заряда доходят до коллектора.

Для обеспечения дрейфа рабочих носителей заряда в биполярном транзисторе необходимо между его электродами подать напряжение от источников ЭДС. Существует три схемы включения транзистора: с общей базой (ОБ), с общим эмиттером (ОЭ) и общим коллектором (ОК). Как видно из рис. 2.2, схемы содержат две внешних цепи с соответствующими источниками ЭДС: входная (левые части схемы) и выходная (правые части). Наименование схемы включения транзистора определяется электродом, который является общим для двух этих цепей. Во всех трех схемах базовый электрод входит в состав входной цепи, поскольку по базе происходит управление работой транзистора, и в эту цепь включается источник входного сигнала. Нагрузка включается в выходную цепь.

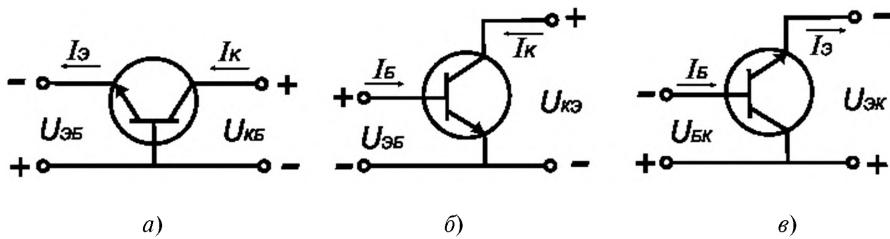


Рис. 2.2. Схемы включения биполярного транзистора:

а — с общей базой (ОБ); б — с общим эмиттером (ОЭ);
в — с общим коллектором (ОК)

Таблица 2.1

Токи и напряжения во входной и выходной цепях схем включения транзистора

Схема включения	Входной ток	Входное напряжение	Выходной ток	Выходное напряжение
ОБ	I_E	$U_{\text{ЭБ}}$	I_K	$U_{\text{КБ}}$
ОЭ	I_B	$U_{\text{БЭ}}$	I_K	$U_{\text{КЭ}}$
ОК	I_B	$U_{\text{БК}}$	I_E	$U_{\text{ЭК}}$

Входные и выходные токи в представленных схемах включения транзистора, а также напряжения между электродами транзистора, определяемые источниками ЭДС, различны и приведены в табл. 2.1.

Полярность напряжений источников ЭДС, показанная на рис. 2.2, соответствует транзистору типа $n-p-n$. При использовании транзистора $p-n-p$ в связи с изменением типа рабочего носителя заряда полярности напряжений источников должны быть изменены.

2.2. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ ТРАНЗИСТОРА В СХЕМЕ ОЭ

Сведения о конкретном типе транзистора, необходимые для правильного выбора режима его работы, обычно приводятся в виде характеристик и набора параметров.

Транзистор описывается, в первую очередь, семейством входных и выходных характеристик. Входными называется семейство вольтамперных характеристик входной цепи схемы включения транзистора, построенных для ряда фиксированных значений напряжения выходной цепи. Выходными называется семейство вольтамперных характеристик выходной цепи транзистора, построенных для ряда фиксированных значений входного тока. Как видно из табл. 2.1, каждой схеме включения транзистора соответствует определенное сочетание входных и выходных токов и напряжений. Поэтому и входные и выходные характеристики транзистора будут определяться схемой его включения.

Ниже будут рассматриваться характеристики транзистора, включенного по схеме ОЭ, которая нашла наибольшее распространение.

Типичные входная и выходная статические характеристики транзистора типа $n-p-n$ представлены на рис. 2.3. Для транзисторов типа $p-n-p$ напряжения $U_{БЭ}$ и $U_{КЭ}$ отрицательной полярности. Входная характеристика — это семейство вольтамперных характеристик $I_B=f(U_{БЭ})$, построенных при постоянных значениях напряжения $U_{КЭ}$. Обычно, как видно из рис. 2.3, *a*, приводятся две характеристики: одна для $U_{КЭ} = 0$, а другая для значения напряжения $U_{КЭ}$, соответствующего центру рабочего интервала значений данного параметра. Это связано с тем, что вольтамперные характеристики входной цепи

для рабочего интервала значений $U_{K\Theta}$ практически не отличаются друг от друга.

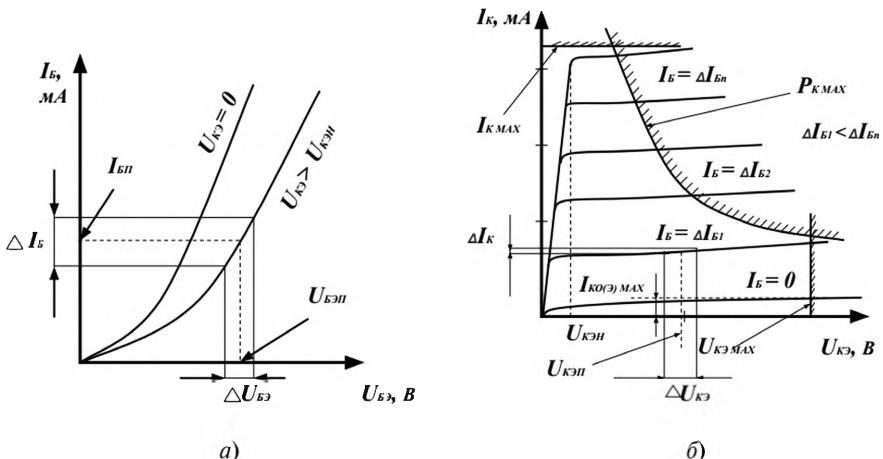


Рис. 2.3. Входная (а) и выходная (б) характеристики биполярного транзистора.

Определение параметров h_{11} (а) и h_{22} (б)

Выходная статистическая характеристика транзистора, как показано на рис. 2.3, б, — это семейство вольтамперных характеристик $I_K = f(U_{K\Theta})$, построенных для ряда значений тока I_B . На выходной характеристике обычно строится рабочая область, т.е. область значений выходных параметров, при которых допускается эксплуатация транзистора. Границы этой области, представленной на рис. 2.3, б, связаны с тремя факторами:

- максимальным значением напряжения $U_{K\Theta \max}$, превышение которого приводит к электрическому пробою в коллекторном $p-n$ -переходе транзистора;
- максимальным значением коллекторного тока $I_{K \max}$, превышение которого может приводить к перегреву эмиттерного $p-n$ -перехода;
- максимальным значением мощности $P_{K \max}$, рассеиваемой в коллекторном переходе, превышение которого приводит к его перегреву, а график мощности представлен гиперболой на рис. 2.3, б,

$$I_K U_{K\Theta} = P_{K \max}. \quad (2.1)$$

Как видно из рис. 2.3, транзистор представляет собой нелинейный элемент, поскольку его входные и выходные вольтамперные характеристики нелинейные, следовательно, величины входного и выходного сопротивлений зависят от соответствующих токов и напряжений. Однако на входных и выходных характеристиках транзистора можно выделить участки, где зависимости близки к линейным. В частности, линейными можно считать зависимости в рабочей области (рис. 2.3, б), если исключить малые значения напряжения коллектор — эмиттер. Область малых значений $U_{\text{КЭ}}$, где происходит резкое увеличение тока, не используется при работе транзистора в линейном режиме усилителей и генераторов.

Известно, что на участках, где вольтамперные характеристики нелинейных элементов могут быть аппроксимированы отрезками прямых, эти элементы могут рассматриваться как линейные. Поэтому транзистор в рабочей области часто заменяется эквивалентным четырехполюсником, характеризующимся определенными значениями h -параметров, которые являются коэффициентами в соотношениях, связывающих не величины токов и напряжений, а величины их приращений, т.е. ΔI_B , ΔI_K , $\Delta U_{B\Theta}$, $\Delta U_{K\Theta}$.

$$\begin{cases} \Delta U_{B\Theta} = h_{11}\Delta I_B + h_{12}\Delta U_{K\Theta}, \\ \Delta I_K = h_{21}\Delta I_B + h_{22}\Delta U_{K\Theta}. \end{cases} \quad (2.2)$$

Из первого соотношения системы (2.2) при $\Delta U_{K\Theta} = 0$ (или $U_{K\Theta} = \text{const}$) следует

$$h_{11} = \frac{\Delta U_{B\Theta}}{\Delta I_B} / \text{при } U_{K\Theta} = \text{const}. \quad (2.3)$$

Из этого же соотношения при $\Delta I_B = 0$ (или $I_B = \text{const}$) следует

$$h_{12} = \frac{\Delta U_{B\Theta}}{\Delta U_{K\Theta}} / \text{при } \Delta I_B = \text{const}. \quad (2.4)$$

Аналогичным образом второе соотношение системы (2.2) позволяет записать:

$$h_{21} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} / \text{при } U_{K\Theta} = \text{const}, \quad (2.5)$$

$$h_{22} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{K\Theta}} \quad / \text{при } I_B = \text{const.} \quad (2.6)$$

Физический смысл h -параметров согласно соотношениям (2.3)–(2.6) следующий:

h_{11} — входное сопротивление транзистора при постоянном значении напряжения $U_{K\Theta}$;

h_{12} — коэффициент обратной связи по напряжению;

h_{21} — коэффициент передачи тока в схеме ОЭ, характеризующий усиительные свойства транзистора при постоянном значении напряжения $U_{K\Theta}$ и часто обозначаемый через β ;

h_{22} — выходная проводимость транзистора при постоянном токе базы.

2.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ h -ПАРАМЕТРОВ ТРАНЗИСТОРА

Расчет значений h -параметров производится для электрического режима транзистора, соответствующего рабочей точке (точке покоя) на его статических характеристиках. При работе в линейном режиме эта точка обычно располагается в центре рабочей области. Поэтому расчету значений h -параметров должно предшествовать определение рабочей области на выходной характеристике и выбор электрических параметров ($I_{BП}$, $I_{KП}$, U_{BEP} , U_{KEP}), соответствующих рабочей точке.

Значения h -параметров определяются с помощью построений на выходной или входной статической характеристике и с использованием соотношений (2.3)–(2.6). При этом обозначения параметров транзистора, входящих в соответствующее соотношение, показывают, какую именно характеристику следует использовать для определения конкретного h -параметра.

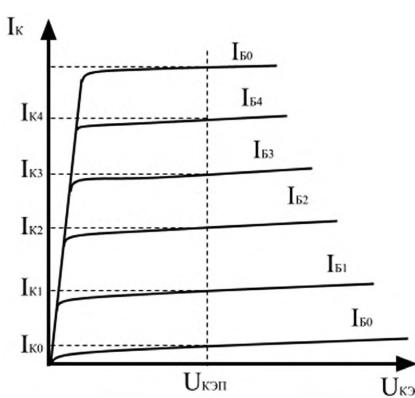
Величины приращений электрических параметров транзистора в соотношениях (2.3)–(2.6) вычисляются как разность между двумя крайними значениями соответствующих параметров. Величина же параметра в рабочей точке должна располагаться в центре интервала между крайними значениями.

Расчет величины параметра h_{11} проводится по соотношению (2.3), где приращения значений тока базы и напряжения база-эмиттер определяются как разность соответствующих координат двух точек (крайних) на зависимости $I_B(U_{B\Theta})$ входной характеристики, показанной на

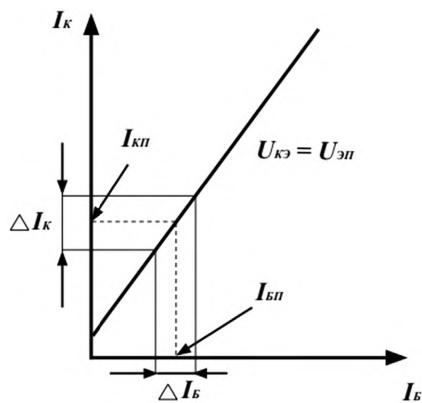
рис. 2.3, а. Напряжение $U_{КЭ}$, для которого приводятся построения, должно совпадать с рабочей точкой транзистора.

Построения для расчета величины параметра h_{22} с помощью соотношения (2.6) проводятся аналогичным образом (см. рис. 2.3, б) на выходной характеристики. Вольтамперная характеристика, на которой выполняются построения, должна соответствовать току базы рабочей точки.

Расчет величины параметра h_{21} (или β) проводится в два этапа. Сначала по выходным характеристикам строится зависимость $I_K = f(I_B)$ для значения напряжения коллектор-эмиттер в рабочей точке. Фиксированные значения I_K этой зависимости, как видно из построения на рис. 2.4, а, определяются ординатами точек пересечения вертикальной прямой, проведенной через точку $U_{КЭП}$, с вольтамперными характеристиками для фиксированных значений I_B . Затем по построенной кривой зависимости $I_K = f(I_B)$ (см. рис. 2.4, б) определяются приращения токов коллектора и базы для подстановки в соотношение (2.4).



а)



б)

Рис. 2.4. К определению параметра h_{21} :
выходная (а) и передаточная (б) характеристики

Величина параметра h_{12} близка к нулю. Об этом свидетельствует тот факт, что в рабочем интервале значений напряжения $U_{БЭ}$ вольтамперных характеристики $I_B=f(U_{БЭ})$ транзисторов практически не отличаются друг от друга. Обычно величина параметра h_{12} не определяется.

2.4. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ ЕЕ ПАРАМЕТРОВ

Рассмотренные выше h -параметры транзистора вводятся, в известной степени, формально. Поэтому для расчетов электрических схем на транзисторах предпочтительнее использовать схему замещения полупроводникового прибора. Под схемой замещения понимают электрическую схему, составленную из линейных элементов (сопротивлений, ёмкостей, индуктивностей, генераторов тока или напряжений), по своим свойствам отличающихся от реального объекта (в данном случае — транзистора).

Схему замещения транзистора целесообразно представить в виде Т-образной схемы (рис. 2.5). Очевидно, она справедлива для тех участков статических характеристик транзистора, где вольтамперные характеристики можно считать линейными, т.е. для тех участков, для которых выше определялись значения h -параметров. В связи с этим на рис. 2.5 токи и напряжения, обозначенные прописными буквами, являются малыми величинами (по сравнению со значениями параметров в рабочей точке) и соответствуют приращениям токов и напряжений, которые использовались при расчете h -параметров.

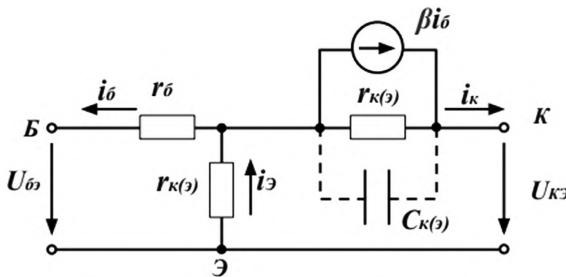


Рис. 2.5. Схема замещения биполярного транзистора

Схема замещения (см. рис. 2.5) справедлива для области низких частот и включает в себя три активных сопротивления, величины которых можно определить как отношение приращений напряжений в цепях транзистора к соответствующим им приращениям токов:

r_Θ — дифференциальное сопротивление эмиттерного $p-n$ -перехода, численные значения которого обычно лежат в пределах от единиц до десятков Ом;

r_B — объёмное сопротивление базы, величина которого в зависимости от типа транзистора составляет 100–400 Ом;

$r_{K(\Theta)}$ — дифференциальное сопротивление коллекторного $p-n$ -перехода, величина которого при включении транзистора по схеме ОЭ составляет несколько кОм и выше.

Кроме того, схема замещения включает генератор тока в цепи коллектора, указывающий на то, что транзистор является активным элементом. Значение тока этого генератора пропорционально значению тока базы (βi_6).

С целью учета частотных свойств транзистора в схеме замещения обычно предусматривается емкость коллекторного $p-n$ -перехода, шунтирующая источник тока. В связи с тем, что при низких частотах влияние этой емкости незначительно, определение величины этого параметра ниже не предусматривается. Поэтому на схеме (см. рис. 2.5) присоединение емкости коллекторного перехода обозначено пунктиром.

Как видно из рис. 2.5, в схему замещения транзистора входят четыре элемента. Величину электрических параметров этих элементов можно связать с величинами четырех h -параметров. Для этого можно использовать законы Кирхгофа, рассмотрев схему замещения транзистора при тех же условиях, при которых были получены соотношения (2.3)–(2.6), т.е. при $I_B = \text{const} (\Delta I_B = 0)$ или $U_{K\Theta} = \text{const} (\Delta U_{K\Theta} = 0)$.

При условии ($\Delta U_{K\Theta} = 0$), т.е. при коротком замыкании выходных клемм схемы на рис. 2.5, выходной ток, по существу, определяется только величиной тока источника, поскольку сопротивление $r_{K(\Theta)}$ весьма велико, а $r_\Theta \ll r_B$, т.е.

$$i_K = \beta \cdot i_6 . \quad (2.7)$$

Так как i_K и i_6 эквивалентны приращениям соответствующих токов ΔI_K и ΔI_B ,

$$\left(\frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \right)_{U_{K\Theta}=\text{const}} = h_{21} = \beta . \quad (2.8)$$

Таким образом, параметры h_{21} и β эквивалентны, о чем отмечалось выше.

С учетом эквивалентности параметров $\Delta U_{K\Theta}$ и $U_{K\Theta}$ второй закон Кирхгофа, записанный для входного контура схемы рис. 2.5, дает

$$U_{6\Theta} = i_6 r_6 + i_\Theta r_\Theta. \quad (2.9)$$

Поскольку токи, протекающие через электроды транзистора, связаны между собой первым законом Кирхгофа

$$i_\Theta = i_6 + i_K, \quad (2.10)$$

а также в соответствии с соотношением (2.7)

$$u_{6\Theta} = i_6 [r_6 + r_\Theta (1 + \beta)]. \quad (2.11)$$

После замены $u_{6\Theta}$ и i_6 эквивалентными им приращениями параметров соотношение (2.11) представляется в виде

$$\Delta U_{6\Theta} = \Delta I_6 [r_6 + r_\Theta (1 + \beta)]. \quad (2.12)$$

Откуда

$$\left(\frac{\Delta U_{6\Theta}}{\Delta I_B} \right)_{U_{K\Theta}=\text{const}} = h_{11} = r_6 + r_\Theta (1 + \beta). \quad (2.13)$$

Условие $I_B = \text{const}$ эквивалентно режиму, при котором $I_B = 0$. Для этого режима второй закон Кирхгофа для выходной цепи позволяет записать соотношение

$$u_{K\Theta} = i_K (r_{K(\Theta)} + r_\Theta). \quad (2.14)$$

С учетом того, что $r_{K(\Theta)} \gg r_\Theta$, а величины $u_{K\Theta}$ и i_K эквивалентны величинам приращений параметров $U_{K\Theta}$ и I_K , из соотношения (2.14) следует

$$\left(\frac{\Delta I_K}{\Delta U_{K\Theta}} \right)_{I_B=\text{const}} = h_{22} = \frac{1}{r_{K(\Theta)}}. \quad (2.15)$$

Второй закон Кирхгофа для входной цепи схемы (рис. 2.5) в режиме с $I_B = \text{const}$ позволяет записать

$$u_{6\Theta} = i_\Theta r_\Theta \approx i_K r_\Theta. \quad (2.16)$$

Откуда вследствие соотношения (2.14) и эквивалентности $u_{6\Theta}$ и i_K соответственно $\Delta U_{6\Theta}$ и ΔI_K получается

$$\left(\frac{\Delta U_{6\Theta}}{\Delta U_{K\Theta}} \right)_{I_6=\text{const}} = h_{12} = \frac{r_\Theta}{r_{K(\Theta)}}. \quad (2.17)$$

Из соотношений (2.8), (2.13), (2.15), (2.17) нетрудно получить выражения для определения параметров схемы замещения транзистора через его h -параметры

$$r_6 = h_{11} - \frac{h_{12}}{h_{22}}(1 + h_{21}); \quad (2.18)$$

$$r_\Theta = \frac{h_{12}}{h_{22}}; \quad (2.19)$$

$$r_{K(\Theta)} = \frac{1}{h_{22}}; \quad (2.20)$$

$$\beta = h_{21}. \quad (2.21)$$

Контрольные вопросы

1. Каковы устройство и физические принципы работы биполярных транзисторов типа $p-n-p$ и $n-p-n$?
2. Привести схемы включения транзисторов $p-n-p$ и $n-p-n$ с указанием полярности подводимых к электродам напряжений. Объяснить необходимость использования указанной полярности этих напряжений.
3. Привести выходную характеристику транзистора типа $n-p-n$, включенного по схеме ОЭ.
4. Привести входную характеристику транзистора типа $n-p-n$, включенного по схеме ОЭ.
5. Чем отличается входная и выходная характеристики транзистора типа $p-n-p$, включенного по схеме ОЭ, от аналогичных характеристик транзистора типа $n-p-n$?
6. Чем ограничивается рабочая область выходной характеристики биполярного транзистора?
7. Представить схему замещения транзистора по схеме ОЭ. Дать характеристику элементам этой схемы.
8. Что такое h -параметры транзистора? Каков физический смысл этих параметров? Для каких участков характеристик транзистора справедливо использование h -параметров?

9. Как определяются величины h -параметров транзистора по его входной и выходной характеристикам?

10. Какова связь между величинами параметров схемы замещения биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ, и величинами h -параметров?

Контрольные задания

Согласно номеру варианта (табл. 2.2) построить семейства входных и выходных ВАХ транзистора (см. Приложение 1). На выходной статистической характеристике биполярного транзистора, включенного по схеме ОЭ, определить рабочую область. Предельные значения параметров некоторых транзисторов даны в табл. П1 Приложения 1. Для электрических параметров режима работы транзистора, соответствующих центральной части этой области, рассчитать значения параметров h_{11} , h_{21} , h_{22} . Нарисовать схему замещения транзистора и определить ее параметры.

Таблица 2.2

Варианты задания

Номер варианта	Тип транзистора	Номер варианта	Тип транзистора	Номер варианта	Тип транзистора
1	МП41	11	2T368A	21	2T382A
2	МП39	12	2T399A	22	2T3123A-2
3	МП25	13	МП41	23	2T368A
4	МП36A	14	МП39	24	2T399A
5	МП42A	15	МП36A	25	МП41
6	МП113	16	МП25	26	МП39
7	МП111	17	МП42A	27	МП36A
8	П-401	18	МП113	28	МП25
9	2T382A	19	МП111	29	МП42A
10	2T3123A-2	20	П-401	30	МП113

3. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Усилителем называется устройство, предназначенное для увеличения параметров передаваемого электрического сигнала (напряжения, тока, мощности) за счет энергии внешнего источника питания. Усилитель имеет входную цепь для подключения источника входного сигнала, выходную цепь, с которой выходной сигнал снимается и подается в нагрузку, и цепь питания.

Динамический режим работы одиночного усилительного каскада рассмотрим на примере биполярного *n-p-n*-транзистора по схеме включения с общим эмиттером (рис. 3.1). Схема включения с общим эмиттером нашла наиболее широкое распространение, как обладающая наибольшим усиливанием по мощности.

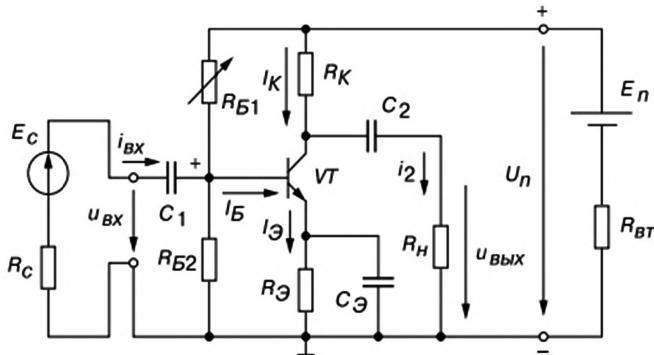


Рис. 3.1. Схема усилительного каскада на биполярном транзисторе с ОЭ

Основными элементами схемы являются источник питания E_{Π} , управляемый элемент — транзистор и резистор R_K . Эти элементы образуют главную цепь усилительного каскада, в которой за счет протекания тока коллектора, управляемого током цепи базы, создается усиленное переменное напряжение на выходе схемы. Конденсаторы C_1 и C_2 являются разделительными. Конденсатор C_1 исключает шунтирование входной цепи каскада цепью источника входного

сигнала по постоянному току, что позволяет, во-первых, исключить протекание постоянного тока через источник входного сигнала по цепи $E_{\Pi} - R_{B1} - R_C$ и, во-вторых, обеспечить независимость от внутреннего сопротивления этого источника R_C напряжения на базе $U_{B\Pi}$ в режиме покоя. Конденсатор C_2 служит для пропускания в цепь нагрузки переменной составляющей напряжения и задерживания постоянной составляющей. Резисторы R_{B1} и R_{B2} используются для задания режима покоя каскада ($I_{K\Pi}$ создается заданием $I_{B\Pi}$). Резистор R_Θ является элементом отрицательной обратной связи, предназначенным для стабилизации режима покоя каскада при изменении температуры. Конденсатор C_3 шунтирует резистор R_Θ по переменному току, исключая проявление отрицательной обратной связи в каскаде по переменным составляющим. Отсутствие конденсатора C_3 привело бы к уменьшению коэффициента усиления схемы.

3.1. РАСЧЕТ КАСКАДА ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

При расчете усилительного каскада в режиме постоянного тока на выходных вольтамперных характеристиках транзистора проводят линию нагрузки по постоянному току АВ (рис. 3.2).

$$U_{K\Theta\Pi} = E_K - I_{K\Pi} \cdot R_K - I_{\Theta\Pi} \cdot R_\Theta = E_K - I_{K\Pi} \cdot R_K \cdot \frac{I_{K\Pi}}{\alpha} \cdot R_\Theta.$$

Учитывая, что $\alpha \approx 1$, получим

$$U_{K\Theta\Pi} = E_K - I_{K\Pi} \cdot (R_K + R_\Theta).$$

Линию нагрузки проводим через точки с координатами:

$$I_{K\Pi} = 0, U_{K\Theta\Pi} = -E_K;$$

$$U_{K\Theta\Pi} = 0, I_{K\Pi} = \frac{E_K}{R_K + R_\Theta}.$$

Выбрав $I_B = I_{B\Pi}$, получим точку покоя P .

$$U_{K\Theta\Pi} > U_{\text{вых}\,m} + \Delta U_{K\Theta} I_{K\Pi} > I_{K\,m} + I_{K0\,\text{max}}^*,$$

где $\Delta U_{K\Theta}$ — напряжение на коллекторе, соответствующее области нелинейных начальных участков выходных характеристик транзистора;

I_{K0}^* — начальный ток коллектора, соответствующий максимальной температуре.

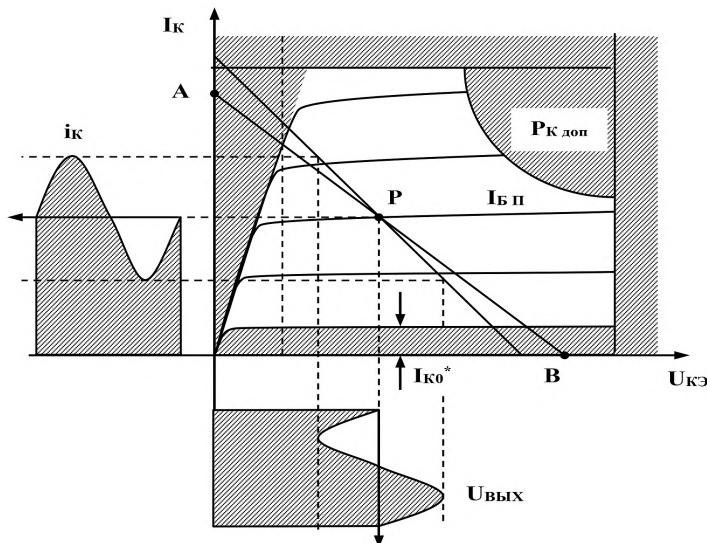


Рис. 3.2. Линии нагрузки по постоянному и переменному токам на семействе выходных ВАХ транзистора

При определении переменных составляющих выходного напряжения каскада и коллекторного тока транзистора используют *линию нагрузки каскада по переменному току*. По переменному току сопротивление в цепи эмиттера транзистора равно нулю, так как резистор R_3 шунтируется конденсатором C_3 , а к коллекторной цепи подключается нагрузка, так как сопротивление конденсатора C_2 по переменному току мало. Если учесть, что сопротивление источника питания E_Π по переменному току близко к нулю, то

$$R_{H\sim} = R_K \parallel R_H. \quad (3.1)$$

Сопротивление нагрузки каскада по постоянному току

$$R_{H-} = R_K + R_3 > R_{H\sim}.$$

Поскольку при наличии входного сигнала напряжение и ток транзистора представляют собой суммы постоянных и переменных

составляющих, линия нагрузки по переменному току проходит через точку покоя P . Наклон линии нагрузки больше, чем по постоянному току. Линию нагрузки по переменному току строят по отношению приращений напряжения к току:

$$\frac{\Delta U_{\text{КЭ}}}{\Delta I_K} = R_K \| R_H. \quad (3.2)$$

Исходными параметрами для выбора рабочей точки являются амплитудные значения переменных составляющих напряжения $U_{\text{ВЫХ}\,m}$ и тока нагрузки $I_{H\,m}$, мощность в нагрузке P_H и сопротивление нагрузки R_H .

$$I_{K\,m} = \frac{U_{\text{ВЫХ}\,m}}{R_K \| R_H} = \frac{U_{\text{ВЫХ}\,m}}{R_{H\sim}}. \quad (3.3)$$

Чтобы увеличить коэффициенты усиления каскада, величину R_K выбирают в 3–5 раз больше R_H . По выбранному току $I_{\text{КП}}$ находят ток базы покоя:

$$I_{\text{БП}} = \frac{I_{\text{КП}} - I_{K0}^*}{\beta}, \quad (3.4)$$

а по выходным характеристикам транзистора — напряжение $U_{\text{БЭП}}$. Ток эмиттера покоя связан с токами $I_{\text{БП}}$ и $I_{\text{КП}}$ соотношением:

$$I_{\text{ЭП}} = (1 + \beta) \cdot I_{\text{БП}} + I_{K0}^* = \frac{I_{\text{КП}} - I_{K0}^*}{\beta} \cdot (1 + \beta) + I_{K0}^* \approx I_{\text{КП}}. \quad (3.5)$$

При выборе величины E_{Π} необходимо руководствоваться условием:

$$E_{\Pi} = U_{\text{КЭП}} + I_{\text{КП}} \times R_K + U_{\text{ЭП}}, \quad (3.6)$$

где $U_{\text{ЭП}} = I_{\text{ЭП}} \cdot R_{\Theta} \approx I_{\text{КП}} \cdot R_{\Theta}$.

$$E_{\Pi} = \frac{U_{\text{КЭП}} + I_{\text{КП}} \cdot R_K}{0,7 \div 0,9}. \quad (3.7)$$

Сопротивление R_{Θ} находят из соотношения:

$$R_{\Theta} = \frac{U_{\text{ЭП}}}{I_{\text{КП}}}. \quad (3.8)$$

3.2. РАСЧЕТ ВХОДНОГО ДЕЛИТЕЛЯ

Для повышения температурной стабильности $I_{БП}$ требуется, чтобы ток делителя $I_{Д}$, протекающий через резисторы R_1 и R_2 , превышал ток $I_{БП}$ через резистор R_1 . При условии $I_{Д} \gg I_{БП}$ сопротивления R_1 и R_2 получаются малыми, и они оказывают сильное шунтирующее действие на входную цепь транзистора. Поэтому при расчете элементов входного делителя по переменному току вводят ограничения:

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = (2 \div 5) \cdot r_{BX}, \quad (3.9)$$

$$I_D = (2 \div 5) \cdot I_{БП},$$

где r_{BX} — входное сопротивление транзистора, характеризующее сопротивление цепи база-эмиттер по переменному току

$$r_{BX} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_B}. \quad (3.10)$$

Соотношения для расчета сопротивлений R_1 и R_2 получаем из схемы:

$$R_2 = \frac{U_{БП}}{I_D} = \frac{U_{ЭП} + U_{БЭП}}{I_D}, \quad R_1 = \frac{E_K - U_{БП}}{I_D + I_{БП}}. \quad (3.11)$$

Тип транзистора выбирают с учетом частотного диапазона работы каскада (по частоте f_α или f_β), а также параметров по току, напряжению и мощности.

3.3. РАСЧЕТ КАСКАДА ПО ПЕРЕМЕННУМУ ТОКУ

Метод расчета основан на замене транзистора и всего каскада его схемой замещения по переменному току. Транзистор представляется схемой замещения в физических параметрах, справедливой для линейных участков входных характеристик транзистора, при которых параметры транзистора можно считать неизменными.

Расчет каскада производится для области средних частот, в которой зависимость параметров от частоты не учитывается, а сопротивления конденсаторов в схеме равны нулю.

По переменному току сопротивление источника питания равно нулю. Входной сигнал принимается синусоидальным. Токи и напряжения в схеме характеризуются их действующими значениями.

В схеме замещения усилительного каскада (рис. 3.3):

1. $r_\Theta = \frac{dU_\Theta}{dI_\Theta}$ при $U_{K\Theta} = \text{const}$ — дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, включенного в прямом направлении. Величина r_Θ зависит от постоянной составляющей эмиттерного тока I_Θ :

$$r_\Theta = \frac{\varphi_T}{I_\Theta} \sim 1\dots10 \text{ Ом}, \quad (3.12)$$

где $\varphi_T = \frac{kT}{q}$ — тепловой потенциал (при $T = 300 \text{ К}$ $\varphi_T = 0,025$).

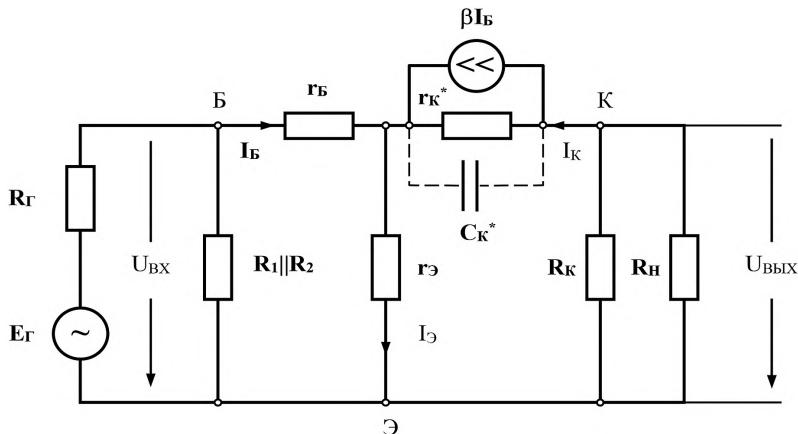


Рис. 3.3. Схема замещения усилительного каскада по переменному току

2. r_B — объемное сопротивление базы, $r_B > r_\Theta \approx 100\dots400 \text{ Ом}$.

3. Эквивалентный источник тока βI_B (так как входным током в схеме с общим эмиттером является ток базы).

4. Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_K^* = \frac{dU_{K\Theta}}{dI_K}$ при $I_B = \text{const}$ учитывает изменение коллекторного тока с изменением напряжения $U_{K\Theta}$ вследствие эффекта модуляции базы, $r_K^* = 10\dots50 \text{ кОм}$.

5. C_K^* — емкость коллекторного перехода.

6. Дифференциальный коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером

$$\beta = \frac{dI_K}{dI_B} \text{ при } U_{K\Theta} = \text{const.} \quad (3.13)$$

Входное сопротивление каскада с общим эмиттером

$$R_{BX} = R_1 \| R_2 \| r_{BX}, \quad (3.14)$$

где r_{BX} — сопротивление входной цепи транзистора $r_{BX} = \frac{U_{B\Theta}}{I_B}$;

$$U_{B\Theta} = I_B \cdot r_B + I_\Theta \cdot r_\Theta \text{ или } U_{B\Theta} = I_B \cdot (r_B + (1 + \beta) \cdot r_\Theta). \quad (3.15)$$

Поделив левую и правую часть уравнения (3.15) на ток I_B , находим

$$r_{BX} = r_B + (1 + \beta) \cdot r_\Theta. \quad (3.16)$$

Учитывая порядок величин r_B , β , r_Θ и условие $R_1 \| R_2 \geq (2 \div 5) \cdot r_{BX}$, получаем, что входное сопротивление каскада в схеме с общим эмиттером $R_{BX \Theta} \approx 1 \dots 3 \text{ кОм}$.

Коэффициент усиления по току каскада с общим эмиттером

$$K_I = \frac{I_H}{I_{BX}}. \quad (3.17)$$

Выразим I_H через I_{BX} . Для этого сначала определим I_B через I_{BX} :

$$I_B = I_{BX} \cdot \frac{R_{BX}}{r_{BX}}; \quad (3.18)$$

$$I_H = \beta \cdot I_B \cdot \frac{r_K^* \| R_K \| R_H}{R_H}. \quad (3.19)$$

Сопротивление r_Θ , ввиду своей малости, не учитывается.

$$I_H = \beta \cdot I_{BX} \cdot \frac{R_{BX}}{r_{BX}} \cdot \frac{r_K^* \| R_K \| R_H}{R_H}; \quad (3.20)$$

$$K_I = \beta \cdot \frac{R_{BX}}{r_{BX}} \cdot \frac{r_K^* \| R_K \| R_H}{R_H}. \quad (3.21)$$

Коэффициент K_I пропорционален коэффициенту β транзистора и не зависит от шунтирующего действия входного делителя и значений сопротивлений R_K и R_H . Тогда

$$K_I \approx \beta \cdot \frac{R_K \| R_H}{R_H}. \quad (3.22)$$

Таким образом, каскад с общим эмиттером обладает довольно значительным коэффициентом усиления по току, стремящимся в пределе при $R_K \gg R_H$ к коэффициенту передачи тока транзистора β .

Коэффициент усиления по напряжению каскада с общим эмиттером

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{E_\Gamma}; \quad (3.23)$$

$$U_H = I_H \cdot R_H, E_\Gamma = I_{\text{ВХ}} \cdot (R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}); \quad (3.24)$$

$$K_U = \frac{I_H R_H}{I_{\text{ВХ}} (R_\Gamma + R_{\text{ВХ}})} = K_I \cdot \frac{R_H}{R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}}. \quad (3.25)$$

Подставляя выражение (3.22) для K_I , получим

$$K_U \approx \beta \cdot \frac{R_K \| R_H}{R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}}. \quad (3.26)$$

Коэффициент усиления по напряжению тем больше, чем выше коэффициент β транзистора и сопротивление выходной цепи по сравнению с сопротивлением входной цепи каскада. В частности, K_U возрастает с уменьшением внутреннего сопротивления источника сигнала. $K_U \approx 20...100$.

Усилительный каскад с общим эмиттером осуществляет поворот по фазе на 180° выходного напряжения относительно входного, поэтому иногда значение K_U отрицательно.

Коэффициент усиления по мощности в схеме каскада с общим эмиттером

$$K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_I \cdot K_U \approx (0,2 \div 5) \cdot 10^3. \quad (3.27)$$

Выходное сопротивление каскада рассчитывают относительно его выходных зажимов:

$$R_{\text{вых}} = R_K \parallel r_K^*. \quad (3.28)$$

Поскольку $r_K^* \gg R_K$, выходное сопротивление каскада с общим эмиттером определяется величиной R_K .

Контрольные вопросы

1. Какое устройство называется усилителем?
2. Объясните назначение элементов в схеме усилительного каскада.
3. Каковы основные электрические параметры и характеристики усилителя?
4. С помощью графических построений на входной и выходной характеристиках транзистора объясните принцип работы усилительного каскада в режиме класса А.
5. Нарисуйте амплитудно-частную характеристику усилительного каскада. Как определяют полосу пропускания усилителя?
6. Объясните переход от принципиальной схемы (рис. 3.1) к эквивалентной схеме замещения усилительного каскада (рис. 3.3).
7. Проведите анализ схем замещения по постоянному и переменному току усилительного каскада на транзисторе с ОЭ.
8. Как изменится коэффициент усиления по напряжению транзисторного каскада с ОЭ, если изменить: а) сопротивление R_K ; б) напряжение питания $E_{\text{П}}$; в) сопротивление R_9 ?

Задача

Рассчитать каскад транзисторного усилителя напряжения с общим эмиттером, принципиальная схема которого изображена на рис. 3.1, и определить h -параметры выбранного типа транзистора.

Исходные данные для расчета. Амплитуда напряжения на выходе каскада (напряжение на нагрузке) $U_{\text{вых},m} = 4 \text{ В}$; сопротивление нагрузки $R_H = 500 \text{ Ом}$; нижняя граничная частота $f_H = 100 \text{ Гц}$; допустимое значение коэффициента частотных искажений каскада в области низких частот $M_H = 1,2$; напряжение источника питания $E_{\text{пит}} = 12 \text{ В}$.

В результате расчета должны быть определены: тип транзистора; режим работы транзистора; сопротивление коллекторной нагрузки

ки R_k ; сопротивление в цепи эмиттера R_e ; сопротивление делителя напряжения R_1 и R_2 ; емкость разделительного конденсатора C_p ; емкость блокирующего конденсатора в цепи эмиттера C_e ; коэффициент усиления каскада по напряжению; коэффициент усиления каскада в малосигнальном режиме работы без нагрузки и с нагрузкой.

Примечание. Считать, что каскад работает в комнатных условиях ($T_{\min} = 15^\circ\text{C}$; $T_{\max} = 25^\circ\text{C}$). В связи с этим при расчете влиянием температуры на режим транзистора пренебречь.

Методические указания к выполнению задания

1. Выберем тип транзистора, руководствуясь следующими соображениями:

$$U_{K\dot{\varnothing}\text{ доп}} \geq (1,1 \div 1,3) E_{\text{num}},$$

где $U_{K\dot{\varnothing}\text{ доп}}$ — наибольшее допустимое напряжение между коллектором и эмиттером, приводится в справочниках;

$$I_{K\text{ доп}} > 2I_{Hm} = 2 \frac{U_{\text{вых } m}}{R_H},$$

где I_{Hm} — наибольшая возможная амплитуда тока нагрузки; $I_{K\text{ доп}}$ — наибольший допустимый ток коллектора, приводится в справочниках.

Примечания:

а) Заданному диапазону температур удовлетворяет любой транзистор.

б) Для выбранного типа транзистора необходимо выписать из справочника значения коэффициентов усиления по току для схемы с ОЭ β_{\min} и β_{\max} (или $h_{21\ min}$ и $h_{21\ max}$). В некоторых справочниках дается коэффициент усиления по току α для схемы с общей базой (ОБ) и начальный ток коллектора I_{kh} , тогда $\beta = \alpha/(1 - \alpha)$. При выборе режима работы транзистора необходимо выполнения условия $I_{k\ min} \geq I_{kh}$.

в) Для каскадов усилителей напряжения обычно применяют мало мощные транзисторы. Выбор конкретного типа транзистора производится по справочной литературе. В табл. П1 Приложения 1 приведены допустимые параметры для ряда транзисторов.

В данном случае

$$U_{K\dot{\varnothing}\text{ доп}} \geq E_{\text{num}} = 1,2 \cdot 12 = 14,4 \text{ В};$$

$$I_{K \text{ доп}} > 2I_{Hm} = 2 \frac{U_{\text{вых } m}}{R_H} = 2 \frac{4}{500} = 0,016 \text{ A} = 16 \text{ mA.}$$

Выбираем по справочнику транзистор МП**, для которого $I_{K \text{ доп}} = 30 \text{ mA}$; $U_{K \text{ э доп}} = 15 \text{ В}$; $\beta_{\min} = 30$; $\beta_{\max} = 50$; $I_{K \text{ н}} = 25 \text{ мА}$.

2. Режим работы транзистора определяют по нагрузочной прямой, построенной на семействе выходных статических характеристик для включения транзистора с ОЭ. Построение нагрузочной прямой показано на рис. 3.4. Нагрузочная прямая строится по двум точкам: 0 — точка покоя (рабочая) и 1, определяемая значением напряжения источника питания $E_{\text{пит}}$. Координатами точки 0 являются ток покоя I_{K0} и напряжение на коллекторе, соответствующее областям нелинейных начальных участков выходных характеристик транзистора $U_{K \text{ э } 0}$. Для маломощных транзисторов можно принять $\Delta U_{K \text{ э }} = 0,5\text{--}1,0 \text{ В}$.

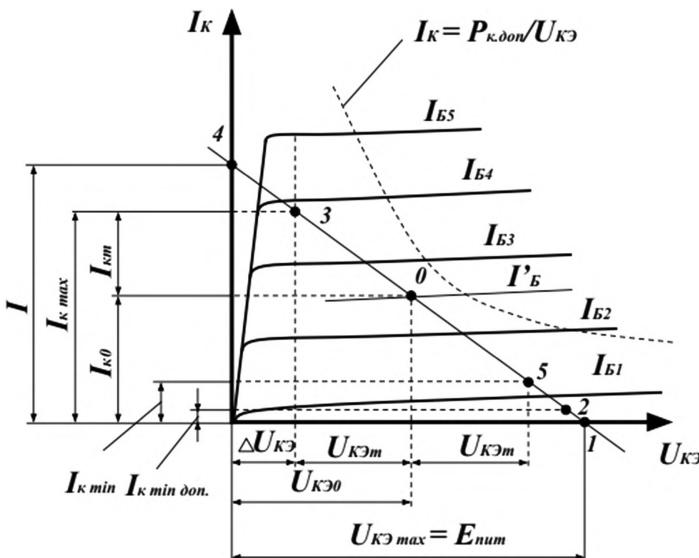


Рис. 3.4. Построение нагрузочной прямой на семействе выходных характеристик

Для построения нагрузочной прямой на семействе выходных характеристик транзистора МП** определим точку покоя (рабочую точку) транзистора:

$$I_{K0} = 1,2 I_{Hm} = 1,2 \cdot 8 = 9,6 \text{ mA};$$

$$U_{K\Theta 0} = U_{\text{вых.} m} + \Delta U_{K\Theta} = 4 + 1 = 5 \text{ В.}$$

Вторая точка нагрузочной прямой

$$U_{K\Theta \text{ max}} = E_{\text{num}} = 12 \text{ В.}$$

По этим точкам строится нагрузочная прямая. Нагрузочная характеристика должна быть ниже параболы максимальной мощности (см. рис. 3.4)

$$I_K = P_{K,\text{доп}} / U_{K\Theta},$$

где $P_{K,\text{доп}}$ — максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе.

3. Определим значения сопротивлений R_k и R_Θ . По выходным характеристикам (см. рис. 3.4) определим общее сопротивление в цепи эмиттер коллектор: $R_{\text{общ}} = R_k + R_{\Theta \text{ вх}}$

$$R_{\text{общ}} = E_{\text{num}} / I,$$

где I — ток, определяемый точкой пересечения нагрузочной прямой с осью токов (точка 4).

Принимая $R_\Theta = (0,15 \div 0,25) R_k$, получим: $R_k = R_{\text{общ}} / (1,15 \div 1,25)$, $R_\Theta = R_{\text{общ}} - R_k$.

По статическим выходным характеристикам транзистора МП** и построенной на них нагрузочной прямой находим $I = 18 \text{ mA}$. Далее вычисляем:

$$R_{\text{общ}} = 12 / (18 \cdot 10^{-3}) = 670 \text{ Ом};$$

$$R_K = R_{\text{общ}} / 1,2 = 670 / 1,2 = 560 \text{ Ом};$$

$$R_\Theta = R_{\text{общ}} - R_k = 670 - 560 = 110 \text{ Ом.}$$

4. Определим наибольшие амплитудные значения тока $I_{\text{вх.} m}$ и напряжения $U_{\text{вх.} m}$ входного сигнала, необходимые для обеспечения заданного значения $U_{\text{вх.} m}$. Задавшись наименьшим значением коэффициента усиления транзистора по току β_{\min} с учетом максимальной амплитуды $I_{k,m}$, определяемой по выходным характеристикам на рис. 3.4, получим:

$$I_{\text{вх}\,m} \approx I_{6\,m} = I_{K\,m} / \beta_{\min},$$

причем ток $I_{\text{вх}\,m}$ не должен превышать значения $(I_{6\,\text{max\,доп}} - I_{6\,\text{min\,доп}})/2$, где для маломощных транзисторов $I_{6\,\text{max\,доп}} \approx 1 \div 2 \text{ mA}$, $I_{6\,\text{min\,доп}} \approx 0,05 \text{ mA}$; I_{6m} — максимальная амплитуда тока базы.

На входной статической характеристике транзистора (рис. 3.5) определим положение точки покоя (рабочей точки): $U_{6\geq 0}$ и I_{60} . Ток покоя базы $I_{60} = I_b$ на рис. 3.4. По входной характеристике для данного значения тока найдем напряжение покоя $U_{6\geq 0}$.

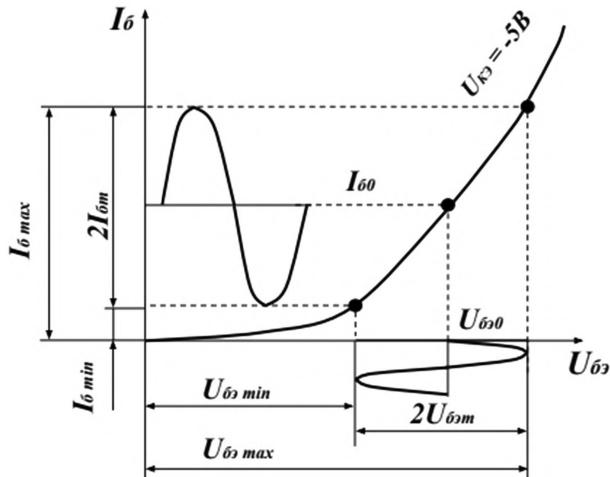


Рис. 3.5. Входная характеристика транзистора

Максимальное и минимальное значение тока базы $I_{6\,\text{max}}$ и $I_{6\,\text{min}}$:

$$I_{6\,\text{max}} = I_{60} + I_{6m}; \quad I_{6\,\text{min}} = I_{60} - I_{6m}.$$

Далее по входной характеристике транзистора (см. рис. 3.5) и найденным значениям $I_{6\,\text{min}}$ и $I_{6\,\text{max}}$ находим значение $2U_{\text{вх}\,m}$.

Для транзистора МП** наименьший коэффициент усиления по току (для схемы с ОЭ)

$$\beta_{\min} = 30,$$

тогда

$$I_{\text{вх}\,m} \approx I_{6m} = I_{K\,m} / \beta_{\min} = 14 / 30 = 0,47 \text{ mA}.$$

Из-за малого значения можно принять $I_{6 \text{ min доп}} \approx 0$. По выходной характеристике определяем $I_{60} = I'_6 = 0,5 \text{ mA}$. Далее вычисляем:

$$I_{6 \text{ max}} = I_{60} + I_{6m} = 0,5 + 0,47 = 0,97 \text{ mA};$$

$$I_{6 \text{ min}} = I_{60} - I_{6m} = 0,5 - 0,47 = 0,03 \text{ mA}.$$

По входной характеристике транзистора находим:

$$2U_{\text{вх } m} = 0,15 \text{ В.}$$

5. Определим входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ каскада по переменному току (без учета делителя напряжения R_1 и R_2):

$$R_{\text{вх}} = 2U_{\text{вх } m} / (2I_{6x \text{ m}}) \approx 2U_{\text{вх } m} / (2I_{6m}) = 0,15 / 0,94 \cdot 10^{-3} = 160 \text{ Ом.}$$

6. Рассчитаем сопротивления R_1 и R_2 . Для уменьшения шунтирующего действия делителя на входную цепь каскада по переменному току принимают: $R_{1-2} \geq (8 \div 12) R_{6x}$, где $R_{1-2} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$. Тогда

$$R_1 = E_{\text{num}} R_{1-2} / R_{\Theta} I_{\Theta} = E_{\text{num}} R_{1-2} / R_{\Theta} I_{K0};$$

$$R_2 = R_1 R_{1-2} / (R_1 - R_{1-2}).$$

В нашем случае:

$$R_{1-2} = 10 R_{\text{вх}} = 10 \cdot 160 = 1600 \text{ Ом};$$

$$R_1 = 12 \cdot 1600 / (110 \cdot 9,6 \cdot 10^{-3}) = 18100 \text{ Ом};$$

$$R_2 = 18100 \cdot 1600 / (18100 - 1600) = 1760 \text{ Ом.}$$

7. Определим емкость разделительного конденсатора C_p :

$$C_p = \frac{1}{2\pi f_H R_{\text{вых } m} \sqrt{M_H^2 - 1}}.$$

Здесь $R_{\text{вых } m} = R_{\text{вых } m} R_k / (R_{\text{вых } m} + R_k) + R_h$, где $R_{\text{вых } m}$ — выходное сопротивление транзистора, определяемое по выходным статическим характеристикам для схемы ОЭ. В большинстве случаев $R_{\text{вых } m} \gg R_k$, поэтому можно принять $R_{\text{вых } m} \approx R_k + R_h$.

Вычислим $R_{\text{вых } m} \approx 560 + 500 = 1060 \text{ Ом}$;

$$C_p = \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 1060 \sqrt{1,2^2 - 1}} = 2,28 \cdot 10^{-6} \Phi \approx 3 \text{ мкФ} .$$

8. Находим емкость конденсатора:

$$C_{\Theta} = 10 / (2\pi f_H R_{\Theta}) = 10 / (2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 110) = 159 \cdot 10^{-6} \Phi = 159 \text{ мкФ} .$$

9. Вычислим коэффициент усиления каскада по напряжению:

$$K_u = U_{\text{вых}\,m} / U_{\text{вх}\,m} = 4 / 0,075 = 53 .$$

10. При анализе транзисторных усилителей широкое распространение получили h -параметры. Электрическое состояние транзистора, выключенного по схеме с общим эмиттером, характеризуется четырьмя величинами: I_6 , $U_{6\Theta}$, I_K и $U_{K\Theta}$. Из практических соображений удобно выбирать в качестве независимых значений $U_{K\Theta}$ и I_6 , тогда

$$U_{6\Theta} = f_1(I_6, U_{K\Theta}) \text{ и } I_K = f_2(I_6, U_{K\Theta}) .$$

В усилительных схемах входным и выходным сигналами являются приращения входных и выходных напряжений и токов. В пределах линейной части характеристик для приращений $\Delta U_{6\Theta}$ и ΔI_K справедливы равенства:

$$\Delta U_{6\Theta} = h_{11\Theta} \cdot I_6 + h_{12\Theta} \cdot U_{K\Theta};$$

$$\Delta I_K = h_{21\Theta} \cdot I_6 + h_{22\Theta} \cdot U_{K\Theta}, \quad (3.29)$$

где h -параметры — это частные производные, которые легко найти по семейству входных и выходных характеристик транзистора, включенного по схеме с ОЭ. На практике производные заменяются отношением малых приращений соответствующих величин, взятых в окрестности рабочей точки, при $U_{K\Theta} = \text{const}$ или $I_6 = \text{const}$:

$$\begin{cases} h_{11\Theta} = \Delta U_{6\Theta} / \Delta I_6 \text{ при } U_{K\Theta} = \text{const} \ (\Delta U_{K\Theta} = 0); \\ h_{12\Theta} = \Delta U_{6\Theta} / \Delta U_{K\Theta} \text{ при } I_6 = \text{const} \ (\Delta I = 0); \\ h_{21\Theta} = \Delta I_K / \Delta I_6 \text{ при } U_{K\Theta} = \text{const} \ (\Delta U_{K\Theta} = 0); \\ h_{22\Theta} = \Delta I_K / \Delta U_{K\Theta} \text{ при } I_6 = \text{const} \ (\Delta I_6 = 0). \end{cases} \quad (3.30)$$

Параметр $h_{11\Theta}$ представляет собой дифференциальное входное сопротивление транзистора малому переменному току. Он определяется

по входной характеристике транзистора. Безразмерный параметр $h_{12\Theta}$ является коэффициентом обратной связи по напряжению. Его значение очень мало ($h_{12\Theta} = 0,002 - 0,0002$), поэтому при практических расчетах его можно полагать равным нулю. $h_{21\Theta}$ — безразмерный коэффициент передачи по току, характеризующий усилительные свойства транзистора при постоянном напряжении на коллекторе. Определяется по выходным характеристикам транзистора. $h_{22\Theta}$ характеризует дифференциальную выходную проводимость транзистора при постоянном токе базы, определяется по выходным характеристикам транзистора. h -параметры хорошо описывают работу транзистора в области низких и средних частот в малосигнальном режиме работы, когда амплитуды переменных токов и напряжений много меньше их постоянных значений.

В соответствии с уравнением (3.29) на рис. 3.6 приведена схема замещения транзистора для переменных составляющих токов и напряжений при $h_{21\Theta} = 0$.

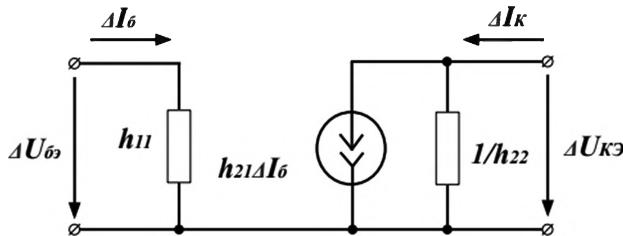


Рис. 3.6. Схема замещения транзистора с h -параметрами

Для расчета усилителя необходимо определить h -параметры вблизи рабочей точки по семействам соответствующих характеристик. При этом коэффициент усиления усилителя по напряжению в режиме холостого хода будет равен:

$$K_{U_x} = \frac{h_{21\Theta}}{h_{11\Theta}} \frac{R_k}{1 + h_{22\Theta} R_k} \approx \frac{h_{21\Theta}}{h_{11\Theta}} R_k, \quad (3.31)$$

а при нагрузке R_h :

$$K_u = K_{U_x} \frac{R_h}{R_h + R_k}. \quad (3.32)$$

Для выбранного при расчете типа транзистора необходимо вычислить по (3.30) h -параметры в рабочей точке и коэффициенты усиления усилителя в малосигнальном режиме по (3.31) и (3.32).

Контрольные задания

По исходным данным табл. 3.1 рассчитать каскад транзисторного усилителя напряжения с общим эмиттером и определить h -параметры выбранного типа транзистора. Предельные значения параметров транзисторов (на основании справочника по транзисторам) представлены в табл. П1 Приложения 1.

Таблица 3.1

Варианты задания

№ варианта	Данные для расчета				
	$U_{\text{вых},m}$, В	R_H , Ом	f_H , Гц	$E_{\text{пит}}$, В	M_H
1	3,0	600	100	12	1,20
2	2,0	400	90	16	1,20
3	1,0	250	120	9	1,25
4	5,0	450	200	27	1,30
5	8,0	350	150	12	1,30
6	2,4	600	180	3	1,25
7	3,4	550	160	12	1,25
8	1,6	280	160	6	1,20
9	4,0	590	170	17	1,20
10	2,2	440	110	9	1,40
11	3,4	600	150	12	1,40
12	1,5	200	60	3	1,30
13	1,7	250	70	6	1,30
14	1,8	300	80	9	1,30
15	2,0	350	90	12	1,20
16	2,1	400	120	15	1,20
17	2,3	450	140	18	1,20
18	2,5	480	150	24	1,40
19	2,7	500	160	27	1,40
20	2,8	520	170	24	1,40
21	3,0	540	180	20	1,35
22	3,1	550	200	18	1,35

Окончание табл. 3.1

№ варианта	Данные для расчета				
	$U_{\text{вых},m}$, В	R_H , Ом	f_H , Гц	$E_{\text{пит}}$, В	M_H
23	3,2	580	220	15	1,25
24	3,5	560	230	12	1,25
25	3,6	480	250	9	1,20
26	1,8	320	270	6	1,30
27	3,0	600	300	15	1,20
28	4,0	500	200	12	1,30
29	5,0	520	250	10	1,35
30	6,5	640	280	18	1,25

В результате расчета должны быть определены: тип транзистора; режим работы транзистора; сопротивление коллекторной нагрузки R_K ; сопротивление в цепи эмиттера R_Θ ; сопротивление делителя напряжения R_1 и R_2 ; емкость разделительного конденсатора C_p ; ёмкость блокирующего конденсатора в цепи эмиттера C_Θ ; коэффициент усиления каскада по напряжению; коэффициент усиления каскада в малосигнальном режиме работы без нагрузки и с нагрузкой.

4. РАСЧЕТ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

4.1. ХАРАКТЕРИСТИКИ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

Операционный усилитель (ОУ) — это усилитель постоянного тока, который характеризуют следующие параметры:

- высокий коэффициент усиления, величина которого находится в пределах 10^3 – 10^6 ;
- высокие значения входного сопротивления, обычно равные 10^3 – 10^7 Ом;
- низкие значения выходного сопротивления, находящиеся в пределах от единиц Ом до нескольких сотен Ом.

ОУ имеет два входа: инвертирующий и неинвертирующий, которые образуют дифференциальный вход ОУ, и один общий выход. Современные ОУ имеют интегральное исполнение и состоят из трех усилительных каскадов: дифференциального усилителя, промежуточного каскада и эмиттерного повторителя.

На рис. 4.1 представлено условное обозначение ОУ. Кроме выводов для подачи и съема сигналов, ОУ имеет выводы для подключения источника постоянного напряжения ($+E_n$ и $-E_n$), энергия которого преобразуется при усилении сигнала.

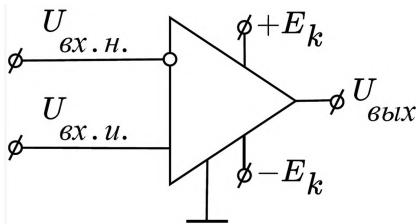


Рис. 4.1. Условное обозначение ОУ

Важнейшей характеристикой ОУ является передаточная (амплитудная) характеристика, вид которой приведен на рис. 4.2. Она имеет

две ветви, соответствующие неинвертирующему и инвертирующему входам.

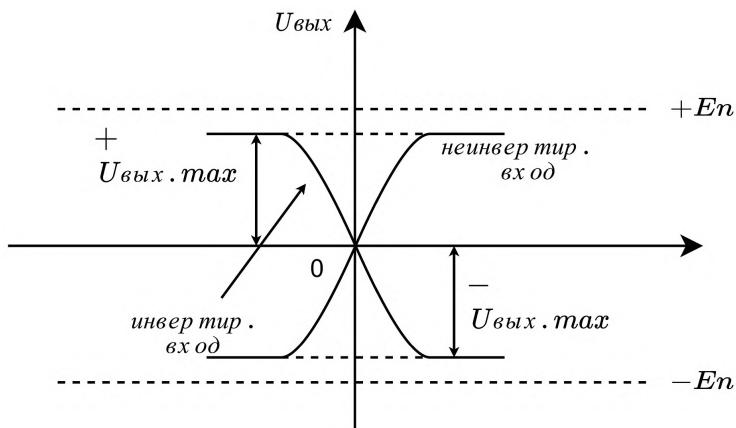


Рис. 4.2. Передаточная характеристика ОУ

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ОУ (рис. 4.3) является типичной для усилителей постоянного тока. Уменьшение коэффициента усиления имеет место лишь в области высоких частот и обусловлено, в основном, частотной зависимостью параметров транзисторов в схеме ОУ. Полоса пропускания частот ОУ, в которой допускается уменьшение коэффициента усиления по мощности в два раза, обычно составляет десятки мегагерц. Это обеспечивает усиление без существенных искажений сигналов, обычно используемых в информационной технике.

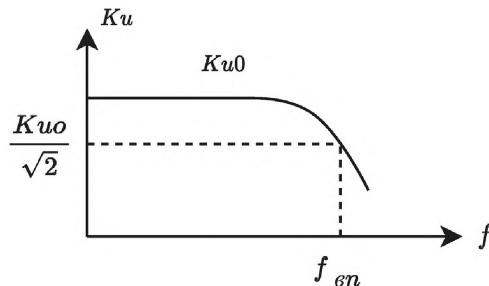


Рис. 4.3. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ОУ

Приведенные на рис. 4.2 передаточные характеристики проходят через нуль, что имеет место в сбалансированных ОУ. В реальных ОУ условие баланса обычно не выполняется. В качестве параметра, характеризующего разбалансированность ОУ, принимается входное напряжение смещения нуля, равное величине напряжения, которое необходимо подать на вход ОУ для обеспечения баланса (величина $U_{см}$ на рис. 4.4). Основной причиной разбаланса является хотя небольшой, но наблюдающийся разбаланс параметров элементов, входящих в мостовую часть схемы дифференциального усилительного каскада.

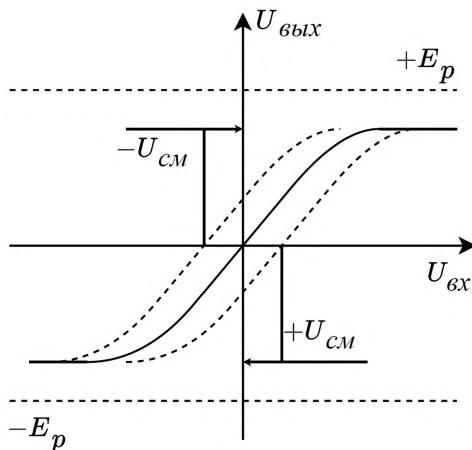


Рис. 4.4. К определению напряжения смещения

В табл. 4.1 приведены параметры ряда типичных ОУ.

Таблица 4.1

Параметры операционных усилителей

Параметр	140УД2	140УД6	140УД7	153УД1
E_k , В	12,6	12,6	15	15
K	35 000–150 000	35 000	35 000	20 000–80 000
$U_{вых}$, В, не менее	10	10	11,5	10
$R_{вх}$, кОм, не менее	300	300	400	100
$R_{вых}$, Ом, не более	—	—	—	200
$U_{см}$, мВ, не более	5	5	4	5
$I_{см}$, мКА, не более	0,7	0,75	0,2	0,6

4.2. АНАЛОГОВЫЕ СХЕМЫ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОУ

ОУ нашли широкое применение при построении аналоговых функциональных узлов в различных системах автоматики.

В аналоговых схемах используются режимы работы операционного усилителя в пределах линейного участка его передаточной характеристики. В этих схемах ОУ, коэффициент усиления которого весьма велик, охватывается глубокой отрицательной обратной связью. Поэтому величины их выходных параметров не зависят от значений электрических параметров ОУ, а определяются значениями параметров других элементов схемы.

Анализ работы схем с применением ОУ целесообразно проводить на основе идеального представления об ОУ, который характеризуется бесконечно большими значениями коэффициента усиления и входного сопротивления, а также нулевым входным сопротивлением. Также считается, что обеспечен баланс ОУ, и полностью отсутствует дрейф нуля.

Схема инвертирующего усилителя приведена на рис. 4.5, а. Входное напряжение через резистор подаётся на инвертирующий вход ОУ, а отрицательная обратная связь включает в себя резистор R_{oc} . Неинвертирующий вход ОУ заземлён.

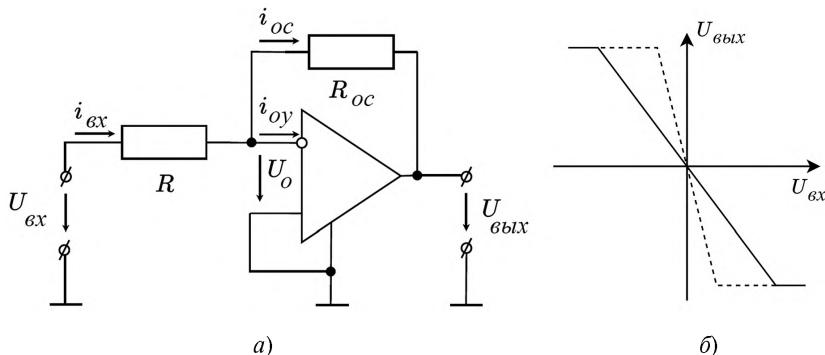


Рис. 4.5. Инвертирующий усилитель на ОУ (а)
и его передаточная характеристика (б)

Величина коэффициента усиления инвертирующего усилителя определяется параметрами только пассивной части схемы рис. 4.5, а. Знак «минус» означает инверсию сигнала при его усилении

$$K_{\text{и инв}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = -\frac{R_{\text{oc}}}{R}. \quad (4.1)$$

При выборе $R_{\text{oc}} = R$, $K_{\text{и инв}} = -1$, и схема будет проявлять свойства инвертора сигнала.

Уменьшение коэффициента усиления инвертирующего усилителя относительно $K_{\text{и оу}}$ обусловлено действием отрицательной обратной связи, в результате чего на выходе ОУ действует напряжение $U_{\text{вх}}$, а величина, уменьшенная на величину напряжения, подаваемого на вход ОУ по обратной связи, т.е. $U_{\text{вх}} - U_{\text{oc}}$.

Передаточная характеристика инвертирующего усилителя (рис. 4.5, б) отличается от аналогичной характеристики ОУ тем, что имеет одну ветвь с существенно меньшим наклоном участка, соответствующего линейному режиму, который определяется соотношением (4.1). В результате обеспечивается увеличение области значений напряжения входного сигнала, усиливаемого без нелинейных искажений.

Схема неинвертирующего усилителя приведена на рис. 4.6, а. Напряжение входного сигнала $U_{\text{в}}$ подаётся на неинвертирующий вход ОУ. Напряжение обратной связи U_{oc} подаётся на инвертирующий вход ОУ через делительную цепочку, составленную из резисторов R_{oc} и R .

$$U_{\text{oc}} = U_{\text{вых}} \frac{R}{R + R_{\text{oc}}}. \quad (4.2)$$

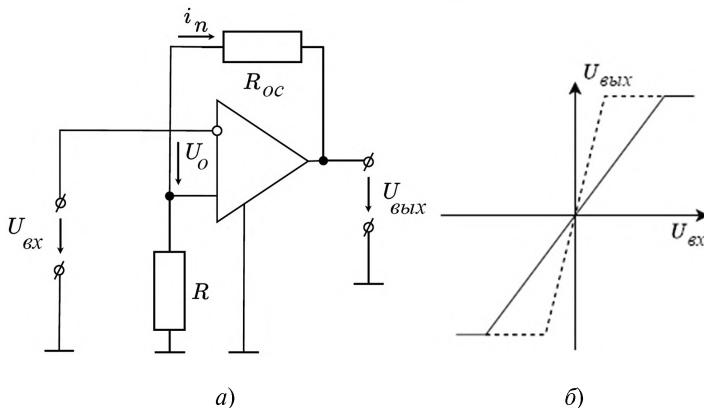


Рис. 4.6. Неинвертирующий усилитель на ОУ (а) и его передаточная характеристика (б)

Так как $U_{\text{вх}} = U_{\text{вых}}$, соотношение для расчёта коэффициента усиления неинвертирующего усилителя можно записать как

$$K_{\text{и неинв}} = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R}{R + R_{\text{oc}}}. \quad (4.3)$$

Видно, что величина $K_{\text{и неинв}}$ не зависит от параметров ОУ. При $R_{\text{oc}} = 0$ и $R_{\text{oc}} \rightarrow \infty$, т.е. исключении резистора R из схемы $K_{\text{и неинв}} = 1$, и неинвертируемый усилитель трансформируется в повторитель.

На рис. 4.6, б приведена передаточная характеристика неинвертирующего усилителя, в котором, как и в инвертирующем, обеспечивается увеличение области значений входного напряжения, и усиление сигнала происходит без искажений.

Большим достоинством рассмотренных выше усилителей является высокая стабильность их коэффициентов усиления. Это объясняется действием отрицательной обратной связи.

Схема *инвертирующего сумматора* (рис. 4.7) выполнена по типу схемы инвертирующего усилителя, но её входная часть представляет собой n параллельных ветвей, каждая из которых содержит резистор $R_i = 1, 2 \dots n$, где n — число сигналов, подлежащих суммированию.

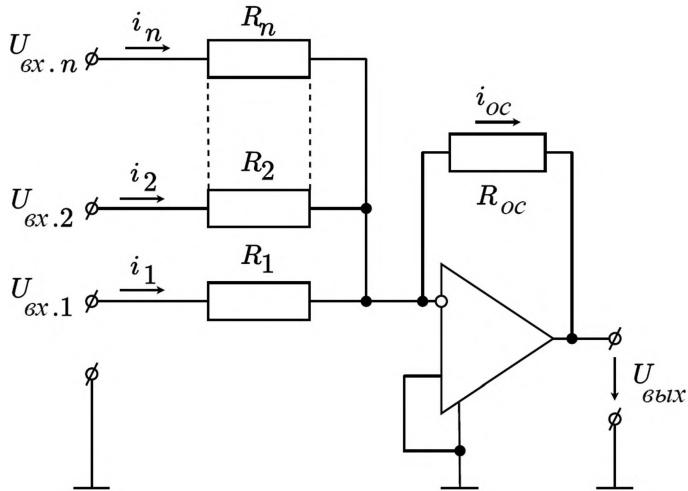


Рис. 4.7. Инвертирующий сумматор на ОУ

Поскольку к узлу на входе ОУ приходит не один ток, а n токов, то

$$i_{\text{oc}} = \sum_{j=1}^n i_j. \quad (4.4)$$

Поэтому

$$\sum_{j=1}^n \frac{U_{\text{вх}j}}{R_j} = -\frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{oc}}}. \quad (4.5)$$

Откуда

$$U_{\text{вых}} = -R_{\text{oc}} \sum_{j=1}^n \frac{U_{\text{вх}j}}{R_j}. \quad (4.6)$$

Знак «минус» указывает на изменение полярности выходного сигнала относительно суммарного входного.

Из соотношения (4.6) следует, что схема на рис. 4.7 производит суммирование сигналов с соответствующим весовым коэффициентом для каждого из слагаемых. Для этого необходимо определенным образом подобрать величины сопротивлений резисторов R_i во входных ветвях. Если сопротивления резисторов одинаковы, то сумматор может осуществить суммирование входных сигналов одновременно с их усилением. Для простого суммирования сопротивления всех резисторов схемы должны быть равны

$$R_1 = R_2 = \dots = R_n = R_{\text{oc}}.$$

Неинвертирующий сумматор, схема которого представлена на рис. 4.8, отличается от схемы неинвертирующего усилителя лишь наличием параллельных ветвей на неинвертирующем входе ОУ. Каждая из этих ветвей содержит резисторы $R_j, j=1, 2, \dots, n$, а n — число суммируемых сигналов.

Поскольку входное сопротивление ОУ близко к бесконечности, ток на входе ОУ, являющийся в схеме рис. 4.8 суммой токов всех входных ветвей, равен нулю. Поэтому

$$\sum_{j=1}^n \frac{U_{\text{вх}j} - U_N}{R_j} = 0, \quad (4.7)$$

где U_N — напряжение на неинвертирующем входе ОУ. Откуда

$$U_N = \frac{\sum_{j=1}^U \frac{U_{\text{вх},j}}{R_j}}{\sum_{j=1}^U \frac{1}{R_j}}. \quad (4.8)$$

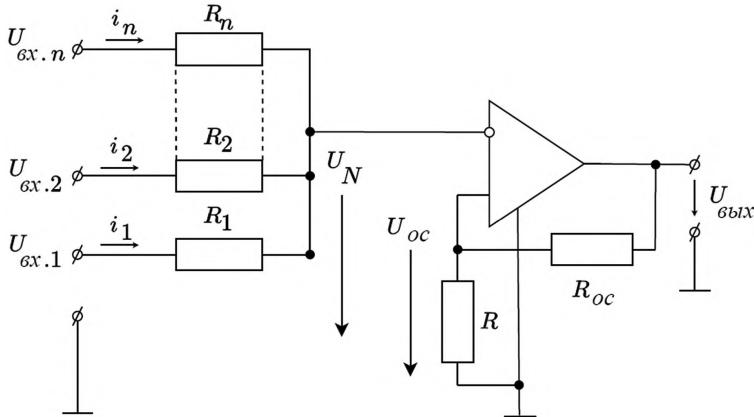


Рис. 4.8. Неинвертирующий сумматор на ОУ

Величина этого напряжения, как отмечалось выше, совпадает с величиной напряжения на инвертирующем входе ОУ, которая для рассматриваемой схемы определяется соотношением (4.2). Поэтому

$$U_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{R_{\text{oc}}}{R}\right) \frac{\sum_{j=1}^U \frac{U_{\text{вх},j}}{R_j}}{\sum_{j=1}^U \frac{1}{R_j}}. \quad (4.9)$$

Таким образом, схема рис. 4.8 в общем случае может суммировать сигналы с учётом весовых коэффициентов для каждого из слагаемых. При равенстве величин R_j соотношение (4.9) упрощается

$$U_{\text{вых}} = \left(1 + \frac{R_{\text{oc}}}{R}\right) \sum_{j=1}^n U_{\text{вх},j}. \quad (4.10)$$

Для проведения простого суммирования сигналов необходимо выбрать сопротивления резисторов R и R_{oc} такими, чтобы

$$R_{\text{oc}} = (n - 1)R.$$

Интегратор (рис. 4.9) строится на базе схемы рис. 4.5, а при замене резистора в цепи обратной связи на конденсатор C . Как и в схеме инвертирующего усилителя для узла на входе ОУ можно записать

$$i_c = i_{\text{вх}}. \quad (4.11)$$

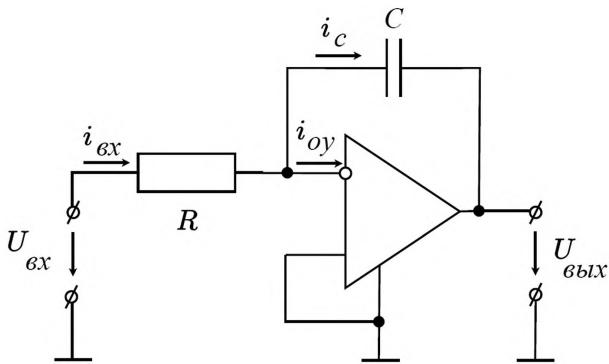


Рис. 4.9. Интегратор на ОУ

Поскольку ток i_c обусловлен зарядом конденсатора при подаче входного сигнала, соотношение (4.11) может быть представлено в виде:

$$-C \frac{dU_{\text{вых}}}{dt} = \frac{U_{\text{вх}}}{R}.$$

Откуда

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt + U_{\text{вых}0},$$

где $U_{\text{вых}0}$ — выходное напряжение при $t = 0$. Отсчёт времени обычно ведётся с момента поступления на вход интегратора сигнала, т.е. $U_{\text{вых}} = 0$ при $t = 0$. Поэтому

$$U_{\text{вых}} = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}} dt. \quad (4.12)$$

Таким образом, интегратор наряду с изменением полярности сигнала осуществляет изменение его формы (рис. 4.10). Это свойство интегратора используется для формирования импульсов специального

вида, например пилообразного, для получения которого на вход интегратора необходимо подать прямоугольный импульс. Наклон «пилы» определяется амплитудой прямоугольного импульса и постоянной времени переходного процесса $\tau = RC$ заряда конденсатора.

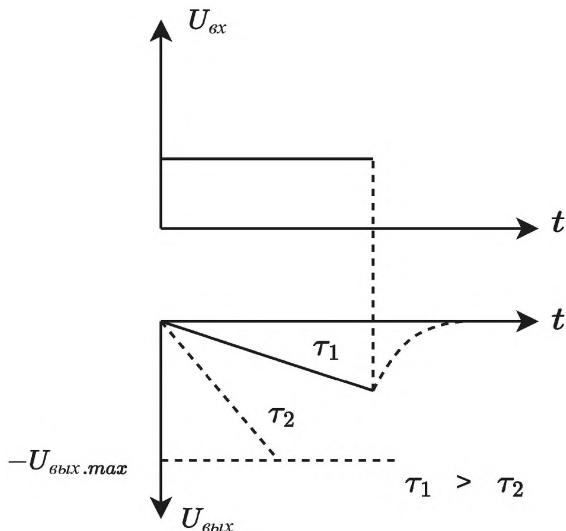


Рис. 4.10. Искажение выходного сигнала при переходе ОУ в режим насыщения

В рассматриваемых устройствах используются участки передаточной характеристики ОУ, где осуществляется его работа в линейном режиме. Поэтому уровень входного сигнала и величины пассивных элементов схемы должны выбираться такими, чтобы к концу импульса выходное напряжение не достигало максимального значения, т.е. чтобы ОУ не переходил в режим насыщения. Если это будет иметь место, произойдёт искажение выходного сигнала, что иллюстрируется на рис. 4.10 пунктиром (постоянная $\tau = RC$ — малая величина).

После окончания импульса конденсатор C разряжается. Только после полного его разряда во избежание искажения процесса интегрирования может быть подан очередной импульс входного сигнала. Для уменьшения времени разряда параллельно конденсатору подключается транзисторный ключ, закорачивающийся после окончания входного импульса.

Контрольные вопросы

1. Каково устройство ОУ? Каковы основные свойства ОУ?
2. Каковы основные характеристики ОУ? Каковы их особенности?
3. Провести сравнение амплитудной характеристики усилителя, работающего в режиме класса А, и передаточной характеристики ОУ.
4. Какие участки передаточной характеристики ОУ используются в аналоговых устройствах?
5. Каково основное свойство ОУ, обуславливающее его использование в схемах с отрицательной обратной связью?
6. Представьте схемы на ОУ:
 - инвертирующего усилителя;
 - инвертирующего сумматора;
 - неинвертирующего усилителя;
 - неинвертирующего сумматора;
 - интегратора.
- Каковы физические предпосылки работы этих схем?
7. С чем связано изменение полярности сигнала на выходе инвертирующих сумматора у усилителя, а так же интегратора относительно полярности входного сигнала?
8. Какие участки передаточной характеристики ОУ используются при построении усилителей, сумматоров и интегратора?
9. Какие свойства ОУ используются при выводе соотношений для расчёта основных электрических параметров усилителя, сумматора, интегратора?
10. Показать, что схемы инвертирующего и неинвертирующего усилителей являются частными случаями инвертирующего и неинвертирующего сумматоров соответственно.
11. Какова должна быть величина параметров элементов схемы интегратора для обеспечения его нормальной работы?
12. С чем связано ограничение полосы пропускания ОУ в области высоких частот?

Контрольные задания

На два входа схемы, собранной на ОУ, одновременно подаётся два прямоугольных импульса длительностью t_n и амплитудами U_{bx1} и U_{bx2} . Определить зависимость напряжения сигнала в течение импульса

Таблица 4.2

Варианты задания

Вариант	Схема	$U_{\text{bx}1}$, мВ	$U_{\text{bx}2}$, мВ	t_n , мс	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_3 , кОм	R_4 , кОм	R_5 , кОм	R_6 , кОм	R_7 , кОм	R_8 , кОм	C_1 , мкФ	C_2 , мкФ
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	1	80	100	100	20	18	2	4	2	40	20	10	3	—
2	2	200	150	100	18	20	9	4	7,5	12	2	2	—	29
3	3	160	220	120	17	2	27	5,3	1,8	29	36	12	16	—
4	4	170	190	80	30	2	17	3	7	23,5	4	15	—	25
5	5	250	160	60	16	22	4,2	4	5	26	2	10	—	12
6	1	-80	-100	100	20	18	2	4	2	40	20	—	100	3
7	2	-200	-150	120	18	20	9	4	7,5	12	2	29	2	—
8	3	-160	-220	80	17	2	27	5,3	1,8	29	36	—	12	16
9	4	-170	-190	58	30	2	17	3	7	23,5	4	25	15	—
10	5	-250	-160	120	16	22	4,2	4	5	26	2	12	10	—
11	4	-170	-190	66	28	2,5	21	2,5	8	25,5	4,5	27	13	—
12	3	-160	-220	180	15	1,8	25	4,8	2,2	27	34	—	11	34
13	2	200	-150	200	16	18	11	3	8	15	3	31	2,3	—
14	1	80	-100	140	18	22	2,5	5,3	2,6	30	22	—	7	2
15	5	250	-160	140	18	23	3	5	7	29	3	14	12	—
16	1	-80	100	100	20	18	2	4	2	40	20	—	10	3
17	2	-200	150	120	18	20	9	4	7,5	12	2	29	2	—
18	3	-160	220	80	17	2	27	5,3	1,8	29	36	—	12	16
19	4	-170	190	58	30	2	17	3	7	23,5	4	25	—	15
20	5	-250	160	120	16	22	4,2	4	5	26	2	12	—	—
21	4	170	190	66	28	2,5	21	2,5	8	25,5	4,5	27	13	—

22	3	160	220	180	15	1,8	25	4,8	2,2	27	34	—	11	14
23	2	200	150	200	16	18	11	3	8	15	3	31	2,3	—
24	1	80	140	140	18	22	2,5	5,3	2,6	30	22	—	7	2
25	5	250	160	140	18	23	3	5	7	29	3	14	12	—
26	1	80	-100	100	20	18	2	4	2	40	20	—	10	3
27	2	-200	-150	100	16	18	11	3	8	15	3	31	2,3	—
28	3	-160	-220	180	15	1,8	25	4,8	2,2	27	34	—	11	14
29	4	-170	-190	66	18	2,5	21	2,5	8	25,5	4,5	27	13	—
30	5	200	-150	120	20	22	4,2	4	7,5	18	2	10	10	12

на выходе схемы. Состав схемы, параметры её элементов и входных импульсов приведены в табл. 4.2 и на схемах (рис. 4.11).

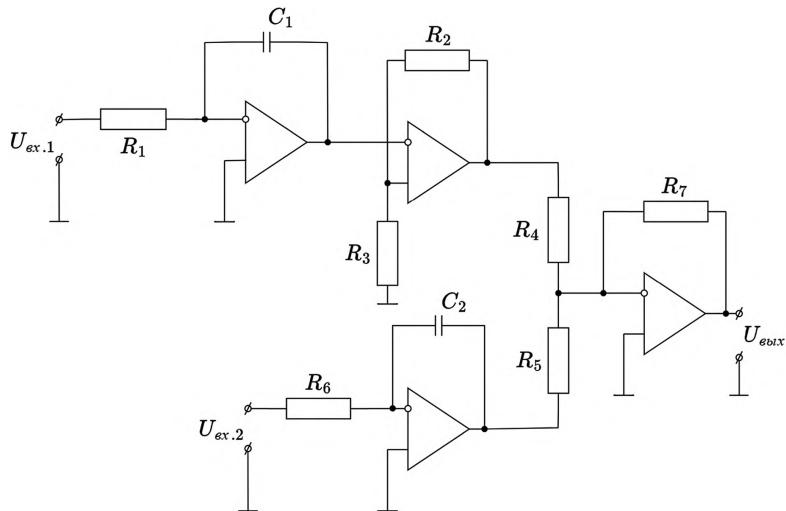


Схема 1

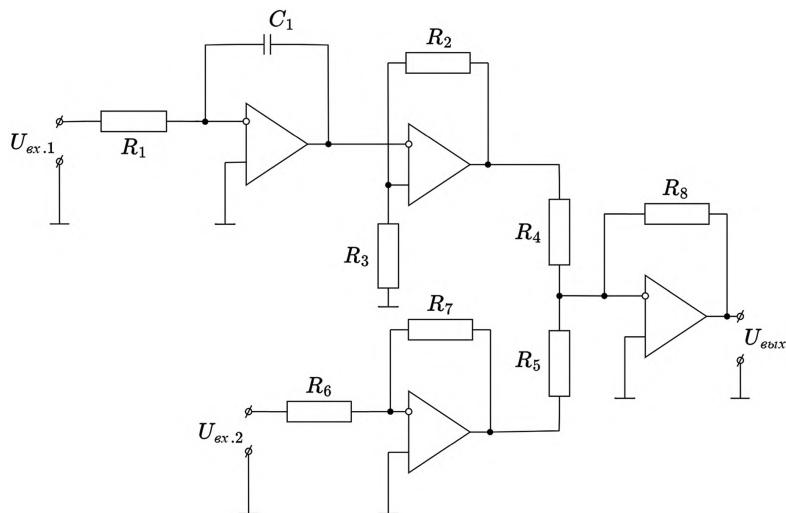


Схема 2

Рис. 4.11. Варианты схем аналоговых устройств на ОУ

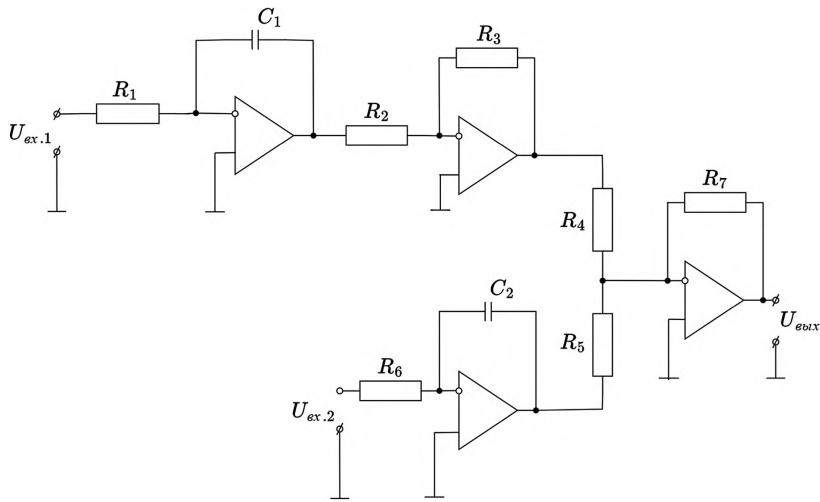


Схема 3

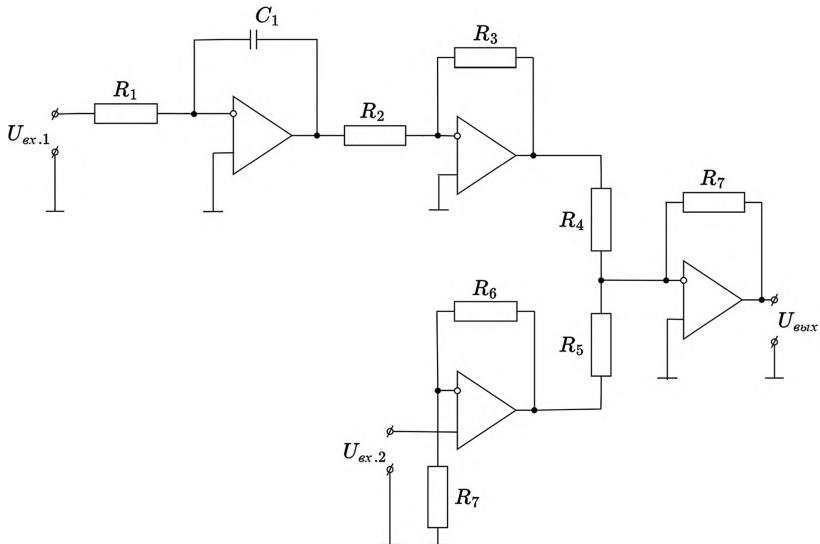


Схема 4

Рис. 4.11. Варианты схем аналоговых устройств на ОУ (*Продолжение*)

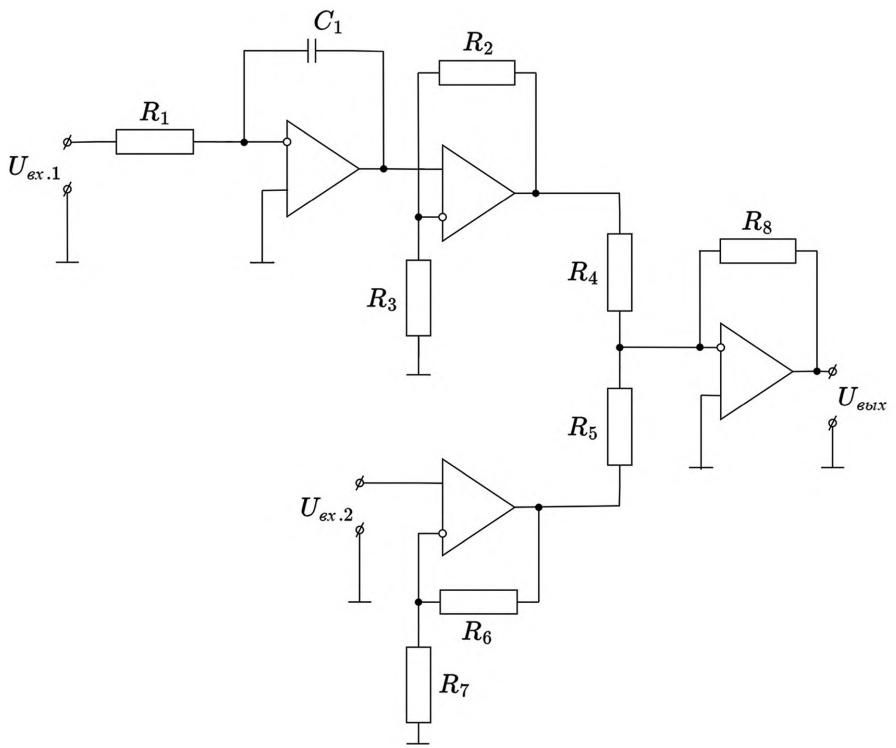


Схема 5

Рис. 4.11. Варианты схем аналоговых устройств на ОУ (*Окончание*)

5. РАСЧЕТ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ СИГНАЛОВ НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ И ПОСТРОЕНИЕ ЕГО ЛОГАРИФМИЧЕСКОЙ АМПЛИТУДНО-ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ (ЛАЧХ)

ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ

Передаточная функция — это отношение выходной величины системы к ее входной величине при начальных условиях. Это основная характеристика системы, по которой судят о ее свойствах.

Передаточная функция может быть записана в нескольких формах. Операторная форма, когда при записи дифференциальных уравнений вводится понятие оператора дифференцирования $p = \frac{d}{dt}$. Тогда передаточная функция это отношение оператора воздействия к собственному оператору.

Передаточную функцию в изображении по Лапласу можно получить из передаточной функции в операторной форме заменой оператора p на комплексное число $s = \alpha + j\omega$ (только в случае стационарных звеньев). Тогда передаточная функция в форме изображений Лапласа — это отношение изображения выходной величины к изображению входной величины при нулевых начальных условиях.

Так как полоса пропускания частот ОУ $\Delta f \rightarrow \infty$ (см. рис. 4.3), однаково усиливаются сигналы всего спектра входных частот, и требуемые частотные свойства реального преобразователя аналоговых сигналов можно получить введением дополнительных частотно зависимых звеньев. Эти звенья (рис. 5.1) могут быть включены либо последовательно во входную или выходную цепи ОУ, либо в цепь его обратной связи.

При описании частотных свойств преобразователя удобно пользоваться понятием его передаточной функции $W_{\text{Пр}}(p)$, фактически отражающей зависимость коэффициента передачи устройства от частоты входного сигнала.

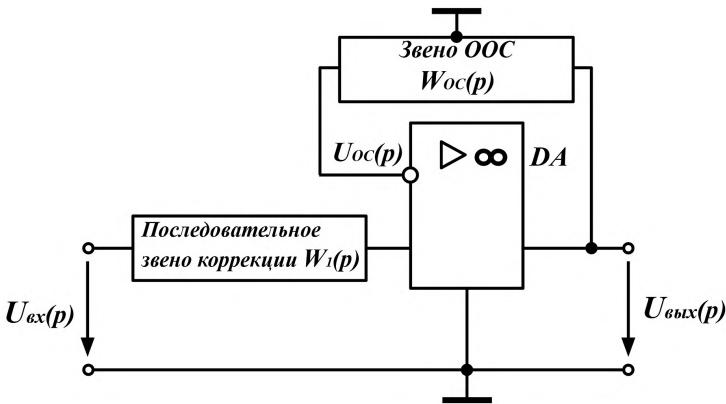


Рис. 5.1. Обобщенная схема преобразователя аналоговых сигналов на основе операционного усилителя

Учитывая, что входное сопротивление ОУ велико ($R_{\text{вх}} \rightarrow \infty$), можно полагать, что последовательное звено коррекции (см. рис. 5.1) работает по выходу в режиме холостого хода. Поэтому передаточную функцию всего устройства $W_{\text{ПР}}(p)$ можно представить в виде произведения передаточных функций последовательного звена коррекции $W_1(p)$ и операционного усилителя $W_{\text{OY}}(p)$, охваченного частотно зависимой цепью отрицательной обратной связи (ООС) с передаточной функцией $W_{\text{ОС}}(p)$, т.е.

$$W_{\text{ПР}}(p) = W_1(p)W_{\text{OY}}(p), \quad (5.1)$$

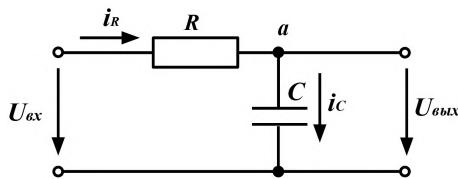
где передаточная функция ОУ с последовательной ООС по напряжению

$$W_{\text{OY}}(p) = \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{K_0}{1 + K_0 W_{\text{ОС}}(p)}. \quad (5.2)$$

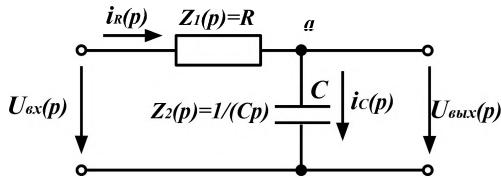
Здесь K_0 — коэффициент усиления ОУ (DA); $W_{\text{ОС}}(p)$ — передаточная функция звена ООС.

Определим передаточные функции $W_1(p)$ и $W_{\text{ОС}}(p)$ отдельных звеньев преобразователя.

Передаточную функцию звена коррекции $W_1(p)$ можно получить либо из дифференциального уравнения звена, либо используя его операторную схему замещения. Операторная схема замещения для звена коррекции (рис. 5.2, а) представлена на рис. 5.2, б.



a)



б)

Рис. 5.2. Звено коррекции (а), операторная схема замещения звена (б)

Выражение передаточной функция звена согласно правилу делителя напряжения имеет вид

$$\begin{aligned} W(p) &= \frac{U_{\text{вых}}(p)}{U_{\text{вх}}(p)} = \frac{Z_2(p) I_C(p)}{[Z_1(p) + Z_2(p)] I_C(p)} = \\ &= \frac{1/Cp}{R + 1/Cp} = \frac{1}{RCp + 1} = \frac{1}{tp + 1}. \end{aligned} \quad (5.3)$$

Передаточную функцию преобразователя $W_{\text{ПР}}(p)$ в общем случае можно представить в виде отношения двух многочленов, причем каждый из этих многочленов может быть записан в виде разложения по его собственным корням. Если корни многочленов действительные, то получим выражение:

$$W_{\text{ПР}}(p) = \frac{\prod_{i=1}^n W_i(p)}{\prod_{k=1}^m W_k(p)} = \frac{\prod_{i=1}^n (\tau_i p + 1)}{\prod_{k=1}^m (\tau_k p + 1)}, \quad m \geq n. \quad (5.4)$$

Интегральная ЛАЧХ может быть построена алгебраическим суммированием ЛАЧХ составляющих многочленов коэффициента передачи $W_{\text{ПР}}(p)$ преобразователя.

В качестве примера построим ЛАЧХ трех преобразователей (звеньев) аналоговых сигналов с передаточными функциями вида:

$$W_{AB}(p) = K_1 \frac{\tau_1 p + 1}{\tau_2 p + 1}, \quad W_C(p) = \tau_3 p \quad \text{и} \quad W_D(p) = \frac{1}{\tau_4 p}.$$

Представим передаточную функцию $W_{AB}(p)$ в виде произведения двух функций $W_A(p)$ и $W_B(p)$ соответственно двух последовательно соединенных звеньев:

$$W_{AB}(p) = W_A(p)W_B(p) = K_1 \frac{1}{\tau_2 p + 1} (\tau_1 p + 1).$$

Найдём выражение ЛАЧХ этих звеньев с передаточными функциями

$$W_A(p) = K_1 \frac{1}{\tau_2 p + 1} \quad \text{и} \quad W_B(p) = \tau_1 p + 1.$$

Характеристики звена с передаточной функцией $W_A(p) = K_1 \frac{1}{\tau_2 p + 1}$.

ЛАЧХ звена: $L_A(\omega) = 20 \lg |W_A(j\omega)| = 20 \lg K_1 - 20 \lg \sqrt{1 + (\tau_2 \omega)^2}$.

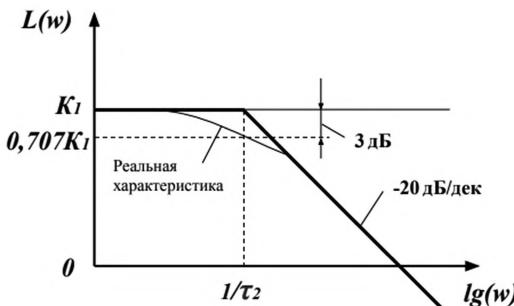


Рис. 5.3. ЛАЧХ звена с передаточной функцией $W_A(\omega) = K_1 / (\tau_2 p + 1)$

Полосой пропускания четырехполюсника называют диапазон частот, в котором его коэффициент передачи уменьшается не ниже 0,707 своего максимального значения, т.е. уменьшается не более, чем на 3 дБ. Из выражения функции $L_A(\omega)$ следует, что частота $\omega = 1/\tau_2$ является верхней границей полосы пропускания звена (рис. 5.3). Функция $L_A(\omega)$ линейно падает на 20 дБ при изменении частоты в 10 раз. Поэтому при построении ЛАЧХ удобно использовать логарифмический масштаб частоты. На частоте $\omega = 1/\tau_2$ коэффициент передачи устройства имеет значение, равное $0,707 K_1$.

Характеристики звена с передаточной функцией $W_B(\omega) = \tau_1 p + 1$.

$$L_B(\omega) = 20 \lg |W_B(j\omega)| = 20 \lg \sqrt{1 + (\tau_1 \omega)^2}.$$

Функция $L_B(\omega)$ звена показывает, что реальная характеристика $L_B(\omega)$ на частоте $\omega = 1/\tau_1$ отличается от асимптотической на 3 дБ (рис. 5.4). При изменении частоты в 10 раз характеристика звена $L_B(\omega)$ линейно увеличивается на 20 дБ.

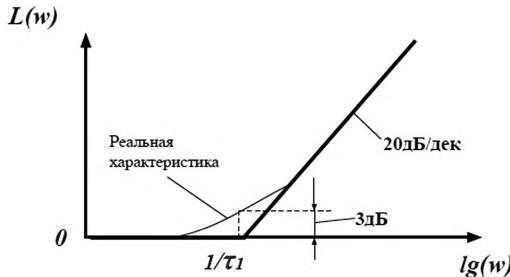


Рис. 5.4. ЛАЧХ звена с передаточной функцией $W_B(\omega) = \tau_1 p + 1$

Характеристика звена с передаточной функцией $W_C(p) = \tau_3 p$.

$$L_C(\omega) = 20 \lg |W_C(j\omega)| = 20 \lg (\tau_3 \omega).$$

Характеристика $L_C(\omega)$ звена во всем диапазоне частот ω имеет постоянный наклон 20 дБ/дек и пересекает ось частоты в точке $\omega = 1/\tau_3$ (рис. 5.5).

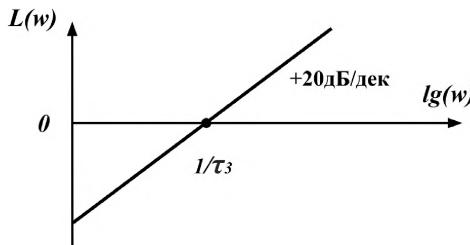


Рис. 5.5. ЛАЧХ звена с передаточной функцией $W_C(p) = \tau_3 p$

Характеристика звена с передаточной функцией $W_D(p) = \frac{1}{\tau_4 p}$.

$$L_D(\omega) = 20 \lg |W_D(j\omega)| = 20 \lg \left(\frac{1}{\tau_4 \omega} \right) = -20 \lg (\tau_4 \omega).$$

Характеристика $L_D(\omega)$ звена во всем диапазоне частот ω имеет постоянный наклон -20 дБ/дек и пересекает ось частоты в точке $\omega = 1/\tau_4$ (рис. 5.6).

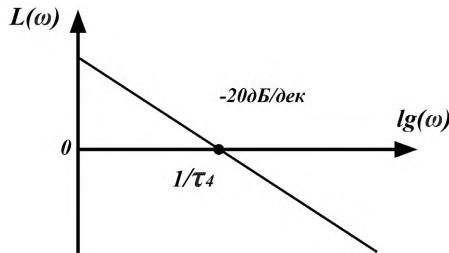


Рис. 5.6. ЛАЧХ звена с передаточной функцией $W_D(p) = \tau_4 p$

После разложения полиномов передаточной функции на элементарные полиномы строится асимптотическая ЛАЧХ неизменяемой части системы. Результирующие ЛАЧХ преобразователя представляют собой сумму соответствующих характеристик отдельных звеньев.

Задача

Построим ЛАЧХ преобразователя со следующими параметрами: последовательное звено коррекции — ЭЦ-1, звено ООС — ЭЦ-1, тип ОУ — вар. 2, параметры звеньев — вар. 1. С этой целью:

1. Вычерчиваем расчетную схему устройства, выбирая из рис. П.2.1 Приложения 2 звено с передаточной функцией ЭЦ-1, которое включено как во входную цепь ОУ, так и в цепь ООС ОУ с коэффициентом усиления K_0 (рис. 5.7).

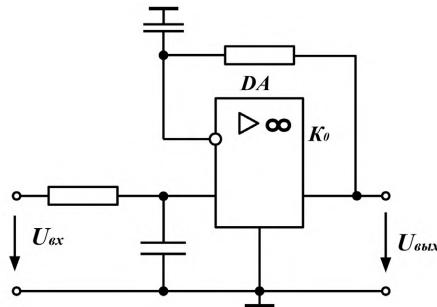


Рис. 5.7. Расчетная схема преобразователя

2. Нумеруем элементы полученной схемы слева направо (рис. 5.8).

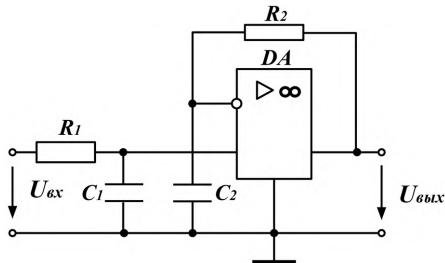


Рис. 5.8. Схема преобразователя с пронумерованными элементами

3. Из табл. 2.3 и 2.4 записываем параметры элементов и тип ОУ:

$R_1 = 3,3 \text{ кОм}$, $R_2 = 15 \text{ кОм}$, $C_1 = 4,7 \text{ нФ}$, $C_2 = 510 \text{ пФ}$, DA — 140УД1Б, $K_0 = 2000$.

4. Записываем выражение для передаточной функции преобразователя

$$W_{\text{ИР}}(p) = W_1(p)W_{\text{OY}}(p).$$

5. Определим передаточную функцию последовательного звена коррекции $W_1(p)$, воспользовавшись правилом делителя напряжения при операторных сопротивлениях элементов $Z_1(p) = R_1$, $Z_2(p) = 1/C_1 p$:

$$W_1(p) = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{1/C_1 p}{R_1 + 1/C_1 p} = \frac{1}{R_1 C_1 p + 1} = \frac{1}{\tau_1 p + 1}.$$

По аналогии, передаточная функция звена цепи ООС ОУ $W_{\text{OC}}(p)$ равна:

$$W_{\text{OC}}(p) = \frac{1/C_2 p}{R_2 + 1/C_2 p} = \frac{1}{R_2 C_2 p + 1} = \frac{1}{\tau_2 p + 1}.$$

6. Передаточная функция ОУ с заданной цепью ООС

$$W_{\text{OY}}(p) = \frac{K_0}{1 + K_0 W_{\text{OC}}(p)} = \frac{K_0}{1 + K_0 \frac{1}{\tau_2 p + 1}} = \frac{K_0 (\tau_2 p + 1)}{\tau_2 p + 1 + K_0} =$$

$$= \frac{K_0}{1 + K_0} \frac{\tau_2 p + 1}{\frac{\tau_2}{1 + K_0} p + 1} = \frac{K_0}{1 + K_0} \frac{\tau_2 p + 1}{\tau_3 p + 1}, \text{ где } \tau_3 = \frac{\tau_2}{1 + K_0}.$$

7. Передаточная функция преобразователя

$$W_{\text{ПР}}(p) = W_1(p)W_{\text{ОУ}}(p) = \frac{K_0}{1+K_0} \cdot \frac{1}{\tau_1 p + 1} \cdot \frac{\tau_2 p + 1}{\tau_3 p + 1} = \\ = W_{\text{ПР}}(0) \cdot \frac{1}{\tau_1 p + 1} \cdot \frac{\tau_2 p + 1}{\tau_3 p + 1}.$$

8. Вычислим коэффициенты, входящие в полученную передаточную функцию:

$$W_{\text{ПР}}(0) = \frac{K_0}{1+K_0} = \frac{2000}{1+2000} \approx 1,$$

$$\tau_1 = R_1 C_1 = 3,3 \cdot 10^3 \cdot 4,7 \cdot 10^{-9} = 15,51 \cdot 10^{-6} \text{ с},$$

$$\tau_2 = R_2 C_2 = 15 \cdot 10^3 \cdot 510 \cdot 10^{-12} = 7,65 \cdot 10^{-6} \text{ с},$$

$$\tau_3 = \frac{\tau_2}{1+K_0} = \frac{7,65 \cdot 10^{-6}}{2000 + 1} = 3,823 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

9. Частоты сопряжения ЛАЧХ для полученной функции $W_{\text{ПР}}(p)$ и значение исходного коэффициента передачи $L(0)$

$$\omega_1 = \frac{1}{\tau_1} = \frac{1}{15,51 \cdot 10^{-6}} = 64,47 \cdot 10^3 \text{ рад/с},$$

$$\omega_2 = \frac{1}{\tau_2} = \frac{1}{7,65 \cdot 10^{-6}} = 130,72 \cdot 10^3 \text{ рад/с},$$

$$\omega_3 = \frac{1}{\tau_3} = \frac{1}{3,823 \cdot 10^{-9}} = 261,6 \cdot 10^6 \text{ рад/с},$$

$$L(0) = 20 \lg [W_{\text{ПР}}(0)] = 20 \lg \frac{K_0}{1+K_0} \approx 20 \lg(1) = 0.$$

Изменение коэффициента передачи устройства ΔK в диапазоне действия отдельных звеньев можно определить из заданного наклона ЛАЧХ каждого звена.

$$\frac{\Delta K}{\Delta(\lg \omega)} = \frac{\Delta K}{\lg(\omega_{\text{ВЕР}}) - \lg(\omega_{\text{НИЖ}})} = \pm 20 \text{ дБ/дек.}$$

Откуда

$$\Delta K = \pm 20 [\lg(\omega_{\text{ВЕР}}) - \lg(\omega_{\text{НИЖ}})] = \pm 20 \lg \frac{\omega_{\text{ВЕР}}}{\omega_{\text{НИЖ}}}.$$

Знак перед логарифмом определяется расположением соответствующего сомножителя $\tau_1 p + 1$ в выражении передаточной функции $W_{\text{ПР}}(p)$: если он находится в числителе, то берётся знак (+), если расположен в знаменателе, то ставится (-). Значения $\lg(\omega_{\text{вер}})$ и $\lg(\omega_{\text{ниж}})$ находят в диапазоне каждого наклона (отрезка) ЛАЧХ.

Так, в диапазоне частот $\omega_1 \dots \omega_2$ действует звено с постоянной времени τ_1 , расположенное в знаменателе функции $W_{\text{ПР}}(p)$ преобразователя. Для этого диапазона

$$\Delta K_1 = -20 \lg \frac{\omega_2}{\omega_1} = -20 \lg \frac{130,72 \cdot 10^3}{64,47 \cdot 10^3} = -6,14 \text{ дБ.}$$

В диапазоне частот $\omega_2 \dots \omega_3$ действует звено с постоянной времени τ_1 , расположенное в знаменателе, и звено с постоянной времени τ_2 , расположенное в числителе передаточной функции устройства. Поэтому суммарный наклон ЛАЧХ равен нулю.

После частоты ω_3 действуют два звена, расположенные в знаменателе (τ_1 и τ_3) и одно звено, расположенное в числителе (τ_2) передаточной функции. Поэтому после ω_3 суммарный наклон ЛАЧХ равен -20 дБ/дек. .

10. На рис. 5.9 представлена ЛАЧХ исследуемого устройства.

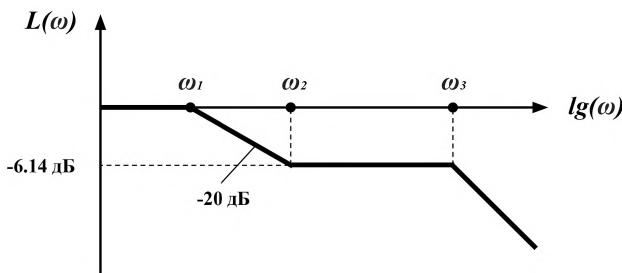


Рис. 5.9. ЛАЧХ преобразователя аналоговых сигналов

Таким образом, полоса пропускания преобразователя составляет $0 \dots \omega_1$, в котором коэффициент передачи $K_{\text{неп}} = 1$. Исследуемый преоб-

разователь аналоговых сигналов фактически является фильтром нижних частот, обеспечивающий передачу сигналов в диапазоне частот $0 \dots \omega_1$, и ослабление сигналов на уровне $-6,14$ дБ в диапазоне частот $\omega_2 \dots \omega_3$. После частоты ω_3 ЛАЧХ имеет постоянный наклон -20 дБ/дек.

Контрольные задания

Для заданной схемы (см. рис. 5.1) преобразователя аналоговых сигналов на операционном усилителе DA рассчитать и построить его ЛАЧХ и определить основные параметры данного устройства.

Для этого согласно варианту (см. табл. 5.1) необходимо:

1. Вычертить в соответствии с ГОСТ расчётную принципиальную электрическую схему преобразователя аналоговых сигналов, руководствуясь заданными в табл. 5.1 номерами $X=1, 2, \dots, 8$: последовательного звена коррекции ЭЦ-Х, звена ЭЦ-Х отрицательной обратной связи (ООС), их схемами, представленными в Приложении 2 на рис. П.2.1, а также типом операционного усилителя DA (табл. П.2.1).
2. Пронумеровать сначала элементы последовательной цепи коррекции ЭЦ-Х, а затем — элементы цепи ЭЦ-Х ООС усилителя. Нумерацию элементов цепей выполнять слева направо (см. рис. 5.8).
3. Из табл. П.2.2 выписать заданные параметры звеньев преобразователя (выписываются параметры только тех элементов, которые присутствуют в полученной схеме замещения преобразователя), а из табл. П.2.1 — тип и коэффициент усиления K_0 используемого операционного усилителя DA.
4. Записать в общем виде передаточную функцию преобразователя.
5. Получить передаточные функции $W_1(p)$ последовательного звена коррекции и звена цепи ООС $W_{\text{OOS}}(p)$ преобразователя.
6. Получить передаточную функцию операционного усилителя $W_{\text{OY}}(p)$ с заданным звеном в цепи ООС усилителя.
7. С учетом полученных передаточных функций звеньев записать передаточную функцию преобразователя $W_{\text{ПР}}(p)=W_1(p)W_{\text{OY}}(p)$. Полученную передаточную функцию преобразовать к виду, содержащему стандартные сомножители из перечисленных: $K, \tau p, 1/(\tau p), \tau p + 1, 1/(\tau p + 1)$, где $K=W_{\text{ПР}}(p)$ — постоянный коэффициент; τ — постоянная времени звена; p — оператор Лапласа. Значения K и τ определяются параметрами элементов звеньев, входящих в заданное устройство.

Таблица 5.1

Варианты задания

№ варианта	Последовательное звено коррекции (ЭЦ-X, рис. П.2.1)	Звено ООС (ЭЦ-X, рис. П.2.1)	Тип ОУ (см. табл. П.2.1)	Параметры звеньев (см. табл. П.2.2)
1	ЭЦ-1	ЭЦ-7	6	1
2	ЭЦ-1	ЭЦ-8	5	2
3	ЭЦ-2	ЭЦ-5	3	3
4	ЭЦ-2	ЭЦ-6	3	4
5	ЭЦ-3	ЭЦ-3	6	5
6	ЭЦ-3	ЭЦ-4	5	6
7	ЭЦ-4	ЭЦ-1	3	7
8	ЭЦ-4	ЭЦ-2	6	8
9	ЭЦ-5	ЭЦ-7	3	9
10	ЭЦ-5	ЭЦ-8	3	10
11	ЭЦ-6	ЭЦ-5	5	11
12	ЭЦ-6	ЭЦ-6	2	12
13	ЭЦ-7	ЭЦ-3	4	13
14	ЭЦ-7	ЭЦ-4	5	14
15	ЭЦ-8	ЭЦ-1	6	15
16	ЭЦ-8	ЭЦ-2	5	16
17	ЭЦ-1	ЭЦ-3	9	17
18	ЭЦ-1	ЭЦ-4	10	18
19	ЭЦ-2	ЭЦ-3	3	19
20	ЭЦ-2	ЭЦ-4	5	20
21	ЭЦ-3	ЭЦ-5	8	21
22	ЭЦ-3	ЭЦ-6	5	22
23	ЭЦ-4	ЭЦ-4	8	23
24	ЭЦ-4	ЭЦ-5	4	24
25	ЭЦ-5	ЭЦ-1	6	25
26	ЭЦ-5	ЭЦ-2	1	26
27	ЭЦ-6	ЭЦ-3	8	27
28	ЭЦ-6	ЭЦ-4	4	28
29	ЭЦ-7	ЭЦ-1	5	29
30	ЭЦ-7	ЭЦ-2	7	30

8. Вычислить численные значения параметров K и τ , входящих в передаточную функцию преобразователя сигналов.

9. Вычислить частоты сопряжения асимптот ЛАЧХ (диаграммы Боде) анализируемого устройства и значения коэффициентов передачи для этих частот.

10. Используя полученные значения, построить диаграмму Боде преобразователя сигналов, определить его коэффициент передачи и полосу пропускания.

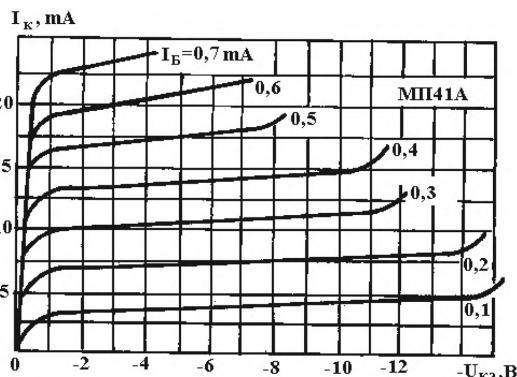
11. Сформулировать выводы по результатам выполненного задания.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

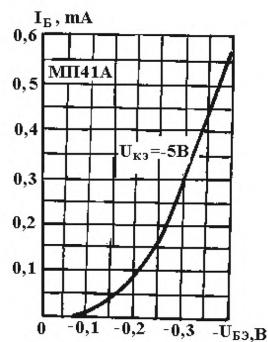
1. *Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И.* Аналоговая и цифровая электроника: Учебник для вузов / Под ред. О.П. Глудкина. — М.: Горячая линия. Телеком, 2007. — 768 с.
2. *Марченко А.Л, Опадчий Ю.Ф.* Электротехника и электроника: Учебник для вузов. В 2-х кн. Кн. 1. Электротехника. — М.: НИЦ Инфра-М, 2015. — 560 с.
3. *Марченко А.Л.* Основы электроники: Учебное пособие. — М.: ДМК Пресс, 2009. — 296 с.
4. *Сивяков Б.К., Джумалиев В.С., Сивяков Д.Б.* Электротехника и электроника: Учебное пособие. — Саратов: Саратов. гос. техн. ун-т, 2007.

Приложение 1

ВОЛЬТАМПЕРНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНЗИСТОРОВ

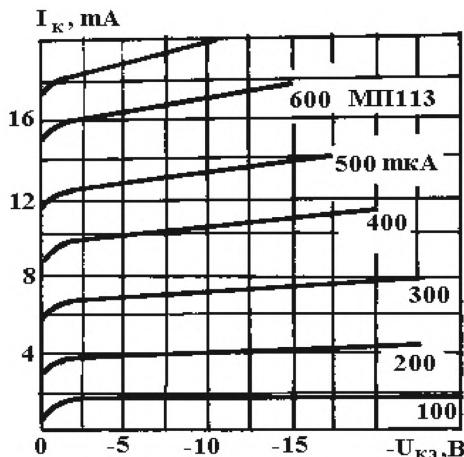


a)

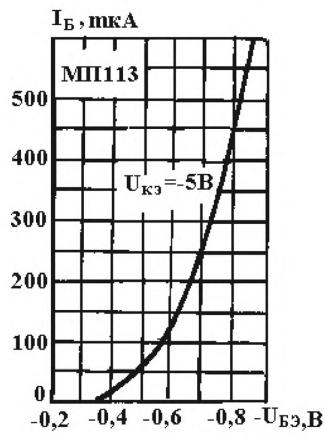


б)

Рис. П.1.1. Статические характеристики транзистора типа МП41А:
а — выходная; *б* — входная



a)



б)

Рис. П.1.2. Статические характеристики транзистора типа МП113:
а — выходная; *б* — входная

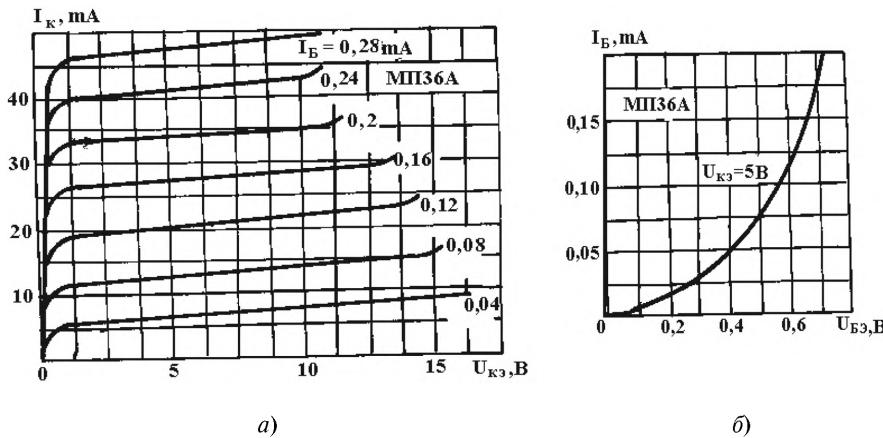


Рис. П.1.3. Статические характеристики транзистора типа МП36А:
а — выходная; б — входная

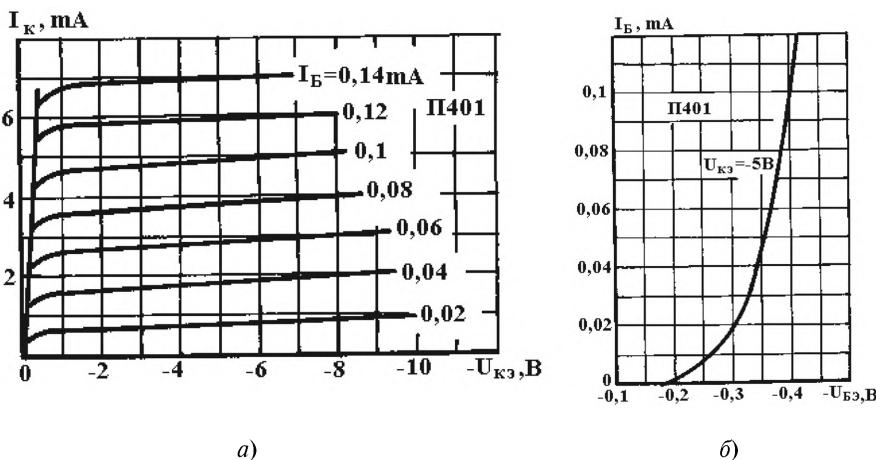
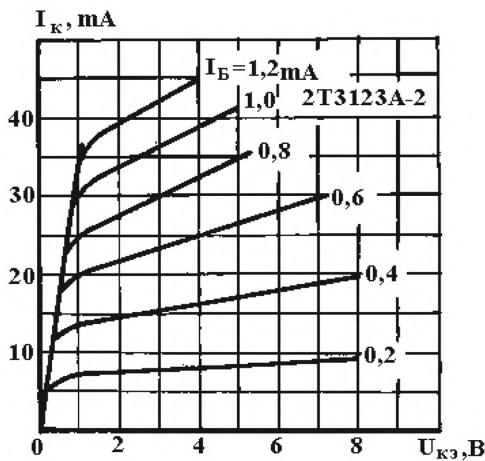
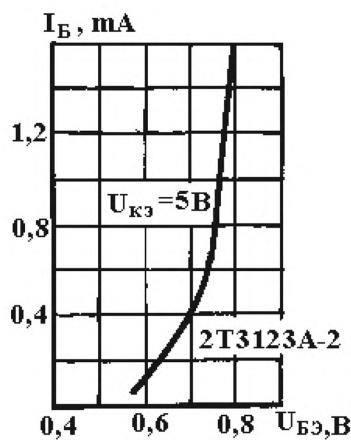


Рис. П.1.4. Статические характеристики транзистора типа П401:
а — выходная; б — входная

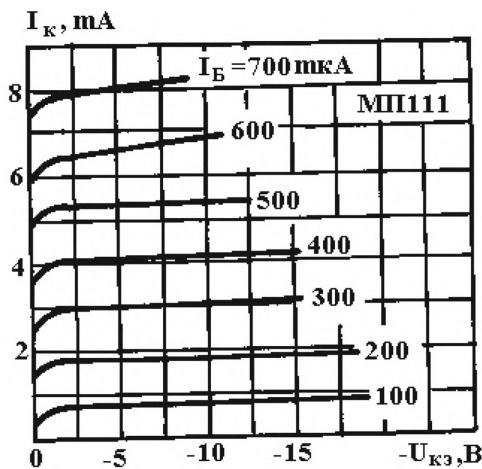


a)

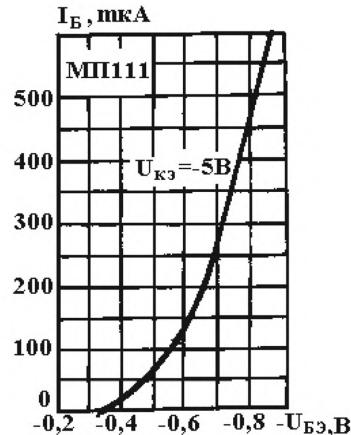


б)

Рис. П.1.5. Статические характеристики транзистора типа 2T3123A-2:
а — выходная; *б* — входная



a)



б)

Рис. П.1.6. Статические характеристики транзистора типа МП111:
а — выходная; *б* — входная

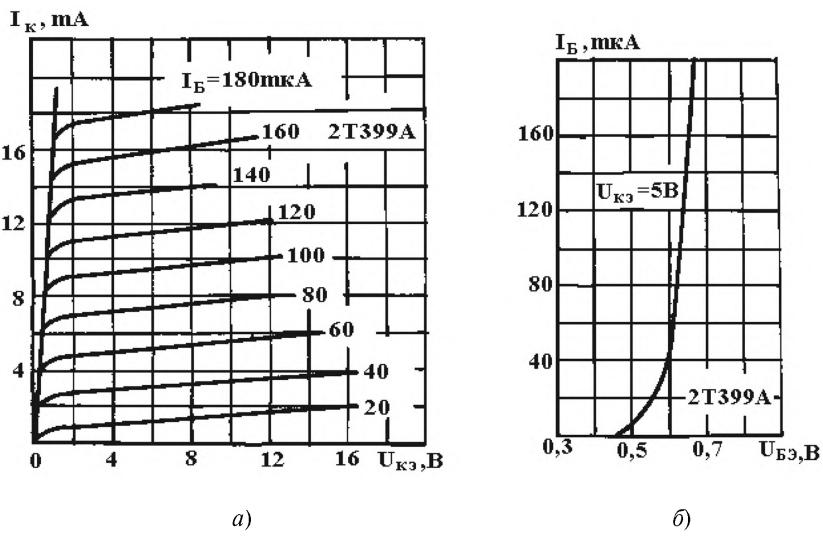


Рис. П.1.7. Статические характеристики транзистора типа 2T399А:
а — выходная; б — входная

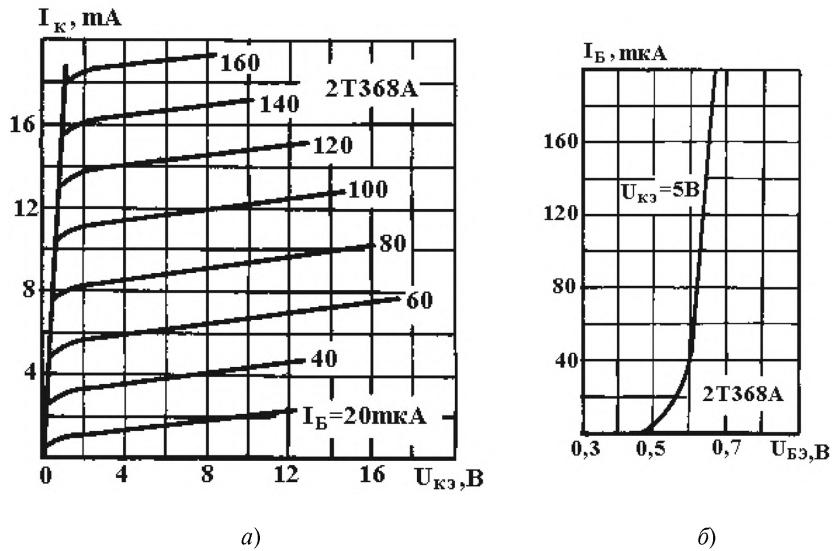


Рис. П.1.8. Статические характеристики транзистора типа 2T368А:
а — выходная; б — входная

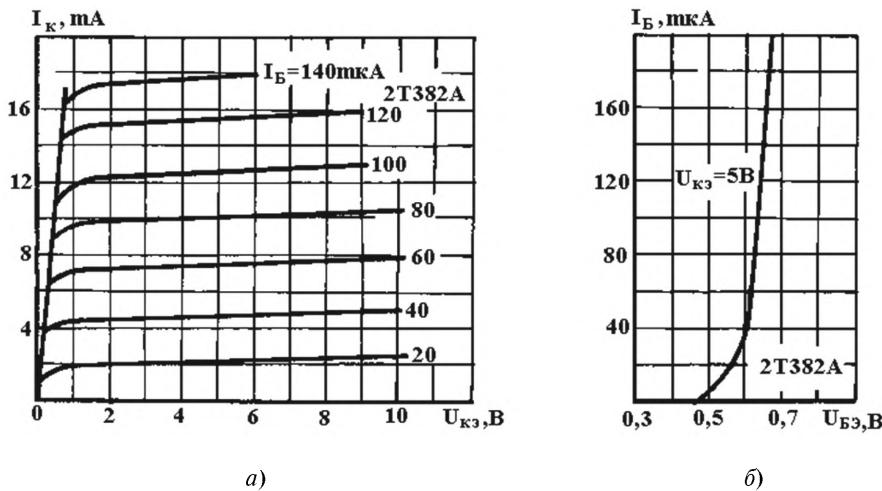


Рис. П.1.9. Статические характеристики транзистора типа 2T382А:
a — выходная; *б* — входная

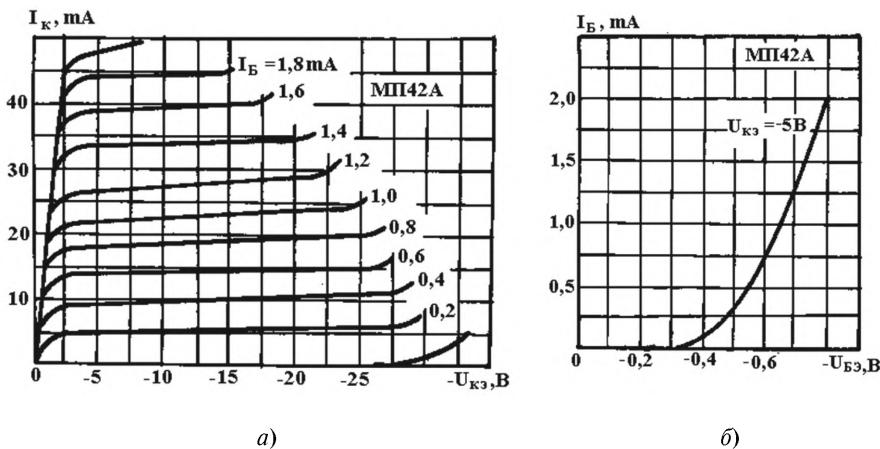


Рис. П.1.10. Статические характеристики транзистора типа МП42А:
a — выходная; *б* — входная

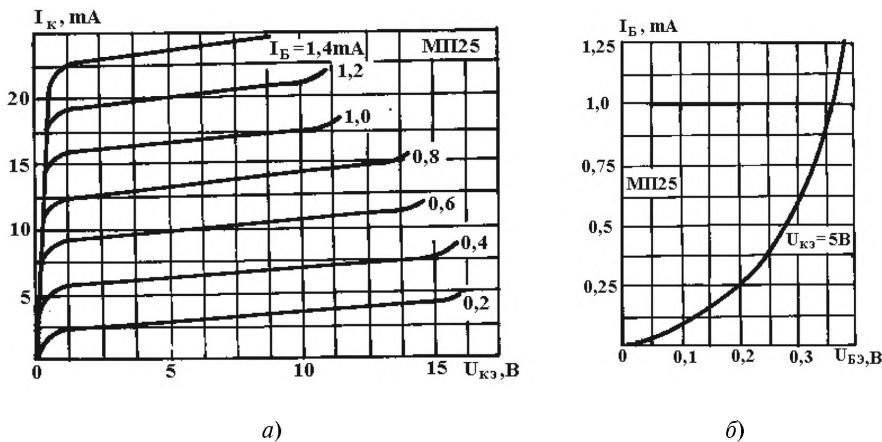


Рис. П.1.11. Статические характеристики транзистора типа МП25:
a — выходная; *б* — входная

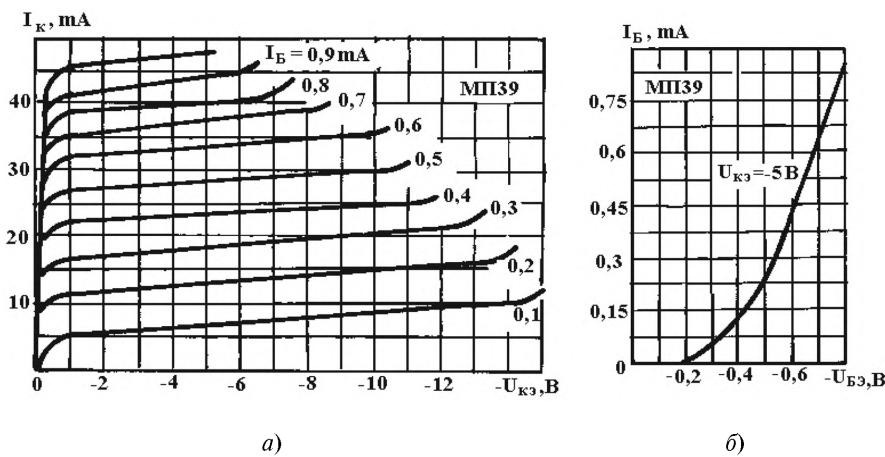


Рис. П.1.12. Статические характеристики транзистора типа МП39:
a — выходная; *б* — входная

Таблица П.1.1

Предельные значения параметров транзисторов

Тип транзистора	$U_{\text{кэ max}}$, В	$I_{\text{k max}}$, мА	$P_{\text{k max}}$, мВт	$\beta_{\text{min}}, \beta_{\text{max}}$
МП25	15	20	100	13 ÷ 25
МП36А	15	40	150	15 ÷ 45
МП39	151	40	150	20 ÷ 60
МП41	5	40	150	30 ÷ 60
МП42А	30	40	250	30 ÷ 50
МП111	20	8	50	10 ÷ 25
МП113	20	18	100	15 ÷ 45
П-401	10	7	20	16 ÷ 300
2T368A	16	30	225	50 ÷ 300
2T382A	10	18	80	40 ÷ 330
2T399A	15	20	150	40 ÷ 140
2T3123A-2	10	45	120	20 ÷ 140

Приложение 2

ЧАСТОТНЫЕ ЗВЕНЬЯ КОРРЕКЦИИ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Таблица П. 2.1

Параметры операционных усилителей

№ варианта	Тип ОУ	Коэффициент усиления ОУ
1	К140УД1А	900
2	К140УД1Б	2000
3	К140УД5А	1500
4	К140УД5Б	2500
5	К140УД6	50000
6	К140УД8	30000
7	КМ553УД1	10000
8	К140УД17	150000
9	К153УД1	10000
10	К153УД5	500000
11	К14008УД1	70000
12	К574УД2	25000

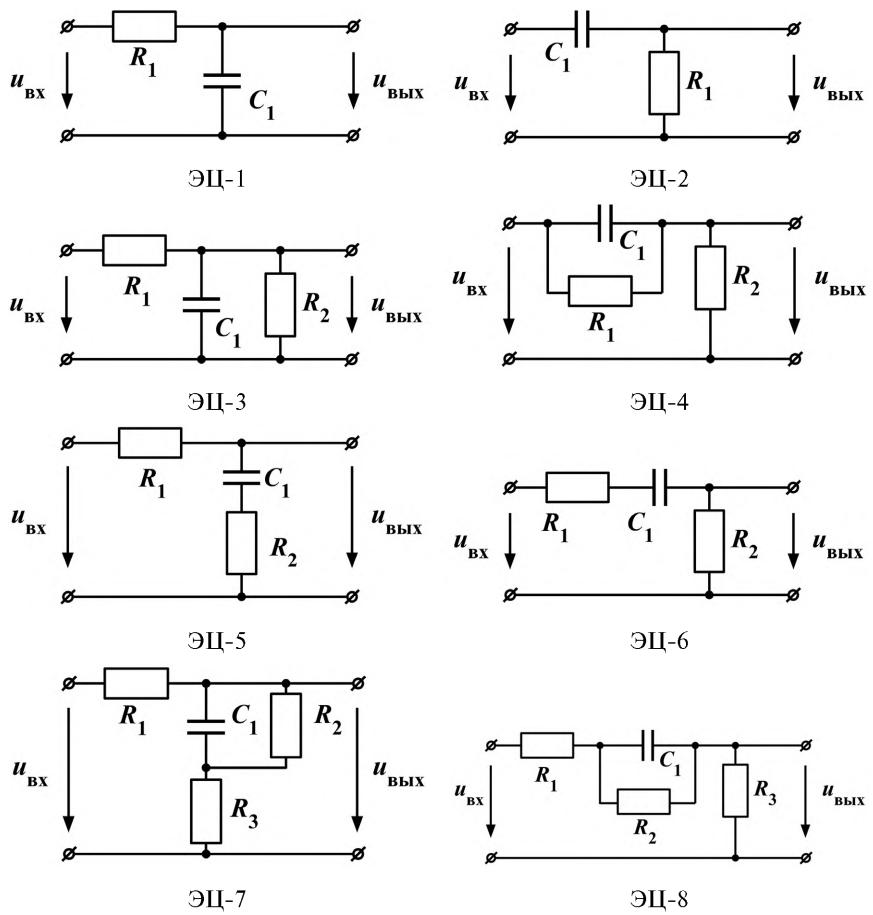


Рис. П.2.1. Типовые звенья преобразователя

Таблица П. 2.2

Параметры звеньев преобразователя

№ варианта	R_1 , кОм	R_2 , кОм	R_3 , кОм	R_4 , кОм	R_5 , кОм	R_6 , кОм	C_1	C_2
1	3,3	15	27	51	100	1900	4,7 нФ	510 пФ
2	10	3,6	22	18	270	820	15 мкФ	1 нФ
3	9,1	3,6	68	27	180	1М6	0,33 мкФ	2,4 нФ
4	27	0,39	2,4	51	12	750	7,7 нФ	220 пФ
5	8,2	7,5	18	68	75	2700	10 мкФ	5,1 нФ
6	12	4,7	1,2	13	91	560	510 пФ	1,2 мкФ
7	18	8,2	6,8	33	82	390	22 мкФ	5,1 нФ
8	1,6	1,8	36	75	27	2400	51 пФ	1,5 нФ
9	47	1,2	360	82	1200	3900	6,8 мкФ	10 нФ
10	2,4	0,15	0,15	7,5	160	470	10 нФ	0,47 нФ
11	22	4,7	10	120	68	150	6,8 мкФ	10 нФ
12	11	3,9	24	36	270	39	47 мкФ	750 пФ
13	7,5	1,3	1,3	43	130	1100	3,3 нФ	1,5 мкФ
14	0,91	2,7	3,0	12	56	620	1,2 нФ	10 мкФ
15	3,6	4,3	2,2	160	820	270	3,3 мкФ	820 пФ
16	6,8	27	8,2	360	100	1300	2,7 нФ	51 пФ
17	75	110	910	110	560	110	6,8 мкФ	180 пФ
18	16	18	0,12	150	27	2400	750 пФ	68 мкФ
19	120	0,39	12	680	62	910	680 пФ	1,2 нФ
20	110	6,8	4,7	2,4	160	150	910 пФ	3,3 мкФ
21	82	7,5	56	180	750	24	1,5 мкФ	1,2 нФ
22	3,6	12	1,8	2700	39	430	150 пФ	5,6 нФ
23	56	27	2,4	680	750	82	0,33 мкФ	1,2 нФ
24	91	0,15	0,68	470	110	3300	0,1 мкФ	910 пФ
25	13	150	0,18	510	2700	120	3,3 нФ	0,68 мкФ
26	91	33	1,5	6,8	2200	430	0,015 мкФ	750 пФ
27	180	51	5,6	0,12	270	200	47 мкФ	0,022 мкФ
28	36	180	0,12	4,3	68	5600	2,2 мкФ	150 пФ
29	82	15	0,39	22	7,5	1200	180 пФ	6,8 нФ
30	36	51	0,11	18	3,9	820	0,68 мкФ	51 пФ

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Однофазный полупроводниковый выпрямитель	3
1.1. Однополупериодная схема выпрямителя	3
1.2. Двухполупериодная (мостовая) схема выпрямителя	5
1.3. Однофазный выпрямитель с нулевым отводом.	7
1.4. Сглаживающие фильтры	10
С-фильтр	11
L-фильтр	12
Контрольные вопросы	13
Задача	13
Контрольные задания	17
2. Определение <i>h</i>-параметров биполярного транзистора	19
2.1. Биполярный транзистор и схемы его включения	19
2.2. Характеристики и параметры транзистора в схеме ОЭ	21
2.3. Определение <i>h</i> -параметров транзистора	24
2.4. Схема замещения транзистора и определение значений ее параметров	26
Контрольные вопросы	29
Контрольные задания	30
3. Усилительный каскад на биполярном транзисторе	31
3.1. Расчет каскада по постоянному току	32
3.2. Расчет входного делителя	35
3.3. Расчет каскада по переменному току	35
Контрольные вопросы	39
Задача	39
Методические указания к выполнению задания	40
Контрольные задания	47
4. Расчет аналоговых устройств на основе операционного усилителя	49
4.1. Характеристики операционного усилителя	49
4.2. Аналоговые схемы с применением ОУ	52
Контрольные вопросы	59
Контрольные задания	59
5. Расчет передаточной функции преобразователя сигналов на операционном усилителе и построение его логарифмической амплитудно-частотной характеристики (ЛАЧХ)	65

Передаточная функция	65
Задача	70
Контрольные задания	74
Библиографический список	76
Приложение 1. Вольтамперные характеристики транзисторов	77
Приложение 2. Частотные звенья коррекции и их параметры	84

Тем. план 2024, ч. 2, поз. 14

Беляева Юлия Александровна

**РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОННЫХ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ.
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ**

Редактор *И.Н. Тремасова*

Компьютерная верстка *О.А. Пелипенко*

Сдано в набор 22.10.2024. Подписано в печать 12.12.2024.

Бумага офсетная. Формат 60×84 1/16. Печать цифровая.

Усл. печ. л. 5,11. Уч.-изд. л. 5,5. Тираж 100 экз.

Заказ 539/1306.

Издательство МАИ
(МАИ), Волоколамское ш., д. 4
Москва, А-80, ГСП-3 125993

Типография Издательства МАИ
(МАИ), Волоколамское ш., д. 4
Москва, А-80, ГСП-3 125993

