

Содержание

Примеры обозначений напряжений и токов в тексте и на рисунках.....	5
Введение	6
1. Эмиттерный повторитель	10
1.1. Коэффициент передачи	11
1.2. Входное сопротивление	11
1.3. Выходное сопротивление	12
1.4. Максимальный неискаженный сигнал	14
1.5. Стабилизация режима транзистора по постоянному току	19
1.6. Емкостная нагрузка	22
1.7. Схема Дарлингтона	22
1.8. Другие полезные и важные сведения в кратком изложении	26
<i>Задание 1</i>	28
2. Схема с общей базой	33
2.1. Напряжения и токи во входной цепи	34
2.2. Входное сопротивление	37
2.3. Коэффициент усиления	37
2.4. Сравнение схем с общей базой и с общим эмиттером	38
2.5. Каскодная схема	40
<i>Задание 2</i>	41
3. Дифференциальный усилитель	44
3.1. Дифференциальный усилитель с одним входом	45
3.2. Дифференциальный усилитель как последовательно включенные эмиттерный повторитель и схема с общей базой	48
3.3. Коэффициенты усиления	49
3.4. Входные сопротивления	50
3.5. Источники стабильного тока в эмиттерной цепи	52
3.6. Входное сопротивление и коэффициент передачи для синфазного сигнала	54
3.7. Токовое зеркало в качестве источника тока	56
3.8. Токовое зеркало в качестве нагрузки	58
3.9. Числовой пример и другие дополнительные сведения	60
<i>Задание 3</i>	63

4. Усилитель мощности	68
4.1. Принцип действия и основные характеристики (гипотетический случай)	69
4.2. Нелинейные искажения	74
4.3. Режим <i>AB</i>	76
4.4. Числовой пример и другие необходимые замечания	80
<i>Задание 4</i>	87
5. Источники питания	94
5.1. Выпрямители	94
5.1.1. Однополупериодный выпрямитель	94
5.1.2. Схема с фильтром нижних частот	102
5.2. Стабилизаторы напряжения	110
5.2.1. Стабилизация напряжения с помощью стабилитрона	110
5.2.2. Стабилизаторы напряжения с эмиттерными повторителями	117
5.3. Другие сведения о выпрямителях и стабилизаторах напряжения ..	119
<i>Задание 5</i>	128
Литература	137

Примеры обозначений напряжений и токов в тексте и на рисунках

$$u_{БЭ} = U_{БЭ} + u_{бэ}(t)$$

$u_{БЭ}$ – полное напряжение между базой и эмиттером транзистора

$U_{БЭ}$ – постоянное напряжение между базой и эмиттером
или постоянная составляющая напряжения $u_{БЭ}$

$u_{бэ} \equiv u_{бэ}(t)$ – переменная составляющая напряжения $u_{БЭ}$

$$u_{бэ}(t) = U_{бэ.m} \cos(\omega t + \varphi)$$

$U_{бэ.m}$ – амплитуда напряжения $u_{бэ}$

$U_{бэ}$ – действующее (эффективное) значение напряжения $u_{бэ}$

$$U_{бэ} = U_{бэ.m} / \sqrt{2}$$

$$u_K = U_K + u_K(t)$$

u_K – полное напряжение в точке, указанной индексом, относительно земли
(здесь – на коллекторе транзистора)

... (далее – как в случае напряжения $u_{БЭ}$)

$$i_Э = I_Э + i_э(t)$$

$i_э$ – полное значение тока в ветви, к которой подключен указанный
индексом вывод транзистора (здесь – эмиттер транзистора)

... (далее – аналогично напряжению $u_{БЭ}$)

Введение

В этом пособии речь пойдет о распространенных схемах на биполярных транзисторах, которые, наряду со схемами простых усилителей, часто встречаются на практике в так называемой лабораторной электронике, то есть при проведении экспериментальных исследований с использованием тех или иных электронных средств. Пособие призвано также служить руководством по выполнению предусмотренных в нем лабораторных упражнений.

Применительно к $n-p-n$ транзистору (рис. 0.1) приняты следующие обозначения: $i_э$, $i_к$, $i_б$, $u_{бэ}$, $u_{кэ}$ — полные значения тока эмиттера, тока коллектора, тока базы, напряжения база–эмиттер и напряжения коллектор–эмиттер соответственно. Каждый ток и каждое напряжение может представлять собой сумму соответствующих постоянной составляющей (среднего значения) $I_э$, $I_к$, $I_б$, $U_{бэ}$, $U_{кэ}$ и переменной составляющей $\Delta i_э \equiv i_э(t)$, $\Delta i_к \equiv i_к(t)$, $\Delta i_б \equiv i_б(t)$, $\Delta u_{бэ} \equiv u_{бэ}(t)$, $\Delta u_{кэ} \equiv u_{кэ}(t)$; например: $i_к = I_к + i_к(t)$ или $u_{бэ} = U_{бэ} + u_{бэ}(t)$.

Всегда $i_э = i_к + i_б$, $I_э = I_к + I_б$, $i_э(t) = i_к(t) + i_б(t)$.

Один транзистор отличается от другого значением коэффициентов $h_{21э}(def) = I_к / I_б$ и $h_{21э}(def) = \Delta i_к / \Delta i_б$. В дальнейшем, ради простоты, будем считать, что $h_{21э} \approx h_{21б}$ и в типичном случае отношение тока коллектора к току базы много больше 1; поэтому $I_э \approx I_к$ и $i_э \approx i_к$.

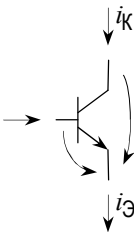


Рис. 0.1

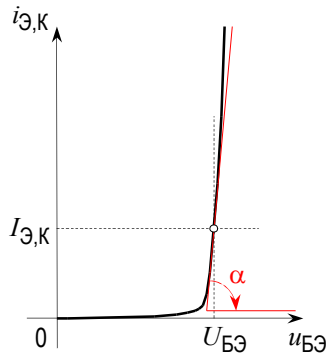


Рис. 0.2

На рис. 0.2 представлена характеристика кремниевого транзистора

$$i_{\text{Э,К}} \approx I_{0(\text{Э,К})} \cdot e^{\frac{u_{\text{БЭ}}}{U_T}} \quad (0.1)$$

в предположении, что напряжение $u_{\text{КЭ}}$ не слишком мало и от его значения токи $i_{\text{Э}}$ и $i_{\text{К}}$ почти не зависят; $I_{0(\text{Э})}$ и $I_{0(\text{К})}$ в (0.1) – близкие по величине константы размерности [А], а U_T – температурный (тепловой) потенциал: $U_T = kT/q_e$, где k – постоянная Больцмана, равная $1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К, T – абсолютная температура [К], q_e – заряд электрона, равный $1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл; при комнатной температуре $U_T \approx 0.025$ В.

Точка с координатами $(U_{\text{БЭ}}, I_{\text{Э}})$ на графике $i_{\text{Э}}(u_{\text{БЭ}})$ [или, что практически то же самое, точка с координатами $(U_{\text{БЭ}}, I_{\text{К}})$ на графике $i_{\text{К}}(u_{\text{БЭ}})$] во многих случаях отображает режим транзистора по постоянному току, то есть исходное состояние транзистора в схеме, когда питание уже включено, но сигнал еще не подан; при комнатной температуре $U_{\text{БЭ}}$, как правило, не сильно отличается от середины интервала 0.6 В ... 0.7 В: $U_{\text{БЭ}} \approx 0.65$ В.

Как следует из построения, выполненного на рис. 0.2, где в точке $(U_{\text{БЭ}}, I_{\text{Э,К}})$ проведена касательная к характеристике $i_{\text{Э,К}}(u_{\text{БЭ}})$, в пределах приблизительно $U_{\text{БЭ}} \pm U_T$ (то есть $0.65 \text{ В} \pm 0.025 \text{ В}$) эмиттерный (коллекторный) ток почти линейно зависит от приращения $\Delta u_{\text{БЭ}}$. Зная, чему равен тангенс угла наклона касательной α , можно установить количественную связь между переменной составляющей напряжения база–эмиттер $u_{\text{БЭ}}(t)$ и возникающими в результате ее действия переменными составляющими тока эмиттера $i_{\text{Э}}(t)$ и тока коллектора $i_{\text{К}}(t)$.

Линейное соотношение между малыми по величине $\Delta u_{\text{БЭ}} \equiv u_{\text{БЭ}}$ и $\Delta i_{\text{Э}} \equiv i_{\text{Э}}$ принято записывать, используя представление о дифференциальном сопротивлении эмиттерного перехода $r_{\text{Э}}$:

$$r_{\text{Э}}(\text{def}) = \frac{1}{\left. \frac{di_{\text{Э}}}{du_{\text{БЭ}}} \right|_{(U_{\text{БЭ}}, I_{\text{Э}})}} = \frac{1}{\frac{1}{U_T} \cdot I_{0(\text{Э})} e^{\frac{U_{\text{БЭ}}}{U_T}}} = \frac{U_T}{I_{\text{Э}}}, \quad (0.2)$$

$$r_{\text{Э}} = 1/\text{tg } \alpha; \quad i_{\text{Э}} = u_{\text{БЭ}}/r_{\text{Э}}.$$

Коэффициент пропорциональности между переменной составляющей тока коллектора $\Delta i_{\text{К}} \equiv i_{\text{К}}$ и $\Delta u_{\text{БЭ}} \equiv u_{\text{БЭ}}$ носит название крутизны S :

$$S(\text{def}) = \left. \frac{di_K}{du_{БЭ}} \right|_{(U_{БЭ}, I_K)} = \frac{1}{U_T} \cdot I_{0(K)} e^{\frac{U_{БЭ}}{U_T}} = \frac{I_K}{U_T}, \quad (0.3)$$

$$S = \operatorname{tg} \alpha; i_K = S \cdot u_{БЭ}.$$

Из (0.2) и (0.3) следует, что

$$S \approx \frac{1}{r_3}, \quad (0.4)$$

точнее $r_3 S = h_{213} / (h_{213} + 1)$. Пример: если $I_3 \approx I_K = 1$ мА, то $r_3 = U_T / I_3 \approx 25$ Ом и $S = I_K / U_T \approx 40$ мА/В.

Наконец, приведем упрощенную эквивалентную схему биполярного транзистора для области средних частот (рис. 0.3), где в качестве еще одного шага в направлении возможно более простого представления свойств транзистора не станем принимать во внимание наличие внутритранзисторной обратной связи ($h_{123} = 0$) и слабую зависимость тока коллектора от напряжения коллектор–эмиттер ($h_{223} = 0$). В результате из полной эквивалентной схемы транзистора с h - параметрами исключаются элементы, показанные на рис. 0.3 пунктиром, а значения остающихся элементов h_{113} и $h_{213}i_6$ следующим образом выражаются через введенные выше r_3 и S :

$$h_{113} = \frac{u_{БЭ}}{i_3 / (h_{213} + 1)} = (h_{213} + 1)r_3 \quad \text{и} \quad h_{213}i_6 = h_{213} \frac{u_{БЭ}}{h_{113}} = \frac{h_{213}}{h_{213} + 1} \cdot \frac{u_{БЭ}}{r_3} = Su_{БЭ}$$

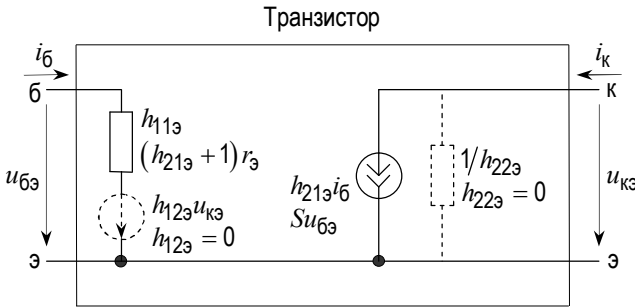


Рис. 0.3

Цель многочисленных приближений и упрощений, о которых сказано выше, заключается в том, чтобы, приступая к изучению новой схемы, можно было, не вдаваясь в подробности, найти приближенную оценку (ожидаемое значение) количественных характеристик этой схемы. Предполагается, что вслед за умозрительным (теоретическим) рассмотрением свойств данной схемы учащийся соберет эту схему и выполнит с ней предусмотренное экспериментальное исследование. Сравнение полученных в лаборатории результатов измерений с ожидаемыми значениями соответствующих величин станет основанием для суждения о том, в какой степени были оправданы те или иные допущения.

При проведении измерений, предусмотренных заданиями к этой работе, необходимо принимать во внимание ограничения, накладываемые техническими характеристиками измерительных средств, используемых в лабораторном практикуме.

В частности, сигнал, доступный учащемуся на его макетной плате в точке *Выход генератора*, не может по абсолютной величине превосходить 4.5 В. Кроме того, вследствие конечного сопротивления источника сигнала напряжение в этой точке может заметно отличаться от значения, указанного на экране компьютера в соответствующем окне; это различие тем больше, чем меньше сопротивление нагрузки, подключенной к выходу компьютерного генератора. Практически всегда нужно путем непосредственного измерения определять напряжение, подаваемое на вход исследуемой схемы.

В ряде случаев нельзя пренебрегать конечным сопротивлением цифрового вольтметра постоянного напряжения. Чтобы определить сопротивление со стороны входа АЦП 1:1 на плате сопряжения компьютерного генератора с макетной платой студента, нужно собрать схему, приведенную на рис. 0.4, предварительно измерив омметром сопротивление резистора R^0 :

$$R_V = \frac{U_A^{(V)}}{U_{\Pi} - U_A^{(V)}} \cdot R^0. \quad (0.5)$$

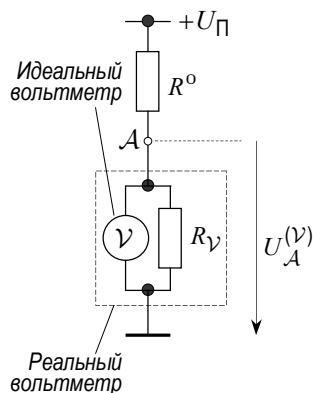


Рис. 0.4

1. Эмиттерный повторитель

На рис. 1.1а,б приведены простые схемы эмиттерных повторителей. Предполагается, что ко входу эмиттерного повторителя бывает подключен источник сигнала с ЭДС $\mathcal{E}_и$ и выходным (внутренним) сопротивлением $R_и$.

Конденсаторы $C_{иБ}$ и $C_{Эн}$ между выходом источника сигнала и базой транзистора в эмиттерном повторителе и между эмиттером транзистора и внешней нагрузкой $R_н$ являются вспомогательными элементами схем: они имеют косвенное отношение к принципу действия и характеристикам эмиттерного повторителя и необходимы только для того, чтобы разделять по постоянному току части схемы, расположенные по разные стороны от них. Емкости этих конденсаторов обычно выбираются достаточно большими, чтобы на средних частотах они представляли собой короткое замыкание для переменных составляющих токов, которые текут через них.

ЭДС $\mathcal{E}_и$ и напряжения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ – действующие (эффективные) значения соответствующих гармонических колебаний, частота которых относится к области средних частот.

Нагрузкой, на которой развивается сигнал на выходе эмиттерного повторителя, является резистор $R_Э$ или параллельно включенные резисторы $R_Э$ и $R_н$ с сопротивлением $R_Э || R_н$.

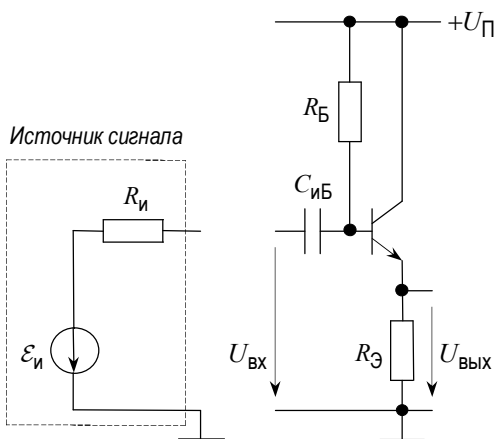


Рис. 1.1а

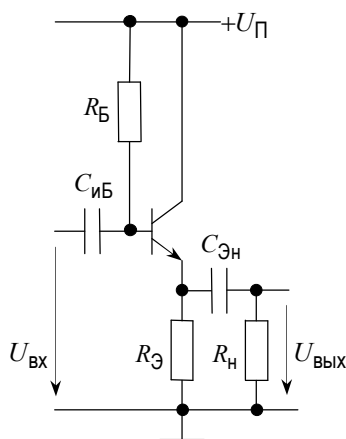


Рис. 1.1б

1.1. Коэффициент передачи

$$K(def) = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{Б}} \quad (\text{рис. 1.2})$$

Согласно сказанному сопротивление конденсатора $C_{\text{ИБ}}$ переменному току пренебрежимо мало, и поэтому переменная составляющая напряжения на базе $U_{\text{Б}}$ практически равна $U_{\text{ВХ}}$.

Если $I_{\text{Б}}$, $I_{\text{Э}}$ и $U_{\text{БЭ}}$ – действующие значения переменных составляющих тока базы, тока эмиттера и напряжения база–эмиттер, то

$$U_{\text{Б}} = U_{\text{БЭ}} + I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}},$$

$$U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}},$$

где $I_{\text{Э}} = (h_{21\text{Э}} + 1) \cdot I_{\text{Б}}$ и $U_{\text{БЭ}} = I_{\text{Б}} \cdot h_{11\text{Э}}$, согласно принятой эквивалентной схеме транзистора и в предположении, что $U_{\text{БЭ}}$ настолько мало, что имеет место линейная связь между $\Delta i_{\text{Э}} \approx \Delta i_{\text{К}}$ и $\pm \Delta u_{\text{БЭ}} = \sqrt{2} \cdot U_{\text{БЭ}}$; поэтому

$$K = \frac{(h_{21\text{Э}} + 1) \cdot I_{\text{Б}} \cdot R_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}} \cdot h_{11\text{Э}} + (h_{21\text{Э}} + 1) \cdot I_{\text{Б}} \cdot R_{\text{Э}}} = \frac{(h_{21\text{Э}} + 1) R_{\text{Э}}}{h_{11\text{Э}} + (h_{21\text{Э}} + 1) R_{\text{Э}}}. \quad (1.1)$$

$K < 1$; K стремится к 1 с увеличением $R_{\text{Э}}$; $K \approx 1$, если $h_{11\text{Э}} \ll (h_{21\text{Э}} + 1) R_{\text{Э}}$.

При наличии внешней нагрузки $R_{\text{Н}}$ на месте $R_{\text{Э}}$ в (1.1) должно быть $R_{\text{Э}} \parallel R_{\text{Н}}$.

1.2. Входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}}(def) = U_{\text{Б}} / I_{\text{Б}} \quad (\text{рис. 1.2})$$

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{БЭ}} + I_{\text{Э}} \cdot R_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}}} = \frac{I_{\text{Б}} \cdot h_{11\text{Э}} + (h_{21\text{Э}} + 1) \cdot I_{\text{Б}} \cdot R_{\text{Э}}}{I_{\text{Б}}} = h_{11\text{Э}} + (h_{21\text{Э}} + 1) R_{\text{Э}}. \quad (1.2)$$

Если $h_{11\text{Э}} \ll (h_{21\text{Э}} + 1) R_{\text{Э}}$, то $R_{\text{ВХ}} \approx (h_{21\text{Э}} + 1) R_{\text{Э}}$. При наличии внешней нагрузки $R_{\text{Н}}$ на месте $R_{\text{Э}}$ в (1.2) и в приближенном выражении для $R_{\text{ВХ}}$ должно быть $R_{\text{Э}} \parallel R_{\text{Н}}$.

Когда $I_{R_{\text{Б}}}$ (действующее значение переменной составляющей тока, текущего по $R_{\text{Б}}$) не является пренебрежимо малым по сравнению с током базы $I_{\text{Б}}$, то есть $R_{\text{Б}}$ сопоставимо по величине с $R_{\text{ВХ}}$, о нагружающем действии

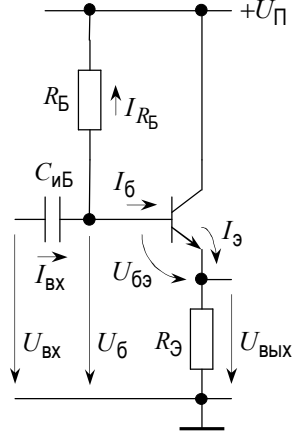


Рис. 1.2

входа эмиттерного повторителя на источник сигнала судят по $R'_{\text{вх}}(\text{def}) = U_{\text{вх}}/I_{\text{вх}} = R_{\text{Б}} \parallel R_{\text{вх}}$.

1.3. Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}}(\text{def}) = U_{\text{вых.хх}}/I_{\text{вых.кз}}$$

Найдем выходное сопротивление эмиттерного повторителя при условии, что к его входу подключен источник сигнала с собственным выходным сопротивлением (внутренним сопротивлением источника сигнала) $R_{\text{и}}$ (рис. 1.3).

$U_{\text{вых.хх}}$ – выходное напряжение *холостого хода*, то есть умозрительно представляемое переменное напряжение между эмиттером и землей, когда сопротивление резистора $R_{\text{Э}}$ равно бесконечности.

$I_{\text{вых.кз}} = I_{\text{Э.кз}}$ – переменный выходной ток *короткого замыкания*, то есть ток эмиттера $I_{\text{Э}}$ при $R_{\text{Э}} = 0$.

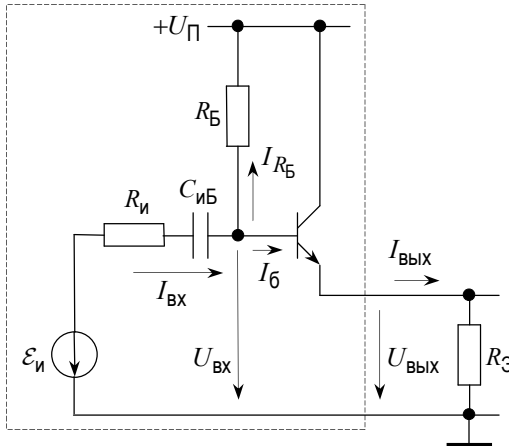


Рис. 1.3

Рассмотрим сначала режимы холостого хода и короткого замыкания на выходе эмиттерного повторителя при условии, что

$$R_{\text{Б}} \gg R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}}/I_{\text{Б}} \approx (h_{21\text{э}} + 1)R_{\text{Э}}$$

и переменный ток $I_{\text{РБ}}$, протекающий по резистору $R_{\text{Б}}$ при подключении источника сигнала к входу эмиттерного повторителя, можно не принимать во внимание, так что $I_{\text{вх}} \approx I_{\text{Б}}$.

В режиме *холостого хода* (рис. 1.4) $I_3 = 0$, $I_6 = I_3 / (h_{213} + 1) = 0$ и поэтому ни на резисторе $R_{и}$, ни на участке база–эмиттер (то есть на сопротивлении h_{113}) не падает никакое переменное напряжение; следовательно, $U_{\text{ВЫХ.ХХ}} = \mathcal{E}_{и}$.

В режиме *короткого замыкания* (рис. 1.5) всё входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ приходится на участок база–эмиттер (то есть приложено к сопротивлению h_{113}), из чего следует, что напряжение $\mathcal{E}_{и}$ приложено к последовательно включенным $R_{и}$ и h_{113} ; значит, $I_6 = \mathcal{E}_{и} / (R_{и} + h_{113})$ и

$$I_{\text{ВЫХ.КЗ}} = I_3 = (h_{213} + 1) I_6 = (h_{213} + 1) \mathcal{E}_{и} / (R_{и} + h_{113}).$$

Таким образом,

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.ХХ}}}{I_{\text{ВЫХ.КЗ}}} = \frac{\mathcal{E}_{и}}{(h_{213} + 1) \mathcal{E}_{и} / (R_{и} + h_{113})} = \frac{R_{и} + h_{113}}{h_{213} + 1}. \quad (1.3)$$

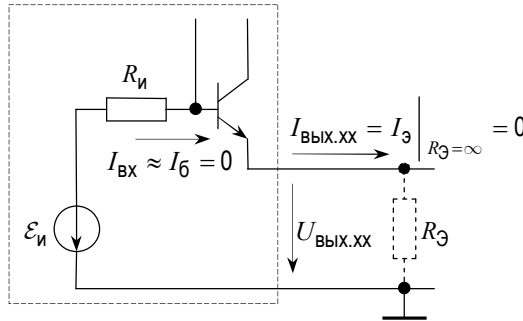


Рис. 1.4

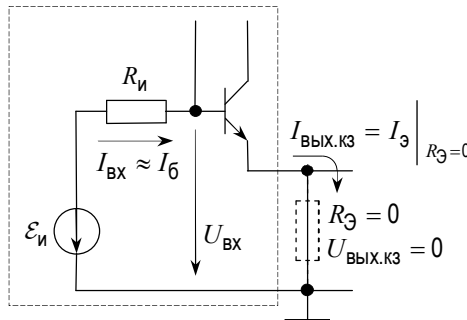


Рис. 1.5

Когда не выполняется условие $I_{R_Б} \ll I_6$ и $I_{\text{ВХ}} \neq I_6$, нужно преобразовать источник сигнала по теореме об эквивалентном генераторе в новый ис-

точник с ЭДС $\mathcal{E}'_и = \mathcal{E}_и R_Б / (R_и + R_Б)$ и выходным сопротивлением $R'_и = R_и \parallel R_Б$ (рис. 1.6), и тогда формула (1.3) для $R_{\text{ВЫХ}}$ вновь применима с заменой $R_и$ на $R'_и$.

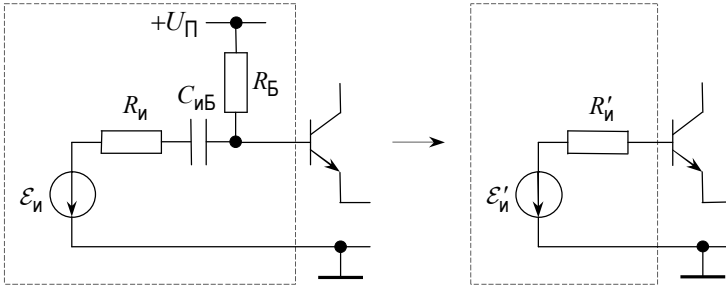


Рис. 1.6

Если речь идет о схеме повторителя, предназначенного для того, чтобы развивать сигнал на внешней нагрузке $R_н$ (рис. 1.1б), то вся схема, находящаяся слева от нее, включая источник сигнала с ЭДС $\mathcal{E}_и$ и собственным сопротивлением $R_и$, транзистор и резистор $R_Э$, по отношению к нагрузке $R_н$ обладает выходным сопротивлением $R'_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}} \parallel R_Э$.

1.4. Максимальный неискаженный сигнал

На примере синусоидального входного сигнала $u_{\text{ВХ}}(t) = U_{\text{ВХ},m} \cos \omega t$ рассматривается вопрос о прохождении сигнала через эмиттерный повторитель без ограничения сверху и/или снизу.

Пусть в отсутствие сигнала на входе (рис. 1.7а) $U_Б$, $U_Э$ и $U_К = U_\Pi$ — потенциалы базы, эмиттера и коллектора относительно земли, $I_Б = (U_\Pi - U_Б) / R_Б$, $I_К \approx I_Э = U_Э / R_Э$ — базовый, коллекторный и эмиттерный токи, а $U_{БЭ} \approx 0.65 \text{ В}$ и $U_{КЭ} = U_\Pi - U_Э$ — напряжения база–эмиттер и коллектор–эмиттер. Эти постоянные токи и напряжения характеризуют исходное (начальное) состояние транзистора.

При подаче на вход эмиттерного повторителя сигнала $u_{\text{ВХ}}(t)$ во всех токах и напряжениях возникают переменные составляющие. На рис. 1.7б указаны полные значения токов и напряжений. В частности,

$$u_Б = U_Б + u_{\text{ВХ}}(t)$$

в предположении, что емкость конденсатора $C_{иБ}$ достаточно велика и на частоте ω его сопротивление переменному току можно не учитывать, а

$$u_{\mathcal{E}} = U_{\mathcal{E}} + u_{\text{ВЫХ}}(t),$$

где $u_{\text{ВЫХ}}(t) = U_{\text{ВЫХ.м}} \cos \omega t$.

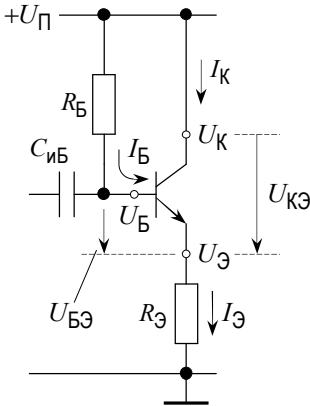


Рис. 1.7а

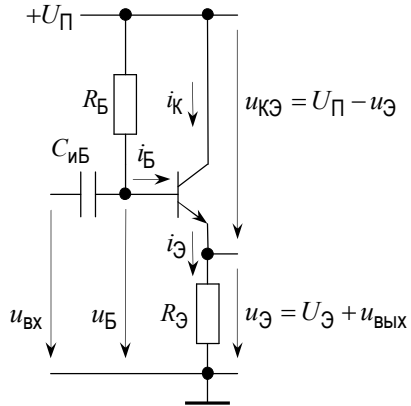


Рис. 1.7б

Поскольку токи коллектора и эмиттера почти равны, коллекторные характеристики транзистора можно считать также семейством зависимостей $i_{\mathcal{E}}(u_{\mathcal{KЭ}})$ при различных значениях тока базы (рис. 1.8). Для схемы на рис. 1.7б всегда выполняется соотношение

$$u_{\mathcal{KЭ}} + i_{\mathcal{E}} \cdot R_{\mathcal{E}} = U_{\Pi}; \quad (1.4)$$

графически это равенство в координатах $(u_{\mathcal{KЭ}}, i_{\mathcal{E}})$ представляет собой прямую (линию нагрузки), проведенную из точки U_{Π} на оси абсцисс под углом φ_1 , тангенс которого равен $1/R_{\mathcal{E}}$. Линия нагрузки — это геометрическое место точек, отображающих в координатах $(u_{\mathcal{KЭ}}, i_{\mathcal{E}})$ все возможные состояния транзистора в различные моменты времени. Точка \mathcal{A} , где линия нагрузки пересекает кривую $i_{\mathcal{E}}(u_{\mathcal{KЭ}})$, соответствующую току базы $I_{\mathcal{B}}$, указывает начальное состояние транзистора $(U_{\mathcal{KЭ}}, I_{\mathcal{E}})$. С увеличением $u_{\text{ВХ}}$ в положительной полуволне входного сигнала, точка, изображающая состояние транзистора, перемещается по линии нагрузки влево вверх и при этом $u_{\mathcal{E}}$ растет, а с уменьшением $u_{\text{ВХ}}$ эта точка движется вправо вниз и $u_{\mathcal{E}}$ уменьшается.

Как видно из рис. 1.8, изменение напряжения на эмиттере $\Delta u_{\mathcal{E}}$, равное $-\Delta u_{\mathcal{KЭ}}$, не должно выходить за пределы $U_{\mathcal{KЭ}} - U'$ при увеличении $u_{\mathcal{E}}$ и за

пределы $U_{\Pi} - U_{KЭ}$ при уменьшении $u_{Э}$, следовательно, максимальная амплитуда выходного сигнала $U_{\text{Вых.}m}$ не может превосходить меньшее из значений $U_{KЭ} - U'$ и $U_{\Pi} - U_{KЭ}$:

$$\max U_{\text{Вых.}m} = \min \{U_{KЭ} - U', U_{\Pi} - U_{KЭ}\}. \quad (1.5)$$

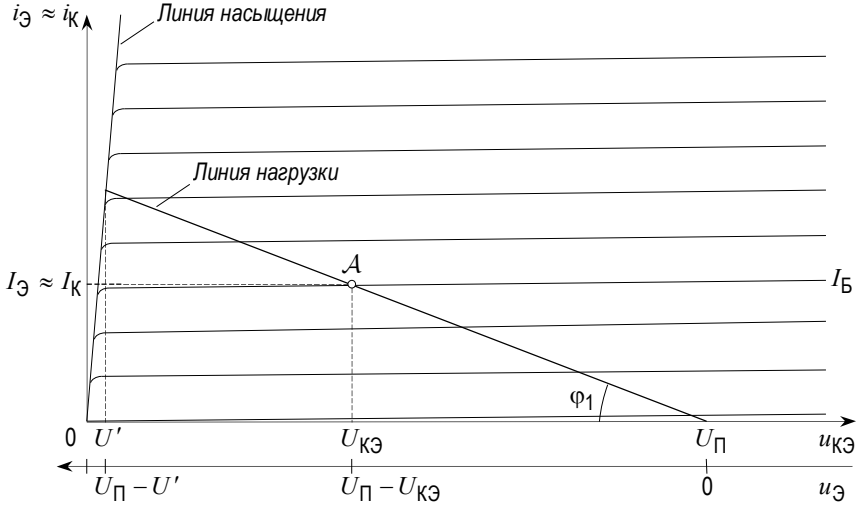


Рис. 1.8

Если к выходу эмиттерного повторителя подключена внешняя нагрузка $R_{\text{н}}$ (рис. 1.9), то на характеристиках $i_{Э}(u_{KЭ})$ необходимо построить линию нагрузки по переменному току (рис. 1.10) в виде прямой, проведенной через точку A с координатами $(U_{KЭ}, I_{Э})$ под углом φ_2 по отношению к горизонтальной оси, причем $\text{tg } \varphi_2 = 1/(R_{Э} \parallel R_{\text{н}})$:

$$\Delta u_{KЭ} + \Delta i_{Э} \cdot (R_{Э} \parallel R_{\text{н}}) = 0, \quad (1.6)$$

где $\Delta u_{KЭ} \equiv u_{KЭ}(t) = u_{KЭ} - U_{KЭ}$ и $\Delta i_{Э} \equiv i_{Э}(t) = i_{Э} - I_{Э}$ (при условии, что $C_{Э\text{н}} \rightarrow \infty$).

Как следует из построения на рис. 1.10, мгновенное значение напряжения на эмиттере $u_{Э}$ не может быть больше $U_{\Pi} - U''$ и меньше $U_{\Pi} - U^*$. Другими словами, амплитуда переменного сигнала без ограничения сверху и/или снизу не должна превосходить меньшего из отрезков $U'' - U_{KЭ}$ и $U_{KЭ} - U^*$:

$$\max U_{\text{Вых.}m} = \min \{U'' - U_{KЭ}, U_{KЭ} - U^*\}. \quad (1.7)$$

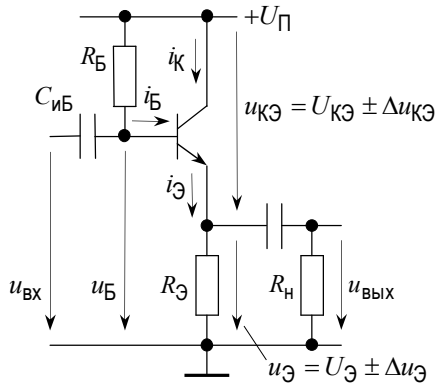
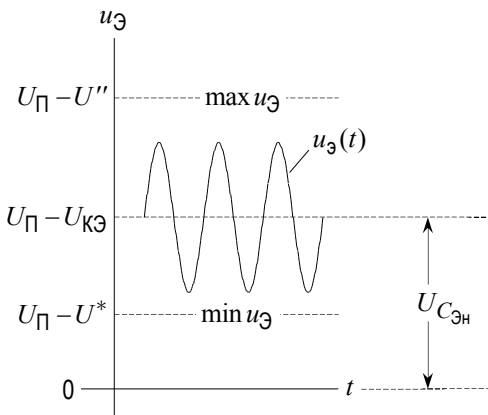


Рис. 1.9



Рис. 1.10

На рис. 1.11а показано, как должен располагаться переменный сигнал $u_3(t) = i_3(t) \cdot (R_Э \parallel R_Н)$ без искажений вдоль оси напряжений на эмиттере $u_Э$, а на рис. 1.11б представлен выходной сигнал $u_{ВЫХ}(t)$ на нагрузке $R_Н$.



$$U_{C_{ЭН}} = U_{Э} = I_{Э} \cdot R_{Э} = U_{П} - U_{КЭ}$$

Рис. 1.11а

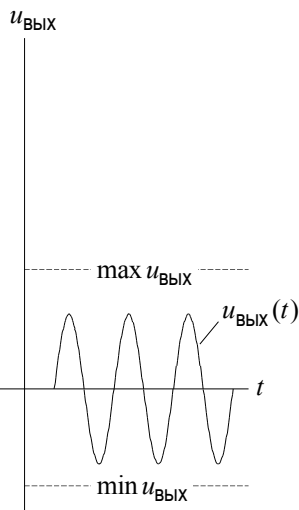


Рис. 1.11б

Если сигнал $u_{\text{ВЫХ}}(t)$ настолько велик, что в какой-то момент времени наступает ограничение снизу, то это означает, что транзистор запирается, то есть ток эмиттера $i_{\text{Э}}$ становится равным 0, и — пока это состояние сохраняется — разделительный конденсатор $C_{\text{ЭН}}$ большой емкости играет роль источника постоянного напряжения $U_{C_{\text{ЭН}}} = U_{\text{П}} - U_{\text{КЭ}}$, которое распределяется между резисторами $R_{\text{Э}}$ и $R_{\text{Н}}$ (рис. 1.12):

$$\min u_{\text{Э}} = U_{C_{\text{ЭН}}} R_{\text{Э}} / (R_{\text{Э}} + R_{\text{Н}}), \quad \min u_{\text{ВЫХ}} = -U_{C_{\text{ЭН}}} R_{\text{Н}} / (R_{\text{Э}} + R_{\text{Н}}).$$

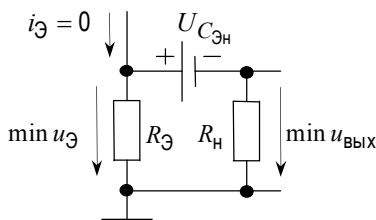


Рис. 1.12

Условия отсутствия искажений (1.5) и (1.7) можно интерпретировать и иначе на языке максимально допустимых отклонений тока эмиттера $\Delta i_{\bar{Э}}$ относительно значения этого тока $I_{\bar{Э}}$ в исходном режиме.

По мере роста сигнала на входе эмиттерного повторителя потенциал эмиттера $u_{\bar{Э}}$ может стать почти что равным напряжению питания U_{Π} ($u_{кЭ} \approx 0$, если пренебречь напряжениями U' и U'' , относящимися к состоянию насыщения), значит, предельно возможное увеличение тока эмиттера $\max \Delta i_{\bar{Э}}^+$ равно

$$\max \Delta i_{\bar{Э}}^+ \approx \begin{cases} (U_{\Pi} - I_{\bar{Э}} R_{\bar{Э}}) / R_{\bar{Э}} & \text{для схемы без внешней нагрузки } R_{\text{н}}, \\ (U_{\Pi} - I_{\bar{Э}} R_{\bar{Э}}) / (R_{\bar{Э}} \parallel R_{\text{н}}) & \text{при наличии } R_{\text{н}}. \end{cases}$$

Умножая $\max \Delta i_{\bar{Э}}^+$ на соответствующую нагрузку, получим одну из двух оценок сверху для возможной амплитуды выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ без искажений:

$$U_{\text{вых.м}} < U_{\Pi} - I_{\bar{Э}} R_{\bar{Э}}. \quad (1.8)$$

Когда сигнал на входе эмиттерного повторителя уменьшается, предельно возможное изменение тока эмиттера $\max \Delta i_{\bar{Э}}^-$ произойдет только в том случае, если ток $i_{\bar{Э}}$ уменьшится от $I_{\bar{Э}}$ до 0: $\max \Delta i_{\bar{Э}}^- = I_{\bar{Э}}$. Поэтому сигнал на выходе не будет иметь искажений лишь при условии, что его амплитуда не превосходит произведение $\max \Delta i_{\bar{Э}}^-$ на соответствующую нагрузку по переменному току в эмиттерной цепи:

$$U_{\text{вых.м}} < \begin{cases} I_{\bar{Э}} \cdot R_{\bar{Э}} & \text{для схемы без внешней нагрузки } R_{\text{н}}, \\ I_{\bar{Э}} \cdot (R_{\bar{Э}} \parallel R_{\text{н}}) & \text{при наличии } R_{\text{н}}. \end{cases} \quad (1.9)$$

1.5. Стабилизация режима транзистора по постоянному току

Транзисторы даже одного типа различаются по своим параметрам. Поэтому характеристики эмиттерных повторителей, собранных на их основе, скажем, по схеме на рис. 1.1а с одними и теми же значениями U_{Π} , $R_{\text{Б}}$ и $R_{\bar{Э}}$, могут быть разными. Одна из главных причин этого заключается в том, что из-за неодинаковых значений коэффициента $h_{21\bar{Э}}$ окажутся разными режимы транзисторов по постоянному току.

На рис. 1.13а приведена схема эмиттерного повторителя с двумя источниками питания $+U_{\Pi 1}$ и $-U_{\Pi 2}$. Про источник сигнала на входе предполагается, что его внутреннее сопротивление равно 0; тогда при $e_{\text{н}}(t) = 0$ потенци-

ал базы по постоянному току U_B равен 0 и для того, чтобы мог течь какой-то ток эмиттера $i_Э$, потенциал эмиттера должен быть отрицательным и равняться $-U_{БЭ} \approx -0.65$ В. Таким образом, постоянный ток эмиттера $I_Э$ в исходном состоянии оказывается заданным и равным $(U_{П2} - U_{БЭ})/R_Э$.

При определении коэффициента передачи и входного сопротивления для этой схемы согласно (1.1) и (1.2) соответственно роль нагрузки по переменному току в эмиттерной цепи играют параллельно включенные $R_Э$ и R_H . Ограничение выходного напряжения $u_{Вых}(t)$ снизу по мере уменьшения сигнала на входе наступает в такой момент времени, когда полное значение эмиттерного тока $i_Э$ становится равным 0 и весь ток, текущий по $R_Э$, течет по R_H , так что мгновенные значения напряжений на эмиттере и на выходе оказываются равными $-U_{П2}R_H/(R_Э + R_H)$.

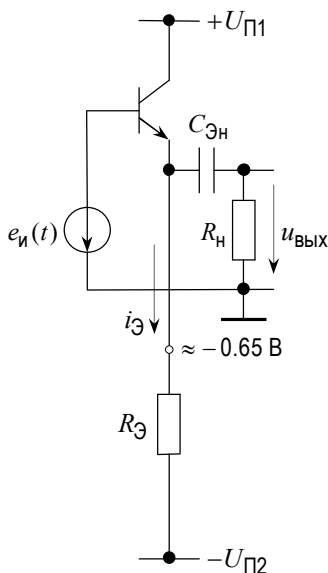


Рис. 1.13а

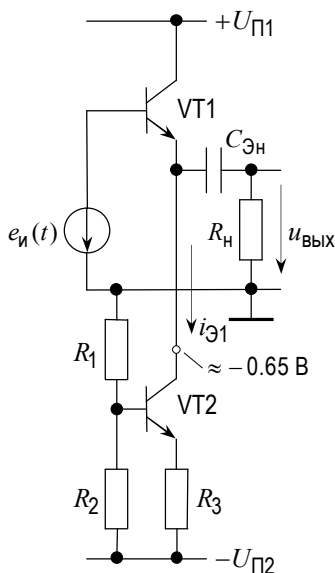


Рис. 1.13б

В схеме на рис. 1.13б транзистор VT2 с делителем из резисторов R_1 и R_2 в базе и резистором R_3 в эмиттере служит *источником постоянного тока* в эмиттерной цепи транзистора VT1: ток коллектора транзистора VT2 очень слабо зависит от напряжения на коллекторе этого транзистора, и поэтому при

действии сигнала на входе данной схемы нагрузкой по переменному току в эмиттерной цепи транзистора VT1 является только R_H .

Еще один способ сделать режим транзистора по постоянному току по возможности независимым от индивидуальных свойств транзистора заключается в применении в базовой цепи резисторов R_1 , R_2 и R_3 (рис. 1.14) с сопротивлениями на один–два порядка меньшими, чем R_B на рис. 1а и далее, благодаря чему потенциал базы транзистора U_B до подачи сигнала на вход в любом случае мало отличается от значения $U_{\Pi} R_2 / (R_1 + R_2)$. Как следствие этого, постоянная составляющая тока эмиттера оказывается равной $I_{\Sigma} \approx (U_B - 0.65 \text{ В}) / R_3$ и практически не зависит от величины коэффициента h_{213} транзистора.

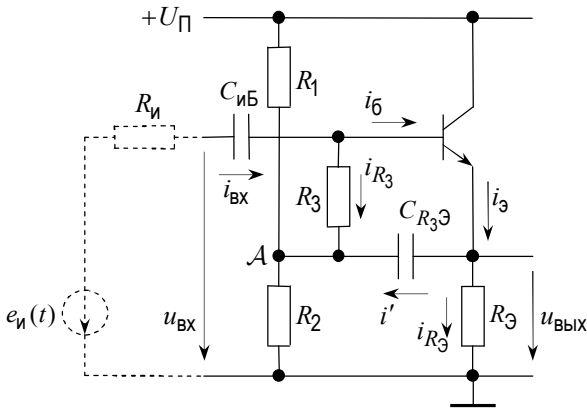


Рис. 1.14

Чтобы одно из главных достоинств эмиттерного повторителя – большое входное сопротивление, равное $h_{113} + (h_{213} + 1)R_3$, – не оказалось утраченным из-за использования в базовой цепи резисторов с небольшими сопротивлениями, в точку А с помощью разделительного конденсатора $C_{R_3 \Sigma}$ большой емкости подается сигнал с выхода повторителя. В результате входное сопротивление схемы в целом оказывается равным

$$\begin{aligned}
 R'_{\text{ВХ}}(\text{def}) &= \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{R_3} + i_{\bar{6}}} = \left(\frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{R_3}} \right) \parallel \left(\frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\bar{6}}} \right) = \\
 &= \frac{u_{\text{ВХ}}}{(u_{\text{ВХ}} - K \cdot u_{\text{ВХ}}) / R_3} \parallel (h_{113} + (h_{213} + 1)R_3) = \frac{R_3}{1 - K} \parallel R_{\text{ВХ}},
 \end{aligned}$$

где $i_{R_3} \equiv i_{R_3}(t)$ – переменная составляющая тока, текущего по резистору R_3 , а K и $R_{\text{вх}}$ – коэффициент передачи и входное сопротивление из (1.1) и (1.2) соответственно при условии, что ток i' пренебрежимо мал по сравнению с током $i_{R_3} \equiv i_{R_3}(t)$.

Принцип уменьшения тока i_{R_3} , реализуемый схемой на рис. 1.14, по-английски носит название *bootstrapping*.

1.6. Емкостная нагрузка

Если нагрузкой эмиттерного повторителя служит параллельное соединение резистора R_3 и емкости C_H (например, в случае, когда к выходу повторителя подключен кабель; см. рис. 1.15а), а напряжение $u_B(t)$, поступающее на вход повторителя, содержит скачки, величина которых превосходит 50 ... 100 мВ, то даже без учета инерционности процессов, происходящих в самом транзисторе, на выходе повторителя возникают характерные искажения (рис. 1.15б).

Поскольку напряжение на емкости не может изменяться скачком, скачок входного напряжения всегда оказывается приложенным к переходу база–эмиттер. При положительной полярности скачка $n-p-n$ транзистор остается открытым и емкость C_H заряжается от источника с выходным сопротивлением $R'_{\text{вых}} = R_3 \parallel \left[h_{13} / (h_{213} + 1) \right]$. При отрицательной полярности скачка на входе $n-p-n$ транзистор *закрывается*, и емкость C_H разряжается через резистор R_3 .

Если амплитуда скачков напряжения на входе эмиттерного повторителя достаточно мала, то транзистор остается открытым в течение всего времени и постоянная времени экспоненты в выходном сигнале оказывается одной и той же, равной $R'_{\text{вых}} C_H$, у переходных процессов обеих полярностей.

1.7. Схема Дарлингтона

Иногда увеличение входного сопротивления или уменьшение выходного сопротивления не оказываются достаточными при построении эмиттерного повторителя на одном транзисторе. В этом случае можно воспользоваться схемой с двумя транзисторами, включенными так, как показано на рис. 1.16.

Для объяснения свойств этой схемы предположим, что отсутствующей на рисунке частью схемы слева задается режим по постоянному току обоих транзисторов, и постоянная составляющая эмиттерного тока транзистора VT2

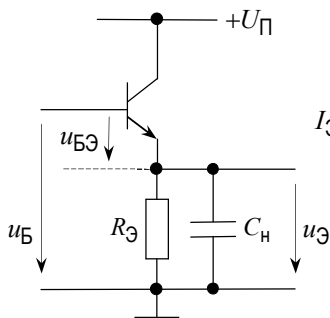


Рис. 1.15а

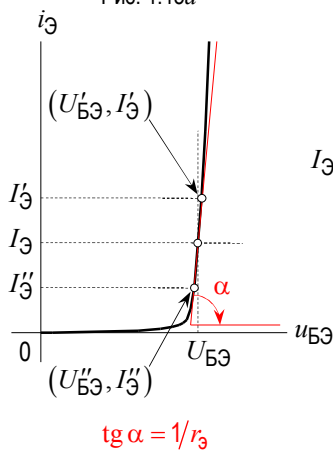


Рис. 1.15б

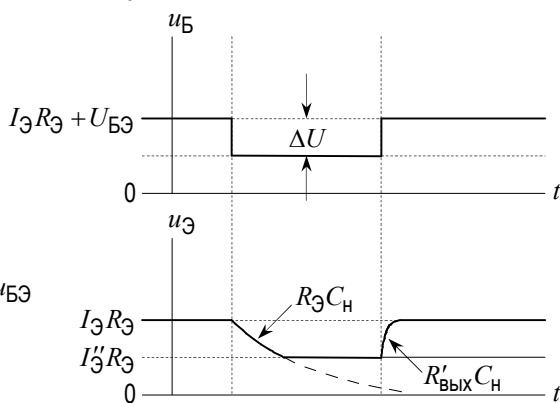
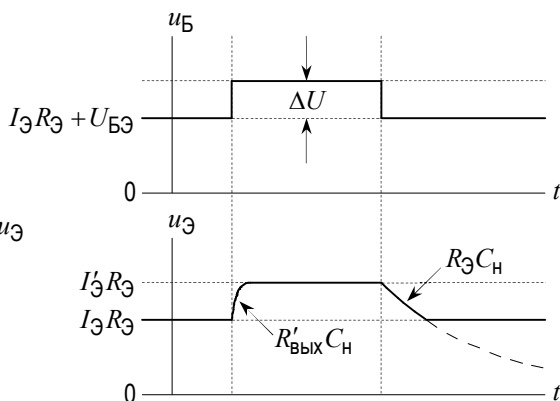


Рис. 1.15в

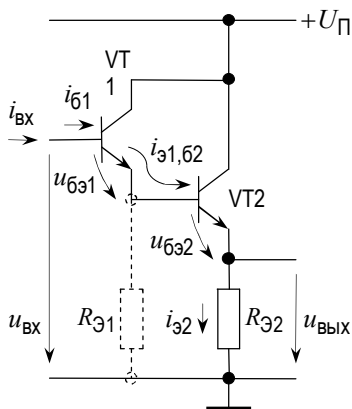


Рис. 1.16

равна $I_{\Sigma 2}$. Считая известными отношения коллекторных токов к базовым, разными для транзисторов VT1 и VT2, но одинаковыми у каждого из них для постоянных и переменных составляющих, имеем: $h_{21\beta}^{(1)} = h_{21\beta}^{(1)}$ для транзистора VT1 и $h_{21\beta}^{(2)} = h_{21\beta}^{(2)}$ для транзистора VT2. Тогда постоянная составляющая тока эмиттера транзистора VT1, являющаяся постоянной составляющей базового тока транзистора VT1, равна $I_{\Sigma 1} = I_{\Sigma 2} / \left(h_{21\beta}^{(2)} + 1 \right)$.

С учетом введенных обозначений

$$\frac{u_{6\beta 1}}{i_{61}} = h_{11\beta}^{(1)} = \left(h_{21\beta}^{(1)} + 1 \right) \cdot r_{\Sigma 1} \text{ и } \frac{u_{6\beta 2}}{i_{62}} = h_{11\beta}^{(2)} = \left(h_{21\beta}^{(2)} + 1 \right) \cdot r_{\Sigma 2},$$

где $r_{\Sigma 1} = U_T / I_{\Sigma 1}$, $r_{\Sigma 2} = U_T / I_{\Sigma 2}$, $U_T = kT / q_e \approx 25 \text{ мВ}$ при комнатной температуре; $r_{\Sigma 1} = \left(h_{21\beta}^{(2)} + 1 \right) \cdot r_{\Sigma 2}$.

Не принимая во внимание резистор $R_{\Sigma 1}$, указанный на рисунке пунктиром, найдем входное сопротивление схемы как отношение $u_{\text{вх}}$ к $i_{\text{вх}} = i_{61}$:

$$\begin{aligned} R_{\text{вх}} &= \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{u_{6\beta 1} + u_{6\beta 2} + i_{\Sigma 2} \cdot R_{\Sigma 2}}{i_{61}} = \\ &= \frac{i_{61} \cdot h_{11\beta}^{(1)} + \left(h_{21\beta}^{(1)} + 1 \right) \cdot i_{61} \cdot h_{11\beta}^{(2)} + \left(h_{21\beta}^{(2)} + 1 \right) \cdot \left(h_{21\beta}^{(1)} + 1 \right) \cdot i_{61} \cdot R_{\Sigma 2}}{i_{61}} = \\ &= h_{11\beta}^{(1)} + \left(h_{21\beta}^{(1)} + 1 \right) h_{11\beta}^{(2)} + \left(h_{21\beta}^{(2)} + 1 \right) \left(h_{21\beta}^{(1)} + 1 \right) R_{\Sigma 2} = \\ &\approx h_{11\beta}^{(1)} + h_{21\beta}^{(1)} h_{11\beta}^{(2)} + h_{21\beta}^{(2)} h_{21\beta}^{(1)} R_{\Sigma 2}. \end{aligned}$$

Аналогично для коэффициента передачи $K = u_{\text{вых}} / u_{\text{вх}}$ получим

$$\begin{aligned} K &= \frac{u_{\text{вых}}}{u_{\text{вх}}} = \frac{i_{\Sigma 2} \cdot R_{\Sigma 2}}{i_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх}}} = \frac{\left(h_{21\beta}^{(2)} + 1 \right) \cdot \left(h_{21\beta}^{(1)} + 1 \right) \cdot i_{61} \cdot R_{\Sigma 2}}{i_{61} \cdot R_{\text{вх}}} \\ &\approx \frac{h_{21\beta}^{(2)} h_{21\beta}^{(1)} R_{\Sigma 2}}{h_{11\beta}^{(1)} + h_{21\beta}^{(1)} h_{11\beta}^{(2)} + h_{21\beta}^{(2)} h_{21\beta}^{(1)} R_{\Sigma 2}}. \end{aligned}$$

Чтобы найти выходное сопротивление схемы с двумя транзисторами, воспользуемся теоремой об эквивалентном генераторе в отношении части схемы, обведенной пунктирной рамкой на рис. 1.17 (слева от нагрузки $R_{\Sigma 2}$), и проведем с ней мысленно опыты холостого хода и короткого замыкания. Как и ранее, на средних частотах считаем, что $u_{61} = u_{\text{вх}}$, а переменная составляющая тока, текущего по R_{Σ} , пренебрежимо мала по сравнению с

$u_{61} \approx i_{BX}$ Тогда (без учета $R_{Э1}$) выходное сопротивление как отношение напряжения холостого хода к току короткого замыкания равно

$$R_{ВЫХ} = \frac{u_{ВЫХ.ХХ}}{i_{ВЫХ.КЗ}} = \frac{R_{И} + h_{113}^{(1)} + (h_{213}^{(1)} + 1) \cdot h_{113}^{(2)}}{(h_{213}^{(1)} + 1) \cdot (h_{213}^{(2)} + 1)}.$$

Если сопротивление резистора $R_{Б}$ необходимо принять во внимание, то в последней формуле $R_{И}$ должно быть заменено на $R_{И} \parallel R_{Б}$.

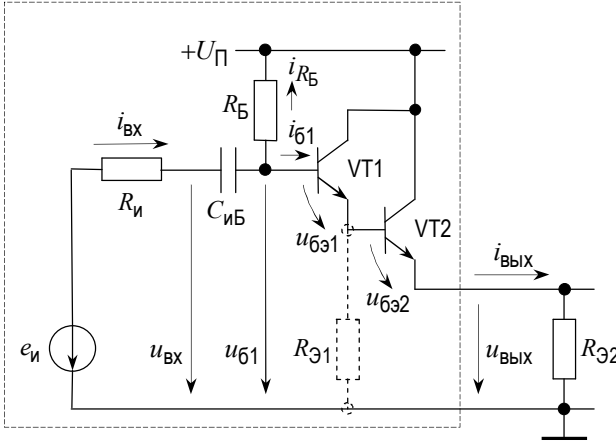


Рис. 1.17

У транзистора VT1 в схемах на рис. 1.16 и 1.17 ток эмиттера $I_{Э1}$ в исходном состоянии всегда исключительно мал и вследствие этого его коэффициент $h_{213}^{(1)}$ много меньше, чем значение этого коэффициента при гораздо больших постоянных составляющих эмиттерных токов. Чтобы увеличить коэффициент $h_{213}^{(1)}$ транзистора VT1, включают резистор $R_{Э1}$, выбирая его сопротивление таким, что в результате постоянная составляющая эмиттерного тока транзистора VT1 становится заметно больше его первоначального значения, равного постоянной составляющей базового тока транзистора VT2.

О паре транзисторов в схеме Дарлингтона можно говорить как об одном транзисторе с соответствующими параметрами h_{113} и h_{213} (рис. 1.18a):

$$h_{113}(def) = \frac{u_{63}}{i_6} = h_{113}^{(1)} + (h_{213}^{(1)} + 1) \cdot h_{113}^{(2)}, \quad h_{213}(def) = \frac{i_k}{i_6} = h_{213}^{(1)} \cdot h_{213}^{(2)} + h_{213}^{(1)} + h_{213}^{(2)}.$$

На практике встречается также схема Дарлингтона с комплементарной парой транзисторов, в которой первый из транзисторов VT1 является транзистором $p-n-p$ типа (рис. 1.18б). Такая пара, рассматриваемая как одно целое, также играет роль $p-n-p$ транзистора, на базе которого необходимо поддерживать отрицательное относительно его эмиттера напряжение $u_{бэ}$ (например, -0.65 В), чтобы эмиттерный и коллекторный токи $i_э$ и $i_к$ были больше нуля.

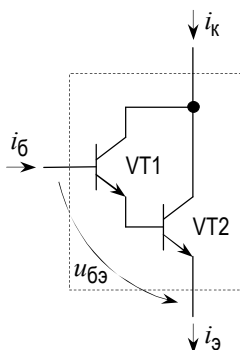


Рис. 1.18а

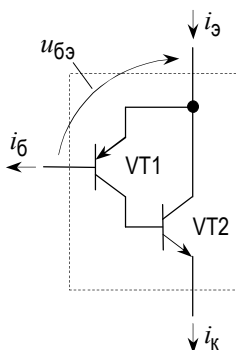


Рис. 1.18б

1.8. Другие полезные и важные сведения в кратком изложении

1. Числовой пример.

Пусть $h_{21э} = 100$, $R_э = 1$ кОм, $U_{п} = 10$ В и $R_Б = 90$ кОм, тогда у повторителя, собранного по схеме на рис. 1.1а, режим по постоянному току характеризуется значениями $U_Б \approx 5.6$ В, $U_{Бэ} \approx 0.7$ В, $U_э \approx 4.9$ В и $I_э \approx 4.9$ мА, где указанное здесь значение $U_{Бэ} = 0.7$ В вместо традиционного 0.65 В более правдоподобно с практической точки зрения при сравнительно большом токе эмиттера $I_э \approx 5$ мА.

При комнатной температуре $r_э \approx 5$ Ом; коль скоро $h_{21э} \approx h_{21э}$, $h_{1э} \approx 500$ Ом, $K \approx 0.995$, а $R_{БХ} \approx 100$ кОм, $R'_{БХ} = R_Б || R_{БХ} \approx 50$ кОм; если $R_и = 1$ кОм, то $R_{ВЫХ} \approx R'_{ВЫХ} \approx 15$ Ом; $\max U_{ВЫХ.m}$, грубо говоря, равно 5 В.

Для схемы на рис. 1.1б с $R_и = 1$ кОм при тех же исходных данных $K \approx 0.99$, $R_{БХ} \approx 50$ кОм, $R'_{БХ} = R_Б || R_{БХ} \approx 33$ кОм, $U_{ВЫХ.m} \approx 2.5$ В.

II. Эмиттерный повторитель часто применяется в качестве «буферного» (промежуточного) каскада между источником сигнала и нагрузкой. Это бывает необходимо, когда не допускается потребление большой мощности от источника сигнала, но все же желательно, чтобы сигнал на нагрузке был примерно такой же величины, какой является ЭДС источника. Говорят, что с помощью эмиттерного повторителя можно осуществить «развязку» источника со сравнительно большим выходным сопротивлением с относительно низкоомной нагрузкой. При этом мощность электрического сигнала, рассеиваемая на нагрузке, потребляется от источника питания эмиттерного повторителя.

Благодаря большому входному сопротивлению повторителя, включенного на входе усилителя, датчик сигнала оказывается нагруженным на сопротивление, значительно превышающее входное сопротивление усилителя, без потери в величине сигнала, который должен быть усилен. Благодаря малому выходному сопротивлению эмиттерного повторителя его включение между выходом усилителя и нагрузкой позволяет сохранить сравнительно большим коэффициент усиления последнего каскада усилителя при низкоомной конечной нагрузке.

III. При прохождении через эмиттерный повторитель синусоидального сигнала с частотой из области средних частот фаза выходного сигнала совпадает с фазой входного сигнала при условии, естественно, что сигнал проходит без искажений. Когда коэффициент передачи близок к 1, переменная составляющая напряжения на эмиттере $u_э(t)$ «повторяет» изменение во времени входного сигнала $u_{вх}(t)$; другими словами, потенциал эмиттера «следит» за изменением потенциала базы (английское название повторителя — *follower*).

Про эмиттерные повторители говорят еще, что в них транзисторы оказываются включенными по схеме с *общим коллектором*, который заземлен по переменному току и потому является общим электродом для входной и выходной цепей.

IV. Самое общее представление о частотных свойствах эмиттерных повторителей можно составить, сравнивая поведение при переходе из области средних частот в область верхних частот простого однокаскадного усилителя, собранного по схеме с общим эмиттером, и эмиттерного повторителя при равных значениях нагрузок и сопротивлений источников сигнала и при помещении транзисторов в примерно одинаковые режимы по постоянному току. Выполненное, например, путем моделирования, такое сравнение показывает, что у эмиттерного повторителя верхняя граничная частота примерно на 2 порядка выше, чем граничная частота сопоставимого усилителя с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером.

Задание 1

1. Для схемы на рис. 1.19а выберите R_3 из интервала 100...200 Ом и напряжение U_3 таким, чтобы произведение напряжения $U_{\Pi} - U_3$ на ток $I_3 = U_3 / R_3$ не превосходило 150 мВт. (Это максимальная мощность рассеяния на транзисторе КТ315.)

Напряжение питания U_{Π} пусть всегда равняется 10 В.

Соберите эту схему на транзисторе КТ315, предположив, что h_{213} транзистора порядка 100 и $U_{БЭ} = 0.65$ В, и подобрав $R_Б$ таким, чтобы расчетное значение эмиттерного тока приблизительно равнялось выбранному значению I_3 .

Включите питание и измерьте постоянные напряжения на базе и на эмиттере. Если сопротивление резистора $R_Б$ окажется сравнимым с сопротивлением R_V цифрового вольтметра постоянного напряжения [см. (0.5)], то приближенные значения напряжения $U_Б$ на базе относительно земли и тока базы $I_Б$ можно найти путем расчета (рис. 1.19б):

$$I_Б \approx \frac{U_{\Pi} - U_Б^{(V)}}{R_Б} - \frac{U_Б^{(V)}}{R_V}, \quad U_Б \approx U_{\Pi} - I_Б \cdot R_Б.$$

По измеренному значению напряжения U_3 на резисторе R_3 определите фактическое значение тока эмиттера $I_3 = U_3 / R_3$ и, считая, что $I_K \approx I_3$, найдите, каким в действительности является h_{213} вашего транзистора: $h_{213} \approx I_3 / I_Б$.

(Замечание: Более точные значения постоянных напряжений и токов в схеме эмиттерного повторителя можно получить, предположив, что изменения напряжения база–эмиттер $U_{БЭ}$ и коэффициента h_{213} при переключении вольтметра с конечным сопротивлением с базы на эмиттер пренебрежимо малы, и решая относительно этих величин систему из двух уравнений:

$$U_Б^{(V)} = U_{БЭ} + (h_{213} + 1) I_Б R_3 \quad \text{и} \quad I_3 R_3 + U_{БЭ} + I_3 R_Б / (h_{213} + 1) = U_{\Pi},$$

где $U_Б^{(V)}$ и $I_Б$ – указанные выше величины, относящиеся к случаю подключения вольтметра к базе транзистора, а $I_3 = U_3 / R_3$, где U_3 – напряжение на эмиттере транзистора относительно земли, непосредственно измеренное вольтметром, с учетом того, что сопротивление вольтметра R_V на 3...3.5 порядка больше R_3 .)

В дальнейшем сохраняйте неизменным режим транзистора по постоянному току (исходное состояние): только при выполнении этого условия имеет смысл сравнивать между собой результаты различных измерений и наблюдений.

2. В этом упражнении предстоит экспериментально определить коэффициент передачи и входное сопротивление эмиттерного повторителя, дополнив предыдущую схему двумя элементами, $C_{иБ}$ и R^* и подключив к входу схемы лабораторный генератор гармонических колебаний $\mathcal{E}_и$ (рис. 1.20).

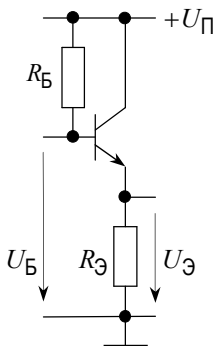


Рис. 1.19а

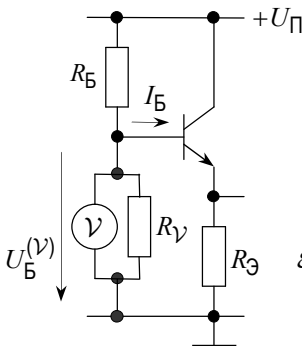


Рис. 1.19б

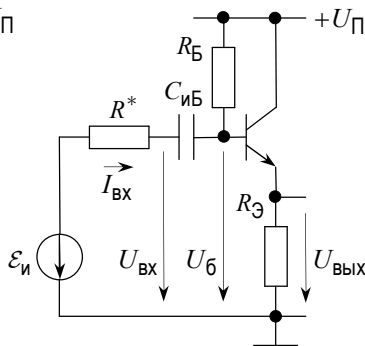


Рис. 1.20

Частоту колебаний f в дальнейшем предлагается поддерживать одной и той же, равной примерно 10 кГц. Амплитуду сигнала, подаваемого от источника, необходимо всякий раз устанавливать возможно большей, но такой, чтобы сигнал на выходе повторителя, наблюдаемый с помощью осциллографа, оставался неискаженной на вид синусоидой.

Емкость конденсатора $C_{иБ}$ нужно выбрать такой, чтобы $U_Б \approx U_{ВХ}$ на частоте f ($U_Б$ – переменная составляющая напряжения на базе), а сопротивление резистора R^* примерно равным ожидаемому значению $R'_{ВХ} \approx R_Б || (h_{213} R_Э)$, где h_{213} – на этой стадии – предполагается приблизительно равным измеренному ранее значению h_{213} данного транзистора.

Коэффициент передачи, как результат измерения, равен $K = U_{ВЫХ} / U_Б$.

Входное сопротивление находится из соотношения $R_Б || R_{ВХ} = U_{ВХ} / I_{ВХ}$, где $I_{ВХ} = (\mathcal{E}_и - U_{ВХ}) / R^*$.

Определенные таким образом из наблюдений значения K и $R_{\text{вх}}$ позволяют найти фактические значения $h_{21э}$ и $h_{11э}$ данного транзистора:

$$h_{21э} = (K \cdot R_{\text{вх}}) / R_э - 1,$$

$$h_{11э} = R_{\text{вх}} - (h_{21э} + 1) R_э.$$

Сравните полученное здесь значение $h_{21э}$ с найденным ранее $h_{21э}$ и $h_{11э}$ с ожидаемым значением этого параметра, вычисленным по формуле $(h_{21э} + 1)r_э$ [или $(h_{21э} + 1)r_э$], где $r_э = U_T / I_э$, $U_T = 25$ мВ, а $I_э$ – постоянная составляющая тока эмиттера в данном случае.

Необходимо постоянно помнить, что параметры $h_{11э}$ и $h_{21э}$ зависят от режима по постоянному току, то есть от исходного состояния транзистора, задаваемого значениями $(U_{\text{бэ}}, I_K)$ и $(U_{\text{бэ}}, I_э)$.

3. Измерение *выходного сопротивления* эмиттерного повторителя осуществляется по схеме, приведенной на рис. 1.21. В этой схеме предлагается вместо R^* , фигурирующего в схеме на рис. 1.20, включить резистор $R_{\text{и}}$, имитирующий внутреннее сопротивление источника сигнала на входе повторителя, с сопротивлением примерно на порядок большим, чем выбранное ранее $R_э$.

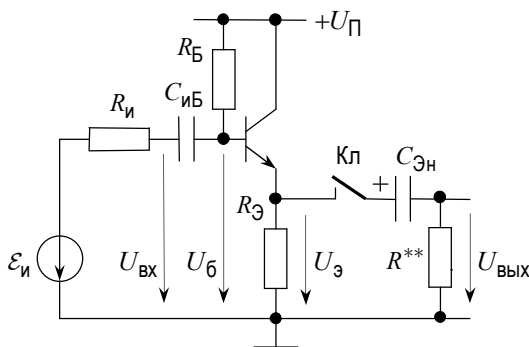


Рис. 1.21

Ключ 'Кл', показанный на рис. 1.21, служит условным обозначением того, что в предстоящих двух измерениях переменного напряжения на эмиттере $U_э$ первоначально между эмиттером и землей включен только резистор $R_э$, а затем результирующей нагрузкой в эмиттерной цепи становятся параллельно включенные $R_э$ и R^{**} . В качестве R^{**} рекомендуется взять резистор с сопротивлением, равным примерно ожидаемому значению выходного сопротивления исследуемого эмиттерного повторителя

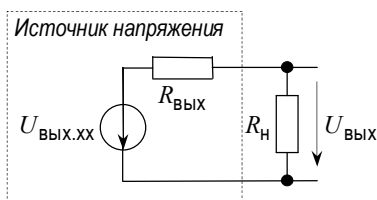
$$R_{\text{ВЫХ}} = (R_{\text{и}} \parallel R_{\text{Б}} + h_{11\text{э}}) / (h_{21\text{э}} + 1).$$

Как и в предыдущей схеме, где емкость $C_{\text{иБ}}$ выбиралась из условия равенства переменных напряжений $U_{\text{ВХ}}$ и $U_{\text{Б}}$ на частоте f , емкость разделительного конденсатора $C_{\text{ЭН}}$ должна быть настолько большой, чтобы сопротивление этого конденсатора на частоте f было пренебрежимо мало по сравнению с суммой R^{**} и ожидаемого значения $R_{\text{ВЫХ}}$. Вероятнее всего в качестве $C_{\text{ЭН}}$ потребуется использовать электролитический конденсатор, и в этом случае необходимо соблюсти указанную полярность его включения.

Правило двух нагрузок

Источник постоянного или переменного напряжения по теореме об эквивалентном генераторе представляется в виде источника ЭДС $U_{\text{ВЫХ.ХХ}}$ и выходного сопротивления $R_{\text{ВЫХ}}$.

Экспериментальное определение $R_{\text{ВЫХ}}$ заключается в измерении выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ при двух различных нагрузках и вычислении $R_{\text{ВЫХ}}$ по результатам этих измерений; одновременно можно найти $U_{\text{ВЫХ.ХХ}}$, когда это необходимо.



Если

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_1 \text{ при } R_{\text{Н}} = R_1$$

и

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 \text{ при } R_{\text{Н}} = R_2,$$

то

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_1 R_2 \cdot \frac{U_1 - U_2}{U_2 R_1 - U_1 R_2},$$

$$U_{\text{ВЫХ.ХХ}} = U_1 U_2 \cdot \frac{R_1 - R_2}{U_2 R_1 - U_1 R_2}.$$

Выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ в этом упражнении следует находить по *правилу двух нагрузок*, приведенному выше в виде отдельной вставки, при одном и том же значении $\mathcal{E}_{\text{и}}$, которое следует выбрать таким, чтобы на выходе не было искажений при 'замкнутом ключе Кл', то есть в случае, когда нагрузкой в эмиттере по переменному току является параллельное включение $R_{\text{Э}}$ и R^{**} .

Применительно к данному случаю $R_1 = R_{\text{Э}}$ и $U_1 = U_{\text{Э}}$ при 'разомкнутом ключе Кл' и $R_2 = R_{\text{Э}} \parallel R^{**}$ и $U_2 = U_{\text{Э}} = U_{\text{ВЫХ}}$ при 'замкнутом ключе Кл'.

Сравните найденное таким путем выходное сопротивление эмиттерного повторителя $R_{\text{вых}}$ с ожидаемым значением $(R_{\text{и}} || R_{\text{Б}} + h_{113}) / (h_{213} + 1)$.

4. В последней схеме (рис. 1.21) оставьте прежними только $C_{\text{иБ}}$, $R_{\text{Б}}$, транзистор, $R_{\text{Э}}$ и $U_{\text{П}}$ и подайте синусоидальный сигнал от лабораторного генератора непосредственно на левую обкладку конденсатора $C_{\text{иБ}}$, минуя $R_{\text{и}}$.

Увеличивая амплитуду сигнала, подаваемого на вход эмиттерного повторителя, определите максимальную амплитуду неискаженного сигнала на выходе и сравните полученное значение с результатом теоретического анализа.

5. (*Факультативно.*) Повторите упражнения 2 и 4 для случая, когда параллельно с $R_{\text{Э}}$ в эмиттерной цепи с помощью конденсатора $C_{\text{Эн}}$ большой емкости включена внешняя нагрузка $R_{\text{н}}$ с сопротивлением, равным $R_{\text{Э}}$. Приготовьтесь обсудить с преподавателем полученные результаты.

6. (*Факультативно.*) Подайте на вход повторителя с емкостной нагрузкой $C_{\text{н}}$ в эмиттерной цепи (рис. 1.15а) прямоугольные колебания, выбрав подходящими значение $C_{\text{н}}$, а также амплитуду и период колебаний на входе, и осуществите наблюдение искажений в сигнале $u_{\text{Э}}(t)$ при прохождении положительных и отрицательных скачков сигнала, действующего на входе.

2. Схема с общей базой

На рис. 2.1–2.4 приведены схемы однокаскадных усилителей, в которых транзистор включен таким образом, что его база заземлена (в схеме на рис. 2.4 – по переменному току) и является общим электродом для входной и выходной цепей.

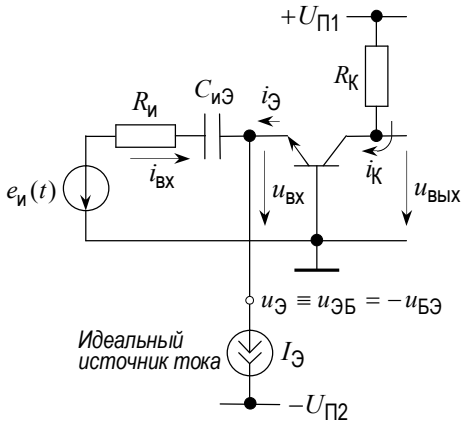


Рис. 2.1

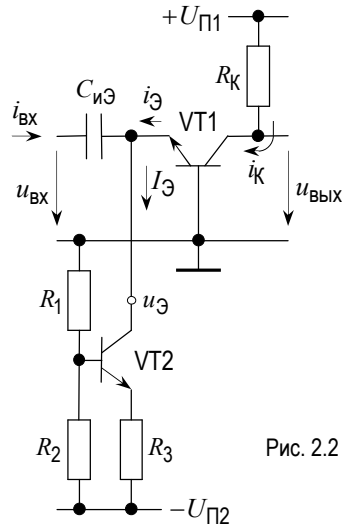


Рис. 2.2

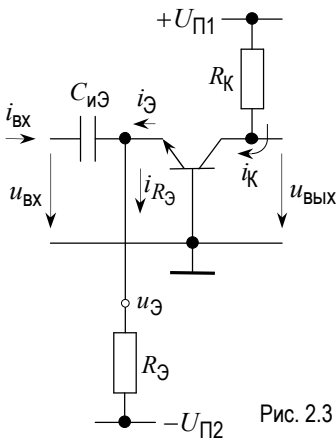


Рис. 2.3

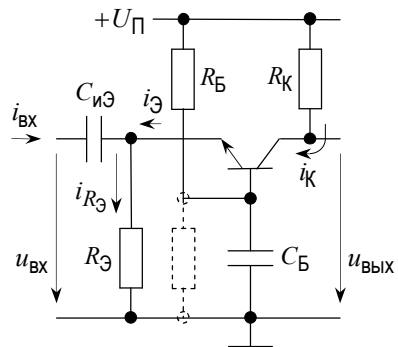


Рис. 2.4

Первая из этих схем (рис. 2.1), в которой фигурирует воображаемый «идеальный источник тока» в эмиттерной цепи, позволяет нагляднее всего представить реакцию схемы с общей базой со стороны ее входа на приложенное к ней воздействие $u_{\text{вх}}(t)$, не отвлекаясь на второстепенные детали. Вторая схема (рис. 2.2) содержит практически реализуемый источник тока на транзисторе VT2, приближающийся по своим свойствам к идеальному. В третьей схеме резистор R_3 , соединяющий источник питания $-U_{\text{П2}}$ с эмиттером транзистора (рис. 2.3), при выполнении определенных условий служит приемлемым приближением к источнику постоянной составляющей тока эмиттера I_3 . Наконец, последняя из приведенных схем представляет собой реализацию *схемы с общей базой* при единственном источнике питания $+U_{\text{П}}$ (рис. 2.4).

Емкости разделительных конденсаторов $C_{\text{иЭ}}$ между источником сигнала и эмиттером транзистора, а также емкость конденсатора $C_{\text{Б}}$, обеспечивающего заземление базы транзистора по переменному току в схеме на рис. 2.4, считаются настолько большими, что всюду далее в рассматриваемой области частот представляют собой короткое замыкание по переменному току.

2.1. Напряжения и токи во входной цепи

Когда говорят *источник тока*, имеют в виду способность этого воображаемого элемента обеспечивать протекание указанного тока в проводниках, посредством которых он подключен к другим точкам схемы, независимо от того, какое при этом напряжение оказывается приложенным к выводам такого «источника тока». (Принято считать, что выходное сопротивление идеального источника тока бесконечно велико в отличие от предполагаемого нулевого внутреннего сопротивления идеального источника ЭДС.) В данном случае (см. рис. 2.1) источник тока в эмиттерной цепи обеспечивает заданную величину постоянной составляющей эмиттерного тока транзистора I_3 .

В отсутствие переменного сигнала на входе потенциал эмиттера относительно земли U_3 , являющийся одновременно разностью напряжений между эмиттером и базой (или, что то же самое, минус напряжение база–эмиттер), должен быть отрицательным и иметь значение порядка 0.65 В, чтобы обеспечить возможность протекания в эмиттере транзистора постоянного тока I_3 (рис. 2.5а). Когда на вход схемы подается переменное напряжение $u_{\text{вх}}(t)$, напряжение на эмиттере изменяется во времени $[u_3 = U_3 + u_3(t), u_3(t) \equiv -u_{\text{БЭ}}(t) = u_{\text{вх}}(t)]$, и, как следствие этого, в эмиттерном токе возникает переменная составляющая: $i_3 = I_3 + i_3(t)$.

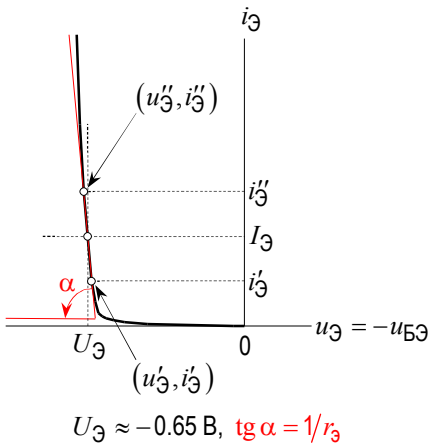


Рис. 2.5а

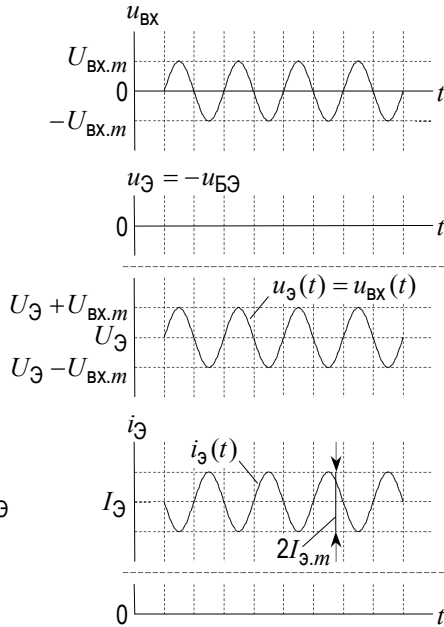


Рис. 2.5б

В момент времени, когда значение $u_{\text{вх}}(t)$ положительно, мгновенное значение полного напряжения на эмиттере относительно земли $u_{\text{э}}$, например $u'_{\text{э}}$ на рис. 2.5а, больше, чем $U_{\text{э}}$; это означает, что разность напряжений между базой и эмиттером $u_{\text{бэ}}$ по абсолютной величине в этот момент меньше, чем $U_{\text{бэ}} \approx 0.65 \text{ В}$, и поэтому мгновенное значение тока эмиттера ($i'_{\text{э}}$ в рассматриваемом примере) меньше постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{\text{э}}$. Другими словами, увеличению напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ на входе соответствует уменьшение тока эмиттера $i_{\text{э}}$; точно такое же рассуждение приводит нас к выводу, что уменьшение напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ на входе приводит к увеличению тока эмиттера $i_{\text{э}}$. Отсюда следует, что переменная составляющая эмиттерного тока $i_{\text{э}}(t)$ сдвинута по фазе на π по отношению к входному сигналу $u_{\text{вх}}(t)$ (рис. 2.5б).

Поскольку по ветви, содержащей источник постоянного тока $I_{\text{э}}$, никакой переменный ток в данном случае течь не может (см. рис. 2.1), ток $i_{\text{вх}}(t)$,

текущий от источника сигнала, равен по величине току эмиттера $i_3(t)$, но противоположен ему по фазе: $i_{\text{ВХ}}(t) + i_3(t) = 0$; следовательно,

$$i_{\text{ВХ}}(t) = -i_3(t). \quad (2.1)$$

Всё, что было сказано о напряжениях и токах на входе схемы, приведенной на рис. 2.1, может быть, по существу, без изменений повторено для схемы на рис. 2.2 вследствие очень слабой зависимости коллекторного тока транзистора VT2 от напряжения u_3 на коллекторе этого транзистора; как и в схеме на рис. 2.1, среднее значение напряжения u_3 примерно равно -0.65 В.

Чуть иначе обстоит дело в схемах на рис. 2.3 и 2.4. В этих схемах необходимо, в принципе, учитывать переменный ток, возникающий в резисторе R_3 при подаче на вход переменного сигнала. Пусть $i_{R_3} = I_{R_3} + i_{R_3}(t)$, где i_{R_3} — полное значение тока в резисторе R_3 , I_{R_3} — его постоянная составляющая, равная среднему значению тока эмиттера I_3 , а $i_{R_3}(t)$ — переменная составляющая тока i_{R_3} , равная $i_{R_3}(t) = u_3(t)/R_3$. Тогда с точки зрения только переменных составляющих токов на входе справедлива схема, приведенная на рис. 2.6. По закону Кирхгофа в точке А

$$i_{\text{ВХ}} + i_3 - i_{R_3}(t) = 0,$$

откуда

$$i_{\text{ВХ}} = -i_3 + i_{R_3}(t). \quad (2.2)$$

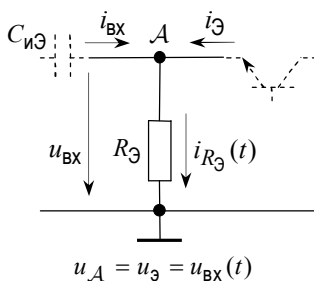


Рис. 2.6

2.2. Входное сопротивление

Согласно определению в терминах мгновенных значений токов и напряжений $R_{\text{вх}} = u_{\text{вх}} / i_{\text{вх}}$. [Здесь и далее в этом разделе, посвященном схеме с общей базой, имеется в виду область средних частот; с тем же успехом при выводе формул, относящихся к входному сопротивлению, коэффициенту усиления и др., можно пользоваться не только мгновенными значениями переменных (синусоидальных) токов и напряжений, но также и их действующими (эффективными) значениями.]

У схем на рис. 2.1 и 2.2 $i_{\text{вх}} = -i_{\text{э}}$, поэтому в соответствии с (0.2) и с учетом приближений, о которых шла речь во введении [малые по величине сигналы по сравнению с $U_{\text{Бэ}} \approx 0.65 \text{ В}$, линеаризация зависимости $i_{\text{э}}(u_{\text{Бэ}})$],

$$R_{\text{вх}} = \frac{u_{\text{э}}}{-i_{\text{э}}} = \frac{-u_{\text{Бэ}}}{-i_{\text{э}}} = r_{\text{э}}, \quad (2.3)$$

где $r_{\text{э}}$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода, равное $U_T / I_{\text{э}}$; $U_T \approx 25 \text{ мВ}$, $I_{\text{э}}$ – ток эмиттера в исходном состоянии транзистора.

Сложение токов $-i_{\text{э}}$ и $i_{R_{\text{э}}}(t)$ в схемах на рис. 2.3 и 2.4 означает, что со стороны источника сигнала входные цепи таких схем с общей базой выглядят как параллельное соединение резисторов с сопротивлениями $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{э}}$:

$$R'_{\text{вх}}(\text{def}) = \left. \frac{u_{\text{вх}}}{i_{\text{вх}}} \right|_{i_{R_{\text{э}}}(t) \neq 0} = r_{\text{э}} \parallel R_{\text{э}}. \quad (2.4)$$

Чаше всего $R_{\text{э}} \gg r_{\text{э}}$, в этом случае $R'_{\text{вх}} \approx R_{\text{вх}}$.

2.3. Коэффициент усиления

Для схем на рис. 2.1–2.4

$$K(\text{def}) = \frac{u_{\text{вых}}(t)}{u_{\text{вх}}(t)} = \frac{-i_{\text{к}}(t) \cdot R_{\text{к}}}{i_{\text{вх}}(t) \cdot R_{\text{вх}}} \approx \frac{-i_{\text{э}}(t) \cdot R_{\text{к}}}{-i_{\text{э}}(t) \cdot r_{\text{э}}} = \frac{R_{\text{к}}}{r_{\text{э}}}. \quad (2.5)$$

При прохождении синусоидального сигнала с частотой из области средних частот через усилитель с транзистором, включенным по схеме с общей базой, фаза выходного сигнала совпадает с фазой входного сигнала.

Если к выходу схемы с общей базой через разделительный конденсатор большой емкости $C_{\text{кн}}$ подключена внешняя нагрузка $R_{\text{н}}$ (рис. 2.7), то

$$K \approx (R_{\text{к}} \parallel R_{\text{н}}) / r_{\text{э}}.$$

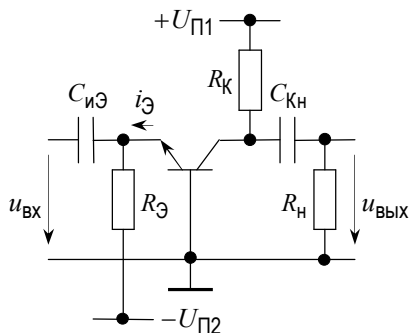


Рис. 2.7

2.4. Сравнение схем с общей базой и с общим эмиттером

I. У схем с общей базой и с общим эмиттером много общего. В частности, общим является принцип включения нагрузки в коллекторную цепь.

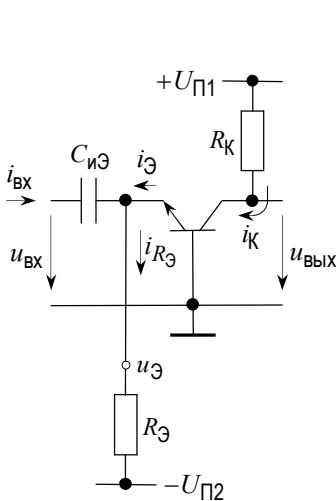


Рис. 2.8а

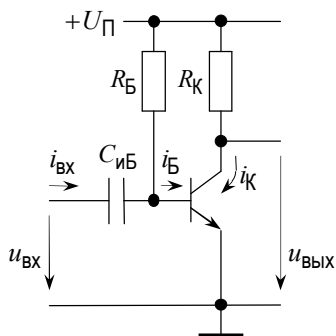


Рис. 2.8б

Если транзисторы в схемах на рис. 2.8а и 2.8б одинаковы и поставлены в один и тот же режим по постоянному току (то есть равны постоянные состав-

ляющие эмиттерных токов I_3), а также равны сопротивления коллекторных нагрузок R_K , то коэффициент усиления K , как отношение переменного напряжения на выходе к переменному напряжению на входе в области средних частот, одинаков и приближенно равен R_K/r_3 , где $r_3 = U_T/I_3$, $U_T \approx 25$ мВ.

При переходе из области средних частот в область верхних частот коэффициент усиления по напряжению, как отношение амплитуд гармонического сигнала на выходе и на входе, уменьшается и достигает значения, в $\sqrt{2}$ раз меньшего, чем в области средних частот, примерно на одной и той же частоте.

II. Числовой пример.

Пусть у транзисторов в обеих схемах на рис. 2.8а и 2.8б $h_{213} = h_{213} = 100$, а напряжения питания $+U_{П1} = +U_{П}$ и $-U_{П2}$ равны $+10$ В и -10 В соответственно.

Если в схеме на рис. 2.8а $R_3 = 18$ кОм, $R_K = 9,1$ кОм и постоянное напряжение на эмиттере $U_3 = -U_{Б3}$ равно примерно $-0,65$ В, то $I_3 = (U_{П2} - U_{Б3})/R_3 \approx 0,5$ мА, $I_K = I_3$ и постоянное напряжение на коллекторе U_3 – около 5 В. При комнатной температуре $r_3 \approx 50$ Ом; следовательно, для схемы с общей базой $R_{вх} \approx 50$ Ом и $K \approx 180$.

Аналогично для схемы с общим эмиттером на рис. 2.8б: если справедливо, что $U_Б \equiv U_{Б3} \approx 0,65$ В и $R_Б$ равно $1,8$ МОм, то $I_Б = (U_{П1} - U_{Б3})/R_Б \approx 5$ мкА и $I_3 \approx I_K = h_{213} \cdot I_Б \approx 0,5$ мА; в таком случае $R_{вх} = (h_{213} + 1) \cdot r_3 \approx 5$ кОм и $K = h_{213} \cdot R_K/R_{вх} \approx 180$.

III. Главное различие сравниваемых схем заключается в том, что нельзя построить многокаскадный усилитель, в каждом из каскадов которого транзистор включен по схеме с общей базой и все транзисторы обладают приблизительно одинаковыми параметрами. Вследствие того, что входное сопротивление схемы с общей базой очень мало, у i -го каскада нагрузкой R_n будет входное сопротивление $(i+1)$ -го каскада, равное r_3 , поэтому коэффициент усиления по напряжению каждого каскада будет равен 1 (точнее, чуть меньше 1 в той мере, в какой $R_K||r_3 < r_3$, где R_K – сопротивление резистора в коллекторе предыдущего каскада).

Это обстоятельство, а также малое по величине входное сопротивление и тот факт, что в отличие от эмиттерного повторителя в схеме с общей базой не происходит «усиления по току», схема с общей базой редко применяется самостоятельно. Однако она часто используется в комбинации с другими спо-

собами включения транзистора: один такой пример приводится непосредственно ниже («каскадная схема»), другим примером является так называемый дифференциальный усилитель, о котором идет речь в следующем разделе.

2.5. Каскадная схема

В реальных биполярных транзисторах имеет место внутритранзисторная обратная связь, в результате действия которой входное сопротивление транзистора со стороны базы или со стороны эмиттера, вообще говоря, зависит от нагрузки в коллекторной цепи, а выходное сопротивление схемы, в свою очередь, является функцией сопротивления источника сигнала. Внутритранзисторная обратная связь — это одна из причин, по которым в эксперименте коэффициент передачи той или иной схемы в области средних частот отличается от простой его оценки, в которой обратная связь не учитывается. В еще большей степени внутритранзисторной обратной связью определяется поведение схемы на высоких частотах.

Поэтому иногда на практике бывает важно уменьшить внутрисхемную связь между выходом и входом. Этой цели служит каскадная схема, приведенная на рис. 2.9, представляющая собой двухкаскадный усилитель, в котором транзистор VT1 включен по схеме с общим эмиттером, а транзистор VT2 — по схеме с общей базой. Если всю схему в целом представить в виде четырехполюсника, характеризуемого его h -параметрами, то ее коэффициент обратной связи h_{12} в типичном случае оказывается на 3 порядка меньше, чем соответствующий h -параметр усилителя на одном транзисторе.

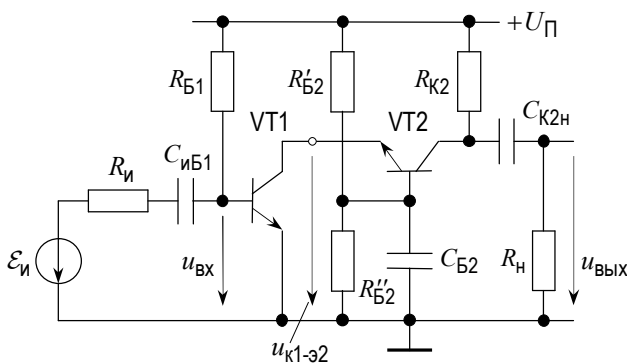


Рис. 2.9

Задание 2

1. Соберите часть схемы, изображенной на рис. 2.10а, с транзистором КТ315 (без C_{KH} и R_H), выбрав сопротивление $R_Э$ из интервала 3.9 ... 39 кОм и $R_K \approx R_Э/2$. Подключите источники питания ± 10 В и измерьте постоянные напряжения $U_Э$ и U_K на эмиттере и на коллекторе транзистора.

Определите значение постоянного тока эмиттера $I_Э = (U_{П2} - U_Э)/R_Э$ и убедитесь в том, что измеренное значение U_K не сильно отличается от расчетного $U_{П1} - I_Э \cdot R_K$. Найдите, какой является оценка $\hat{R}_{ВХ}$ величины входного сопротивления этой схемы: $\hat{R}_{ВХ} = r_э = U_T / I_Э$, где $U_T = 25$ мВ при комнатной температуре.

Дополните уже собранную схему резистором $R'_И$, который будет играть роль сопротивления источника сигнала, и разделительным конденсатором $C_{иЭ}$. Сопротивление $R'_И$ рекомендуется взять примерно равным $\hat{R}_{ВХ}$.

Далее в этом задании предстоит проводить измерения переменных напряжений (и токов), подавая на вход синусоидальный сигнал частоты f порядка 10 кГц.

В качестве разделительного конденсатора $C_{иЭ}$ следует взять электролитический конденсатор, выбрав его емкость из условия $1/(2\pi f C_{иЭ}) \ll R'_И + \hat{R}_{ВХ}$ и соблюдая указанную на рисунке полярность его включения.

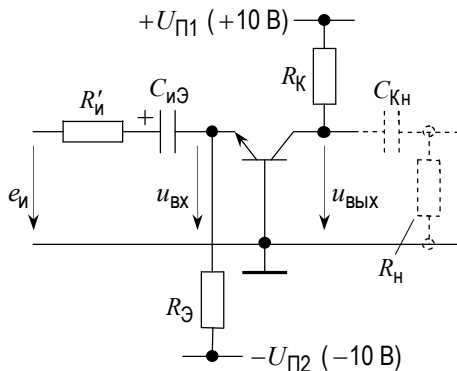


Рис. 2.10а

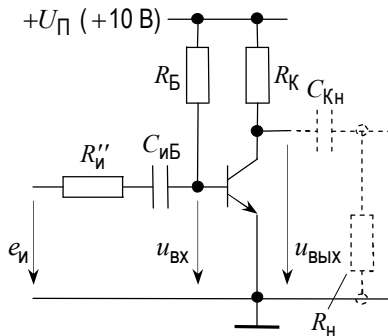


Рис. 2.10б

2. Под *измерением* переменных напряжений и ЭДС, обозначенных на рис. 2.10а и 2.10б как их мгновенные значения (малыми латинскими буквами), следует понимать определение действующих (эффективных) значений, амплитуд или полного размаха колебаний, наблюдаемых в соответствующих точках схемы с помощью осциллографа.

Важное предупреждение

Ввиду того, что входное сопротивление схемы с общей базой, как правило, очень мало, а лабораторный генератор, как всякий источник сигнала, обладает конечным выходным сопротивлением, величину ЭДС $e_{\text{и}}$ на входе изучаемой схемы необходимо каждый раз измерять непосредственно. Не следует удивляться, если измеренное значение амплитуды подаваемого сигнала окажется меньше величины, указанной в меню компьютерного генератора.

Амплитуду сигнала, подаваемого извне, всякий раз нужно, с одной стороны, выбирать возможно большей, чтобы можно было не принимать во внимание неизбежные наводки и помехи, но, с другой стороны, такой, чтобы сигнал на выходе оставался неискаженным.

3. Определите экспериментально *входное сопротивление* $R_{\text{вх}}$ схемы, приведенной на рис. 2.10а, найдя его значение по измеренным $\mathcal{E}_{\text{и}}$ и $U_{\text{вх}}$ и известному $R'_{\text{и}}$:

$$R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{(\mathcal{E}_{\text{и}} - U_{\text{вх}})/R'_{\text{и}}}.$$

Сравните полученное здесь значение $R_{\text{вх}}$ с ожидаемым значением r_3 (или $r_3 \parallel R_3$, если это необходимо).

Измерьте коэффициент усиления $K = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ в схеме на рис. 2.10а и сравните результат измерения с приближенной его оценкой R_K/r_3 . Убедитесь в том, что фаза выходного сигнала $u_{\text{вых}}(t)$ совпадает с фазой входного сигнала $u_{\text{вх}}(t)$.

4. (Факультативно.) Подключите к коллектору транзистора в схеме на рис. 2.10а внешнюю нагрузку $R_{\text{н}} = R_K$, выбрав емкость разделительного конденсатора $C_{\text{Кн}}$ из условия $1/(2\pi f C_{\text{Кн}}) \ll R_K + R_{\text{н}}$. Повторите измерения, указанные в предыдущем пункте задания, а также определите амплитуду $U_{\text{вых.т}}$ максимального неискаженного сигнала на выходе.

Если значение $R_{\text{вх}}$, найденное экспериментально при подключенной внешней нагрузке $R_{\text{н}}$, будет отличаться по величине от $R_{\text{вх}}$, определенного в п. 3, то по этому отличию можно судить о том, в какой степени проявляется

внутритранзисторная обратная связь при включении транзистора по схеме с общей базой.

5. (*Факультативно.*) Повторите измерения и наблюдения, предусмотренные в п. 3 и 4 данного задания, для схемы, приведенной на рис. 2.10б, в которой необходимо использовать тот же транзистор и ту же коллекторную нагрузку R_K , что и ранее. Сопротивление резистора R_B необходимо *подобрать* таким, чтобы постоянное значение коллекторного (эмиттерного) тока $I_{\mathcal{E}} \approx I_K = (U_{\Pi} - U_K)/R_K$ в схеме на рис. 2.10б было, по возможности, равным значению этого тока в схеме на рис. 2.10а (где U_K , как и ранее, – напряжение на коллекторе транзистора относительно земли в режиме по постоянному току).

В схеме на рис. 2.10б сопротивление резистора R_{Π}'' , играющего роль сопротивления источника сигнала, следует выбрать равным входному сопротивлению этой схемы (или больше), для которого в качестве приближенной оценки можно принять $(h_{21\mathcal{E}} + 1) \cdot r_{\mathcal{E}}$, где $h_{21\mathcal{E}} \approx h_{21\mathcal{E}} = I_K / [(U_{\Pi} - U_B)/R_B]$, U_B – напряжение на базе транзистора относительно земли в режиме по постоянному току, а $r_{\mathcal{E}} = U_T / I_{\mathcal{E}}$, $U_T \approx 25$ мВ. Емкости разделительных конденсаторов $C_{\text{иБ}}$ и $C_{\text{кн}}$ в схеме с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером (на рис. 2.10б), нужно выбрать из условий, аналогичных тем, какие были приведены выше для емкостей $C_{\text{иЭ}}$ и $C_{\text{кн}}$ для схемы с транзистором, включенным по схеме с общей базой (на рис. 2.10а).

Обратите внимание на то, что в данном случае выходной сигнал $u_{\text{вых}}(t)$, хотя и во столько же раз больше входного, как в схеме с общей базой, но сдвинут по фазе на π по отношению к входному сигналу $u_{\text{вх}}(t)$.

3. Дифференциальный усилитель

Под дифференциальным усилителем понимают схему, основу которой образуют два более или менее одинаковых транзистора, соединенных между собой эмиттерами (рис. 3.1). Название *дифференциальный* происходит от английского слова *difference* (*разностный* усилитель): имеется в виду, что при наличии двух входных сигналов $u_{б1} \equiv u_{вх1}$ и $u_{б2} \equiv u_{вх2}$ выходной сигнал ($u_{к1} \equiv u_{вых1}$, $u_{к2} \equiv u_{вых2}$ или $u_{вых1} - u_{вых2}$) пропорционален их разности. (Здесь и далее $u_{б1}$ и $u_{б2}$ – переменные составляющие напряжений на базах

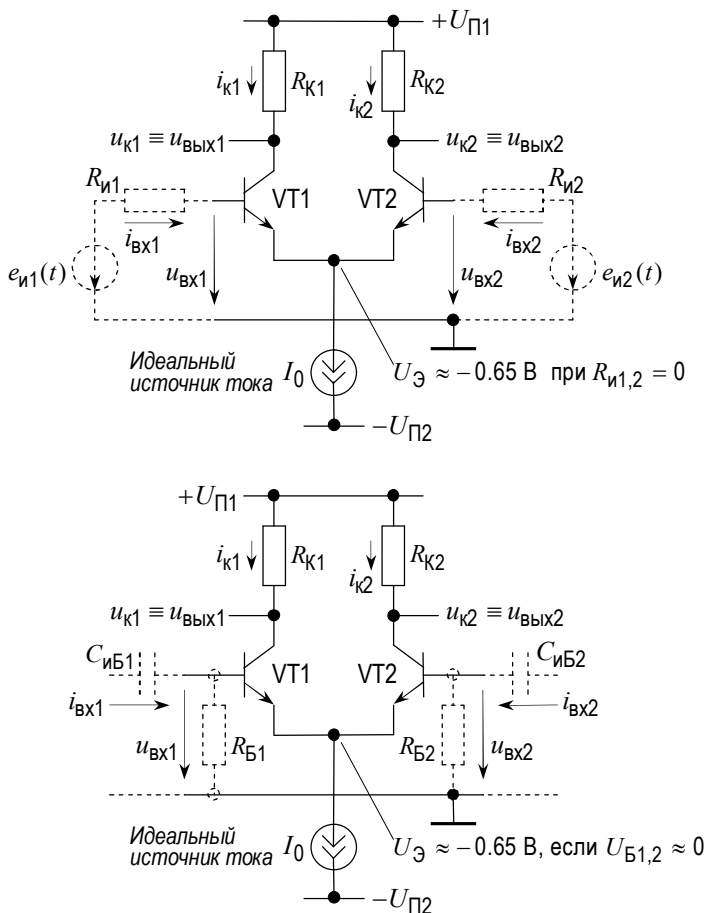


Рис. 3.1

транзисторов VT1 и VT2 относительно земли, а $u_{к1}$ и $u_{к2}$ – переменные составляющие напряжений на коллекторах транзисторов относительно земли.)

Во входных цепях дифференциального усилителя должно быть предусмотрено наличие пути для протекания постоянной составляющей базовых токов транзисторов, например, как показано пунктиром в схемах на рис. 3.1.

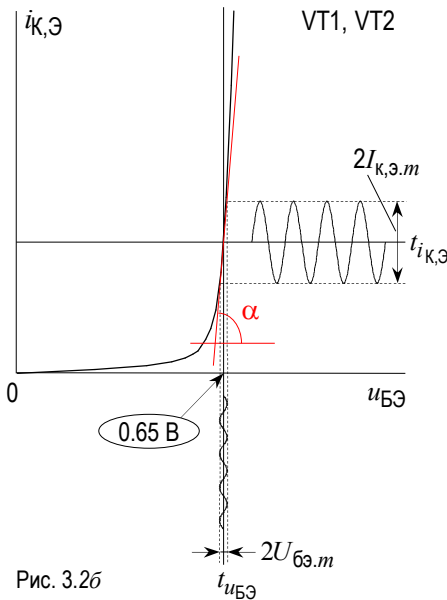
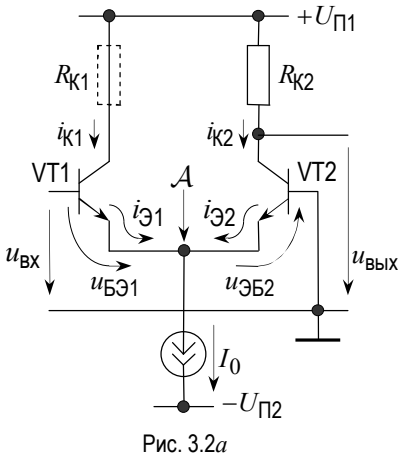
3.1. Дифференциальный усилитель с одним входом

Основные свойства дифференциального усилителя нагляднее всего продемонстрировать на примере с одним входом между базой транзистора VT1 и землей при заземленной базе транзистора VT2 (рис. 3.2а).

Рассмотрим вначале режим транзисторов по постоянному току. Пусть $u_{вх} = 0$, транзисторы одинаковы и выполнено условие, что падением напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала $u_{вх}$ от протекания по нему постоянной составляющей базового тока транзистора VT1 можно пренебречь. Тогда, вследствие равенства нулю напряжения на базах обоих транзисторов относительно земли, постоянное напряжение U_A в точке А должно быть приблизительно равно -0.65 В, напряжения база–эмиттер $U_{БЭ1}$ и $U_{БЭ2}$ у обоих транзисторов одинаковы, и поэтому ток I_0 делится поровну между эмиттерами транзисторов. Таким образом, в исходном состоянии в каждом из транзисторов VT1 и VT2 течет эмиттерный и примерно равный ему коллекторный ток величиной $I_0/2$ при $U_{БЭ1} = U_{БЭ2} \approx 0.65$ В.

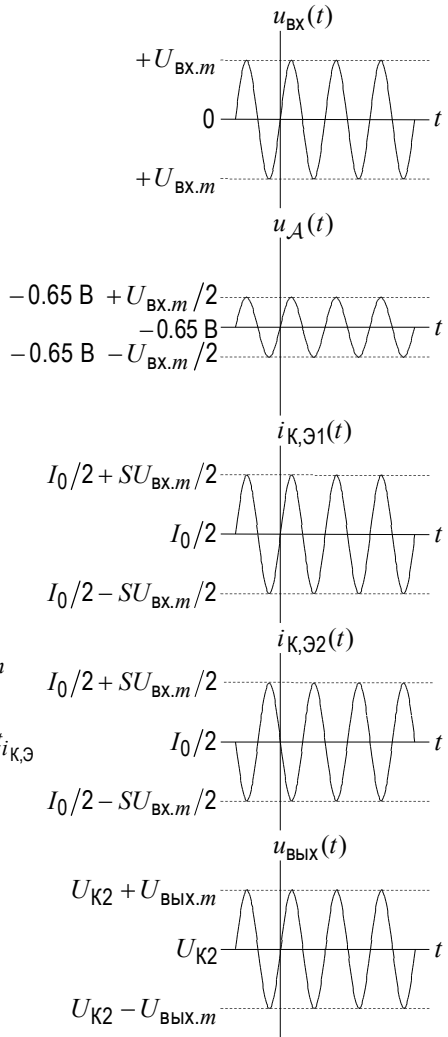
Предположим теперь, что на вход между базой транзистора VT1 и землей подан переменный сигнал $u_{вх}(t)$ с настолько малой амплитудой $U_{вх.м}$, что можно воспользоваться линеаризацией характеристики $i_{к,э}(u_{БЭ})$ в окрестности рабочей точки (рис. 3.2б). Тогда переменное напряжение в точке А должно в точности равняться половине $u_{вх}(t)$, чтобы в любой момент времени увеличение или уменьшение тока $i_{э1}$ компенсировалось точно таким же по величине изменением $i_{э2}$ в противоположном направлении. В противном случае сумма токов $i_{э1}$ и $i_{э2}$ не может оставаться постоянной и равной I_0 .

Из этого следует, что при синусоидальном воздействии переменные составляющие напряжений $u_{БЭ1}(t)$ и $u_{БЭ2}(t)$ равны и переменные эмиттерный и коллекторный токи в транзисторе VT2 противоположны по фазе переменным эмиттерному и коллекторному токам в транзисторе VT1 (рис. 3.2в), а напряжение на выходе $u_{вых}(t)$ совпадает по фазе (в области средних частот) с входным напряжением и его амплитуда равна $U_{вых.м} = S \cdot R_{К2} \cdot U_{вх.м}/2$.



$$\text{Для } i_{\kappa}: \operatorname{tg} \alpha = S = \left. \frac{di_{\kappa}}{du_{\text{БЭ}}} \right|_{(0.65 \text{ В}, I_0/2)}$$

$$\approx \frac{1}{r_3} = \frac{I_0/2}{U_T}; \quad U_T = \frac{kT}{qe}$$



$$U_{\kappa 2} = U_{\text{П1}} - (I_0/2) \cdot R_{\kappa 2}$$

$$U_{\text{ВЫХ.м}} = S \cdot R_{\kappa 2} \cdot U_{\text{ВХ.м}}/2$$

Рис. 3.2в

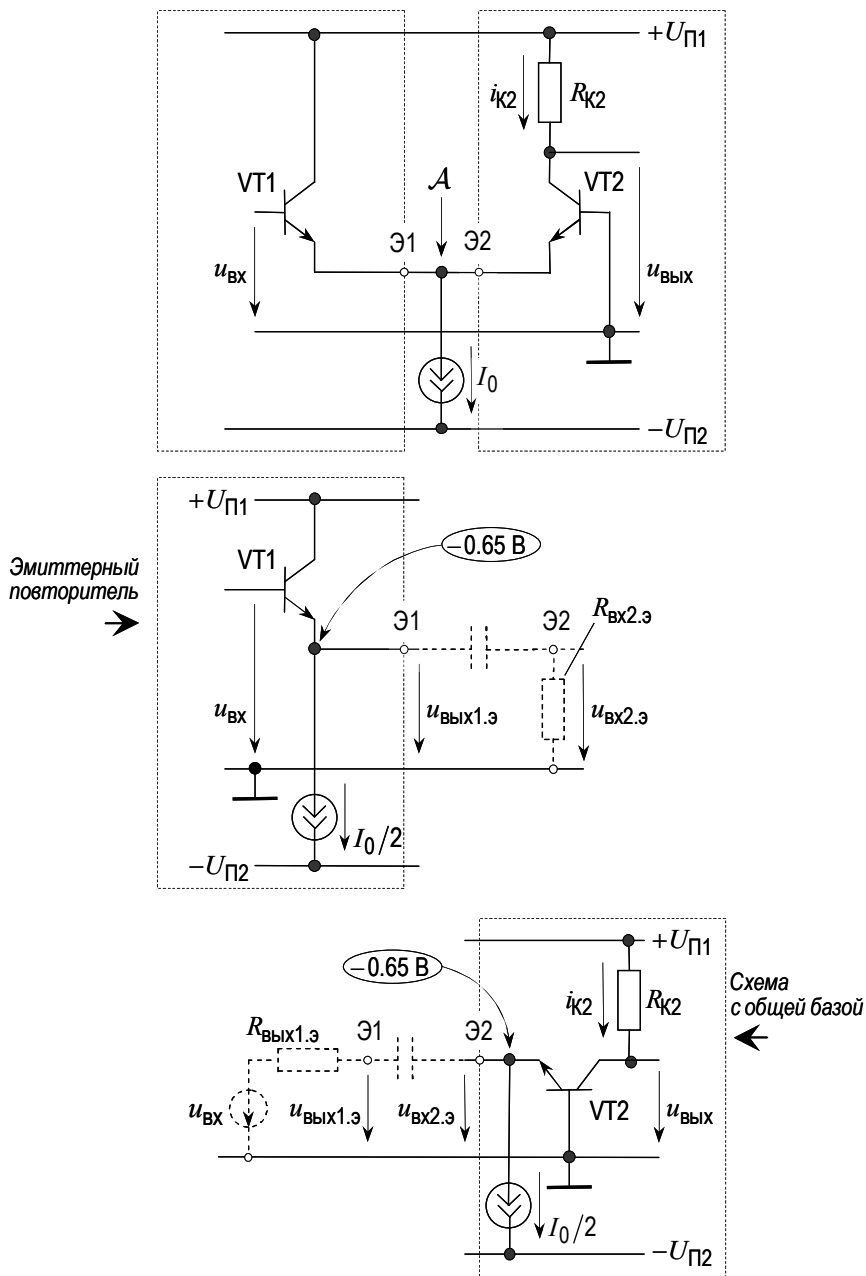


Рис. 3.3

3.2. Дифференциальный усилитель как последовательно включенные эмиттерный повторитель и схема с общей базой

Иногда бывает удобно представить схему дифференциального усилителя с одним входом в виде последовательного включения двух каскадов – эмиттерного повторителя и схемы с общей базой (рис. 3.3).

С точки зрения прохождения сигнала через эмиттерный повторитель нагрузкой последнего служит входное сопротивление схемы с общей базой $R_{\text{Вх}2.э}$, равное

$$h_{16}^{(2)} = \frac{h_{11э}^{(2)}}{h_{21э}^{(2)} + 1} = r_{э2} = \frac{U_T}{I_0/2}.$$

По теореме об эквивалентном генераторе на входе схемы с общей базой включен источник сигнала с ЭДС, равной $u_{\text{Вх}}$, и внутренним сопротивлением $R_{\text{Вых}1.э}$, равным выходному сопротивлению эмиттерного повторителя:

$$R_{\text{Вых}1.э} = \frac{h_{11э}^{(1)}}{h_{21э}^{(1)} + 1} = r_{э1} = \frac{U_T}{I_0/2}.$$

Таким образом, можно считать, что для эмиттерной цепи дифференциального усилителя справедлива эквивалентная схема, приведенная на рис. 3.4, где $u_{\text{Вх}}(t)$ – напряжение между базой транзистора VT1 и землей, а ток $i_э(t)$ равен переменной составляющей $i_{э1}(t)$ эмиттерного тока транзистора VT1 и переменной составляющей $-i_{э2}(t)$ эмиттерного тока транзистора VT2 (со знаком ‘минус’).

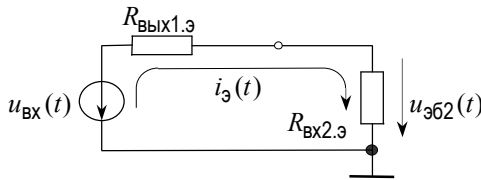


Рис. 3.4

Поскольку $R_{\text{Вых}1.э} = R_{\text{Вх}2.э}$, $u_{\text{Д}}(t) = u_{э62}(t) = u_{\text{Вх}}(t)/2$ и, следовательно, для $u_{\text{Вых}}(t)$ в схемах на рис. 3.2а и 3.3 выполняется соотношение

$$u_{\text{Вых}}(t) = -i_{к2}(t) \cdot R_{к2} = -S u_{э62}(t) \cdot R_{к2} = -S [-u_{э62}(t)] \cdot R_{к2} = S R_{к2} u_{\text{Вх}}(t)/2.$$

3.3. Коэффициенты усиления

Найденный нами коэффициент пропорциональности между переменными напряжениями на базе транзистора VT1 и на коллекторе транзистора VT2 в терминах двух входов и двух выходов, указанных на рис. 3.1, можно назвать «коэффициентом усиления от входа 1 к выходу 2», введя соответствующее обозначение:

$$K_{12}(def) = \left. \frac{u_{\text{Вых}2}}{u_{\text{Вх}1}} \right|_{u_{\text{Вх}2}=0} = \frac{1}{2} SR_{\kappa 2}. \quad (3.1)$$

В тех же условиях при наличии резистора $R_{\kappa 1}$ в коллекторной цепи транзистора VT1 (см. рис. 3.2а) переменный ток $i_{\kappa 1}(t) \approx i_{\text{Э}1}(t)$ приведет к возникновению напряжения $u_{\text{Вх}1}(t)$, равного $-i_{\kappa 1}(t) \cdot R_{\kappa 1}$. Полагая по-прежнему, что транзисторы одинаковы и для каждого из транзисторов справедлива линеаризация зависимости $i_{\kappa, \text{Э}}(u_{\text{БЭ}})$ в окрестности рабочей точки, получим «коэффициент усиления от входа 1 к выходу 1»:

$$K_{11}(def) = \left. \frac{u_{\text{Вых}1}}{u_{\text{Вх}1}} \right|_{u_{\text{Вх}2}=0} = -\frac{1}{2} SR_{\kappa 1}. \quad (3.2)$$

Рассмотрение переменных токов и напряжений в дифференциальном усилителе, подобное тому, какое выполнено в 3.1 и 3.2, легко перенести на случай, когда подаваемый извне сигнал действует только на базе транзистора VT2 при заземленной базе транзистора VT1, и тогда для «коэффициентов усиления от входа 2 к выходам 1 и 2» будут справедливы соотношения, аналогичные (3.1) и (3.2):

$$K_{21}(def) = \left. \frac{u_{\text{Вых}1}}{u_{\text{Вх}2}} \right|_{u_{\text{Вх}1}=0} = \frac{1}{2} SR_{\kappa 1}, \quad (3.3)$$

$$K_{22}(def) = \left. \frac{u_{\text{Вых}2}}{u_{\text{Вх}2}} \right|_{u_{\text{Вх}1}=0} = -\frac{1}{2} SR_{\kappa 2}. \quad (3.4)$$

Тот факт, что коэффициенты усиления K_{12} и K_{21} положительны, означает, что при прохождении сигнала от базы какого-либо транзистора к коллектору другого транзистора фаза сигнала остается той же самой (в области средних частот), а знак «минус» у коэффициентов K_{11} и K_{22} указывает на то, что фаза сигнала на коллекторе того же транзистора отличается от фазы сигнала на базе этого транзистора на π (при заземленной базе другого транзистора).

Коль скоро дифференциальный усилитель при малых по величине переменных токах и напряжениях ведет себя как линейное устройство, к нему

применим *принцип суперпозиции*, согласно которому «отклик на сумму воздействий равен сумме откликов на каждое из воздействий порознь». Поэтому при одновременном наличии входных сигналов $u_{\text{вх1}}(t)$ и $u_{\text{вх2}}(t)$ на базах транзисторов VT1 и VT2 на коллекторе каждого из транзисторов возникает переменное напряжение, представляющее собой сумму результатов прохождения к этому коллектору каждого из входных сигналов:

$$u_{\text{вых1}} = K_{11} \cdot u_{\text{вх1}} + K_{21} \cdot u_{\text{вх2}} = \frac{1}{2} SR_{\text{К1}} \cdot (-u_{\text{вх1}} + u_{\text{вх2}}),$$

$$u_{\text{вых2}} = K_{12} \cdot u_{\text{вх1}} + K_{22} \cdot u_{\text{вх2}} = \frac{1}{2} SR_{\text{К2}} \cdot (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}).$$

Пусть $R_{\text{К1}} = R_{\text{К2}} = R_{\text{К}}$ и по определению

$$K_{\text{дифф.1}}(\text{def}) = u_{\text{вых1}} / (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \text{ и } K_{\text{дифф.2}}(\text{def}) = u_{\text{вых2}} / (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}})$$

– коэффициенты усиления по отношению к разностному (дифференциальному) сигналу $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$ для выходов 1 и 2 соответственно. Тогда

$$u_{\text{вых1}} = K_{\text{дифф.1}} \cdot (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \text{ и } u_{\text{вых2}} = K_{\text{дифф.2}} \cdot (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \text{ с}$$

$$K_{\text{дифф.1}} = -\frac{1}{2} SR_{\text{К}} \text{ и } K_{\text{дифф.2}} = \frac{1}{2} SR_{\text{К}}.$$

На практике довольно часто вслед за дифференциальным усилителем бывает включена схема, реагирующая на разность напряжений на коллекторах транзисторов VT1 и VT2. В таком случае характеристикой дифференциального усилителя по отношению к разностному сигналу $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$ служит коэффициент усиления $K_{\text{дифф}}(\text{def}) = (u_{\text{вых1}} - u_{\text{вых2}}) / (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}})$, вдвое больший по модулю по сравнению с $K_{\text{дифф.1}}$ и $K_{\text{дифф.2}}$ (при выполнении оговоренных условий).

3.4. Входные сопротивления

Входное сопротивление схемы, приведенной на рис. 3.5, – это отношение переменного напряжения $u_{\text{вх1}}$ на входе 1 к переменной составляющей $i_{\text{б1}}$ базового тока транзистора VT1:

$$R_{\text{вх1}}(\text{def}) = \frac{u_{\text{вх1}}}{i_{\text{б1}}} = \frac{u_{\text{вх1}}}{u_{\text{бэ1}} / h_{113}^{(1)}} = \frac{u_{\text{вх1}}}{u_{\text{вх1}}/2} \cdot h_{113}^{(1)} = 2 \cdot h_{113}^{(1)},$$

где $h_{113}^{(1)} = (h_{213}^{(1)} + 1) \cdot r_{\text{э1}}$, $r_{\text{э1}} = U_T / (I_0/2)$.

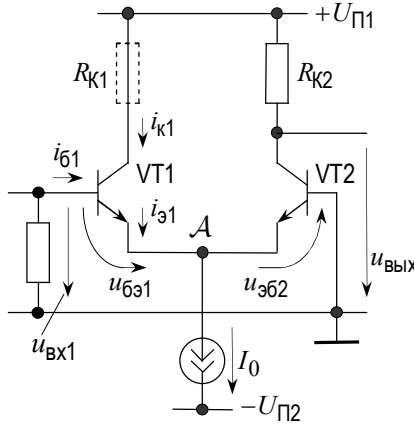


Рис. 3.5

Тот же самый результат можно получить, воспользовавшись формулой (1.2) для входного сопротивления эмиттерного повторителя на транзисторе VT1 (см. п. 3.2, рис. 3.3) в предположении, как и ранее, что транзисторы VT1 и VT2 одинаковы и поставлены в один и тот же режим по постоянному току, вследствие чего $h_{213}^{(2)} = h_{213}^{(1)}$ и $h_{113}^{(2)} = h_{113}^{(1)}$:

$$R_{\text{вх1}} = h_{113}^{(1)} + \left(h_{213}^{(1)} + 1 \right) \cdot R_{\text{вх2.э}} = h_{113}^{(1)} + \left(h_{213}^{(1)} + 1 \right) \cdot \frac{h_{113}^{(2)}}{h_{213}^{(2)} + 1} = 2 \cdot h_{113}^{(1)}.$$

Точно так же при подаче сигнала $u_{\text{вх2}}$ на вход 2 и заземленной базе транзистора VT1 входное сопротивление со стороны базы транзистора VT2 равно

$$R_{\text{вх2}}(\text{def}) = \frac{u_{\text{вх2}}}{i_{\text{б2}}} = 2 \cdot h_{113}^{(2)},$$

где $h_{113}^{(2)} = \left(h_{213}^{(2)} + 1 \right) \cdot r_{\text{э2}}$, $r_{\text{э2}} = U_T / (I_0 / 2)$.

3.5. Источники стабильного тока в эмиттерной цепи

На рис. 3.6а и 3.6б представлены дифференциальные усилители с двумя самыми простыми вариантами схем источников суммарного эмиттерного тока I_0 . О том, в какой степени реальная схема, включенная между точкой \mathcal{A} и шиной питания $-U_{П2}$, является по своим свойствам приближением к идеальному источнику тока, можно судить, сравнивая переменную составляющую тока, возникающего в этой схеме с переменной составляющей тока в эмиттерах транзисторов VT1 и VT2.

В исходном состоянии при нулевом напряжении на базах транзисторов VT1 и VT2 в точке \mathcal{A} устанавливается постоянное напряжение $U_{\mathcal{A}} = -U_{БЭ}$, обеспечивающее протекание постоянных токов $I_0/2$ в каждом из транзисторов VT1 и VT2 в предположении их идентичности ($U_{БЭ} \sim 0.65 \text{ В}$). Если на базах этих транзисторов имеются переменные напряжения $u_{ВХ1}(t)$ и $u_{ВХ2}(t)$, то возникает переменная составляющая $u_{\mathcal{A}}(t)$ напряжения в точке \mathcal{A} относительно земли. Поэтому суммарный ток эмиттеров транзисторов VT1 и VT2, строго говоря, не остается постоянным.

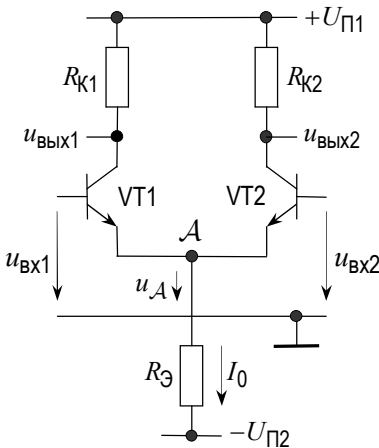


Рис. 3.6а

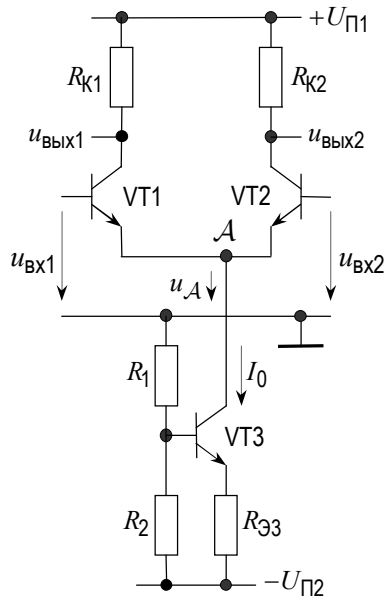


Рис. 3.6б

В схеме на рис. 3.6а при подаче сигнала $u_{\text{вх1}}(t)$ на базу транзистора VT1 и при заземленной базе транзистора VT2 переменная составляющая напряжения в точке А равна $u_{\text{А}}(t) \approx u_{\text{вх1}}(t)/2$; следовательно, по резистору $R_{\text{Э}}$ течет переменный ток $i_{R_{\text{Э}}}(t)$, равный $u_{\text{А}}(t)/R_{\text{Э}}$. В то же время в эмиттере транзистора VT1 возникает переменная составляющая тока

$$i_{\text{Э1}}(t) \approx S \cdot u_{\text{БЭ1}}(t), \text{ где } u_{\text{БЭ1}}(t) \approx u_{\text{вх1}}(t)/2.$$

Можно сказать, что резистор $R_{\text{Э}}$ удовлетворительно играет роль источника постоянного тока $I_0 = (U_{\text{П2}} - |U_{\text{А}}|)/R_{\text{Э}}$, примерно равного $U_{\text{П2}}/R_{\text{Э}}$ при условии, что $U_{\text{П2}} \gg |U_{\text{А}}|$, если ток $i_{\text{Э1}}(t)$ много больше тока $i_{R_{\text{Э}}}(t)$. Таким образом, можно пренебречь током $i_{R_{\text{Э}}}(t)$, если справедливо соотношение

$$S \cdot \frac{u_{\text{вх1}}(t)}{2} \gg \frac{u_{\text{вх1}}(t)}{R_{\text{Э}}}$$

или, с учетом того, что $S \approx 1/r_{\text{Э}} = (I_0/2)/U_T$ и $R_{\text{Э}} \approx U_{\text{П2}}/I_0$, достаточно, чтобы выполнялось неравенство

$$U_{\text{П2}} \gg 2U_T.$$

При $U_{\text{П2}} = 10 \text{ В}$ и $U_T \approx 0.025 \text{ В}$ при комнатной температуре величина $2U_T$ составляет 0.5 % от $U_{\text{П2}}$. Именно с такой погрешностью в этой схеме выполняется приближенное равенство токов $i_{\text{Э1}}(t)$ и $|i_{\text{Э2}}(t)|$ и пропорциональность выходных сигналов $u_{\text{вх1}}$, $u_{\text{вх2}}$ и $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$ разности входных сигналов $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$.

Источник тока I_0 на транзисторе VT3 с делителем в цепи базы и резистором в цепи эмиттера в схеме на рис. 3.6б дает лучшие результаты за счет слабой зависимости коллекторного тока транзистора VT3 от напряжения на его коллекторе.

При достаточно малых R_1 и R_2 ток I_0 в схеме на рис. 3.6б равен

$$\frac{h_{21\text{Э}}^{(3)}}{h_{21\text{Э}}^{(3)} + 1} \cdot \frac{U_{\text{П2}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} - U_{\text{БЭ3}}}{R_{\text{Э3}}},$$

где $U_{\text{БЭ3}} \approx 0.65 \text{ В}$ [при выполнении условия, что $U_{\text{П2}}/(R_1 + R_2) \gg I_0/h_{21\text{Э}}^{(3)}$].

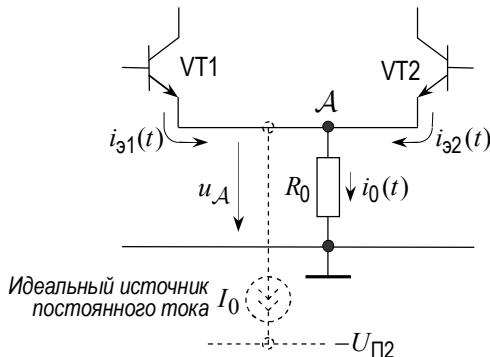


Рис. 3.7

На рис. 3.7 приведена эквивалентная схема для переменных составляющих токов и напряжений в эмиттерной цепи дифференциального усилителя, где реальный источника тока I_0 представлен идеальным источником постоянного тока I_0 (показан пунктиром) и резистором R_0 , сопротивление которого по определению равно отношению переменной составляющей $u_A(t)$ напряжения в точке А относительно земли к переменной составляющей $i_0(t)$ суммарного тока эмиттеров транзисторов VT1 и VT2, равной $i_{э1}(t) + i_{э2}(t)$, где $i_{э2}(t) \approx -i_{э1}(t)$, $|i_{э2}(t)| < i_{э1}(t)$. Чем больше R_0 , тем ближе реальная схема, – в частности, схема на транзисторе VT3 на рис. 3.6б, – к идеальному источнику постоянного тока.

У схемы с резистором $R_Э$ на рис. 3.6а $R_0 = R_Э$.

3.6. Входное сопротивление и коэффициент передачи для синфазного сигнала

Когда у входных сигналов $u_{вх1}(t)$ и $u_{вх2}(t)$ имеется не равная нулю общая составляющая $(u_{вх1}(t) + u_{вх2}(t))/2$, называемая *синфазным сигналом*, она вносит свою долю в выходные сигналы $u_{вых1}(t)$ и $u_{вых2}(t)$, делая их не строго пропорциональными разности входных сигналов $u_{вх1}(t) - u_{вх2}(t)$.

Для количественной оценки действия синфазного сигнала мысленно, путем моделирования или на реальной схеме проводят эксперимент, в котором

тестовый синфазный сигнал $u_{\text{вх.сф}}$ подается на соединенные вместе базы транзисторов VT1 и VT2, как показано на рис. 3.8.

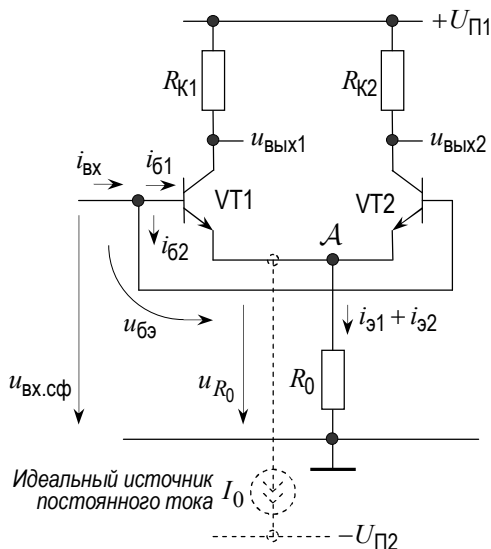


Рис. 3.8

Одной из характеристик, относящихся к синфазному сигналу, является входное сопротивление для синфазного сигнала $R_{\text{вх.сф}}$, равное по определению отношению напряжения $u_{\text{вх.сф}}$ к входному току $i_{\text{вх}}$.

О результате прохождения синфазного сигнала судят по переменным напряжениям $u_{\text{вых1}}$ и $u_{\text{вых2}}$, возникающим в таком эксперименте на коллекторах транзисторов. Отношение $u_{\text{вых1}}$ к $u_{\text{вх.сф}}$ называют коэффициентом передачи синфазного сигнала $K_{\text{сф.1}}$ для выхода 1, а отношение $u_{\text{вых2}}$ к $u_{\text{вх.сф}}$ — коэффициентом передачи синфазного сигнала $K_{\text{сф.2}}$ для выхода 2.

В простейшем случае, когда транзисторы VT1 и VT2 обладают точно одинаковыми характеристиками и находятся в одинаковом исходном состоянии с точки зрения их режима по постоянному току, входное сопротивление для синфазного сигнала оказывается равным

$$R_{\text{вх.сф}} = \frac{u_{\text{вх.сф}}}{i_{\text{вх}}} = \frac{u_{63} + (i_{31} + i_{32}) \cdot R_0}{i_{61} + i_{62}} = \frac{u_{63} + 2 \cdot (h_{213} + 1) \cdot \frac{u_{63}}{h_{113}} \cdot R_0}{2 \cdot \frac{u_{63}}{h_{113}}} =$$

$$= \frac{h_{113}}{2} + (h_{213} + 1) \cdot R_0.$$

$R_{\text{вх.сф}} \approx (h_{213} + 1) \cdot R_0$, если $h_{113}/2 \ll (h_{213} + 1)R_0$. Как правило, $R_{\text{вх.сф}}$ много больше $R_{\text{вх}1,2}$.

Тот же результат можно было получить и иначе, воспользовавшись формулой (1.2) для входного сопротивления эмиттерного повторителя. Однако необходимо подчеркнуть, что приведенное выражение для $R_{\text{вх.сф}}$, так же как (1.2) для входного сопротивления эмиттерного повторителя, справедливо только при условии, что можно не принимать во внимание внутритранзисторные связи коллектор–база и коллектор–эмиттер, как об этом говорится во Введении. При увеличении сопротивления R_3 в эмиттерном повторителе и сопротивления R_0 в дифференциальном усилителе влияние внутритранзисторных связей все в большей степени сказывается на сопротивлениях $R_{\text{вх}}$ эмиттерного повторителя и $R_{\text{вх.сф}}$, приводя к значительно меньшим значениям, чем $h_{213}R_3$ и $h_{213}R_0$ соответственно.

Коэффициент передачи $K_{\text{сф.1}}$, очевидно, равен

$$K_{\text{сф.1}} = \frac{u_{\text{вых1}}}{u_{\text{вх.сф}}} = \frac{-i_{k1} \cdot R_{k1}}{i_{\text{вх}} \cdot R_{\text{вх.сф}}} = \frac{-h_{213} \cdot i_{61} \cdot R_{k1}}{2i_{61} \cdot [h_{113}/2 + (h_{213} + 1)R_0]} \approx -\frac{R_{k1}}{2R_0}.$$

Аналогичное соотношение справедливо и для коэффициента $K_{\text{сф.2}}$.

Обычно $K_{\text{сф.1}}$ и $K_{\text{сф.2}}$ по величине на один–два порядка меньше коэффициентов усиления $K_{\text{дифф.1}}$ и $K_{\text{дифф.2}}$ разностного (дифференциального) сигнала.

3.7. Токовое зеркало в качестве источника тока

Токовым зеркалом называют пару транзисторов VT3 и VT4 на рис. 3.9, включенных таким образом, чтобы коллекторный ток *ведомого* (выходного) транзистора VT4 был *зеркальным отображением* коллекторного тока другого транзистора в этой паре. Равенство коллекторных токов транзисторов VT3 и VT4 следует из того, что их напряжения база–эмиттер $U_{\text{БЭ3}}$ и $U_{\text{БЭ4}}$ тожде-

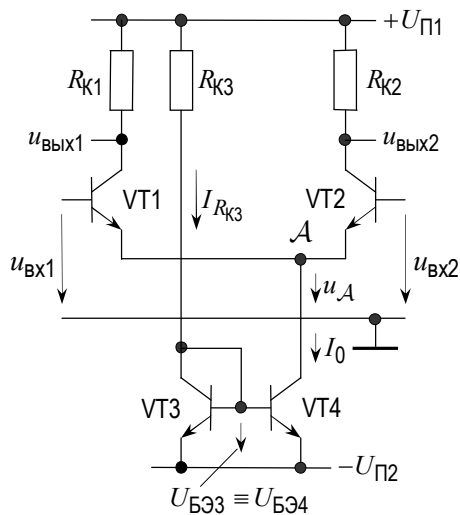


Рис. 3.9

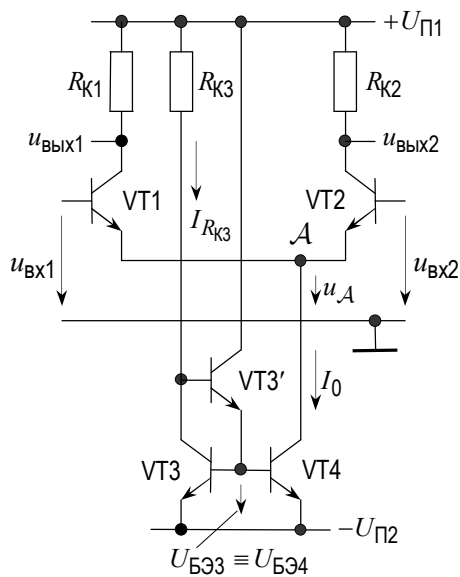


Рис. 3.10

ственно равны, а сами транзисторы специально подобраны (или изготовлены в одном технологическом процессе) так, чтобы быть одинаковыми.

Постоянный коллекторный ток I_{K3} транзистора VT3 приблизительно равен току, текущему по резистору R_{K3} :

$$I_{R_{K3}} = (U_{П1} + U_{П2} - U_{БЭ3}) / R_{K3} .$$

Из равенства коллекторных токов транзисторов VT3 и VT4 следует, что коллекторный ток транзистора VT4, в данном случае обозначенный как I_0 , должен практически не зависеть от переменного напряжения u_A на его коллекторе. Значит, токовое зеркало в эмиттерной цепи транзисторов VT1 и VT2, образующих дифференциальный усилитель, может служить хорошим источником суммарного эмиттерного тока этих транзисторов с исключительной малой переменной составляющей.

Ток $I_{R_{K3}}$ больше тока I_{K3} на сумму базовых токов транзисторов VT3 и VT4. Чтобы приблизить значение тока I_0 к величине тока $I_{R_{K3}}$, текущего по резистору R_{K3} , включают вспомогательный транзистор VT3', как показано на рис. 3.10, в результате чего различие между $I_{R_{K3}}$ и I_{K3} уменьшается в $h_{213}^{(3')} + 1$ раз, где $h_{213}^{(3')}$ – отношение коллекторного тока транзистора VT3' к току его базы.

3.8. Токовое зеркало в качестве нагрузки

Рассматривается случай, когда в коллекторах транзисторов VT1 и VT2, образующих собственно дифференциальный усилитель, вместо резисторов R_{K1} и R_{K2} включено токовое зеркало на транзисторах VT5 и VT6 типа $p-n-p$ (рис. 3.11); *ведомым* в этой паре транзисторов является транзистор VT6.

Достоинство этой схемы заключается в высоком выходном сопротивлении вследствие того, что транзисторы VT2 и VT6 обращены к выходу в точке B своими коллекторами. Другими словами, в данном случае дифференциальный усилитель ведет себя по отношению к следующей за ним нагрузке как источник тока $i_{\text{вых}}$, и поэтому сигнал в нагрузке с большим сопротивлением может быть большим по величине. Входная цепь части схемы, следующей за дифференциальным усилителем, здесь изображена условно в виде делителя напряжения из резисторов R' и R'' , который, с одной стороны, задаст исходное значение постоянного напряжения в точке B :

$$U_B = + \frac{R''}{R' + R''} \cdot U_{П1},$$

а с другой – служит нагрузкой с сопротивлением $R' || R''$ для переменного тока $i_{\text{ВЫХ}}$.

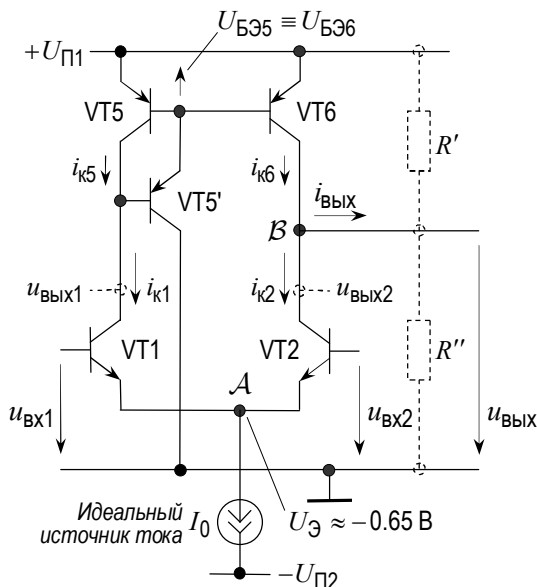


Рис. 3.11

Если справедливо предположение об одинаковости свойств транзисторов VT1 и VT2, то согласно сказанному в 3.1 и 3.3 при наличии на входах дифференциального усилителя сигналов $u_{\text{ВХ1}}$ и $u_{\text{ВХ2}}$, достаточно малых по величине, чтобы можно было характеристики $i_{\text{к}1,2}(u_{\text{БЭ}1,2})$ считать линейными в окрестности рабочей точки, переменные составляющие $i_{\text{к}1}$ и $i_{\text{к}2}$ коллекторных токов транзисторов VT1 и VT2 равны:

$$i_{\text{к}1} = \frac{1}{2} S(u_{\text{ВХ1}} - u_{\text{ВХ2}}) \text{ и } i_{\text{к}2} = -\frac{1}{2} S(u_{\text{ВХ1}} - u_{\text{ВХ2}}),$$

где S – крутизна транзисторов VT1 и VT2 ($di_{\text{к}1,2}/du_{\text{БЭ}1,2}$ в рабочей точке), равная в данном случае $(I_0/2)/U_T$ [см. (0.3)].

Коллекторные токи транзисторов VT1 и VT5 – это практически одно и то же (током базы вспомогательного транзистора VT5' пренебрегаем), то есть можно считать, что $i_{\text{к}5} \equiv i_{\text{к}1}$. Но по правилам, относящимся к токовому зеркалу на транзисторах VT5 и VT6, переменная составляющая коллекторного то-

ка транзистора VT6 должна быть зеркальным отражением коллекторного тока транзистора VT5, откуда следует, что $i_{к6} = i_{к1}$. Поэтому в результате имеем

$$i_{\text{вых}} = i_{к6} - i_{к2} = i_{к1} - i_{к2} = \frac{1}{2} S(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) - \left[-\frac{1}{2} S(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) \right] = S(u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}})$$

и

$$u_{\text{вых}} = i_{\text{вых}} \cdot (R' \parallel R'') = S \cdot (R' \parallel R'') \cdot (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}) = K_{\text{дифф}} \cdot (u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}),$$

где $K_{\text{дифф}} = S(R' \parallel R'')$ – коэффициент усиления этой схемы по отношению к разностному (дифференциальному) сигналу $u_{\text{вх1}} - u_{\text{вх2}}$.

3.9. Числовой пример и другие дополнительные сведения

1. Числовой пример.

Пусть в схеме на рис. 3.12 сопротивления резисторов, емкости конденсаторов и напряжения питания такие, как указано на рисунке. Кроме того, предположим, что транзисторы одинаковы, постоянные составляющие эмиттерных и коллекторных токов $I_{э1} \approx I_{к1}$ и $I_{э2} \approx I_{к2}$ равны 0.5 мА при $U_{Бэ1,2} = 0.62$ В и $h_{21э} = 100$ у обоих транзисторов. Тогда режим по постоянному току (при $u_{\text{вх1}} = 0$) характеризуется следующими значениями постоянных токов и напряжений:

$$I_0 = 1 \text{ мА}, U_{э} = -0.9 \text{ В}, I_{э1} = I_{э2} = 0.5 \text{ мА}, I_{Б1} = I_{Б2} = 5 \text{ мкА},$$

$$U_{Б1} = U_{Б2} = -0.28 \text{ В}, U_{Бэ1} = U_{Бэ2} = 0.62 \text{ В}, U_{к1} = U_{к2} = 5.45 \text{ В}.$$

В данном режиме параметры, характеризующие свойства транзисторов по отношению к малым переменным составляющим, при комнатной температуре приблизительно таковы:

$$r_{э1,2} = U_T / (I_0 / 2), S_{1,2} \approx 1/r_{э1,2} = 20 \text{ мА/В}, h_{11э}^{(1,2)} = \left(h_{21э}^{(1,2)} + 1 \right) \cdot r_{э1,2} \approx 5 \text{ кОм}$$

в предположении, что для каждого из транзисторов $h_{21э} = h_{21э}$.

В этих условиях (см. п. 3.4) $R_{\text{вх1}} = 2h_{11э} = 10 \text{ кОм}$, а с учетом сопротивления резистора $R_{Б1}$ отношение переменного напряжения $u_{Б1}(t)$ на базе транзистора VT1 к входному току $i_{\text{вх}}(t)$ равно $R'_{\text{вх1}} = R_{Б1} \parallel R_{\text{вх1}} \approx 8.5 \text{ кОм}$. На частоте $f = 10 \text{ кГц}$ сопротивлением переменному току конденсатора $C_{иБ1}$ указанной емкости по сравнению с $R'_{\text{вх1}}$ можно пренебречь, и поэтому напряжение $u_{Б1}(t)$ не отличается от $u_{\text{вх}}(t)$.

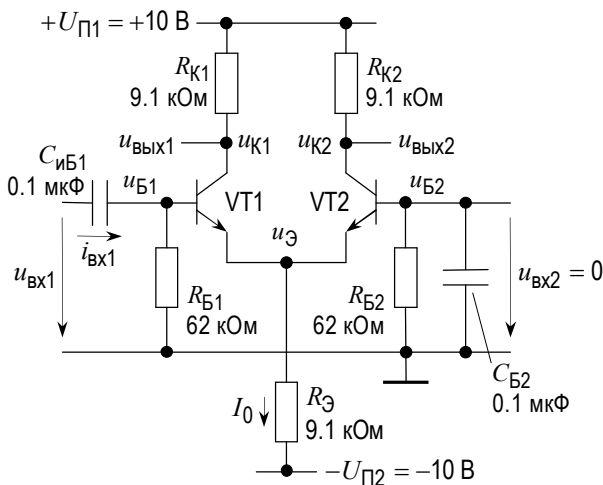


Рис. 3.12

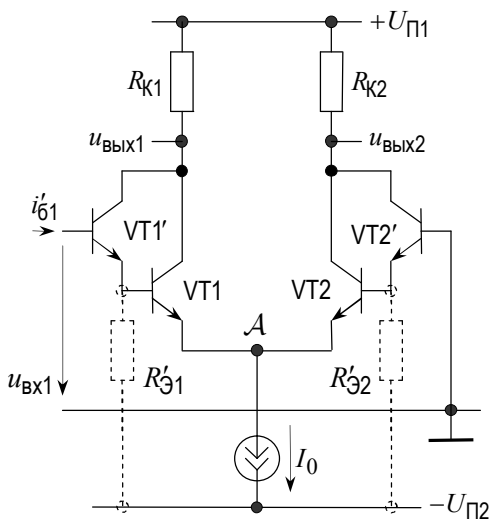


Рис. 3.13

При амплитуде входного напряжения $U_{ВХ1.m} = 20 \text{ мВ}$ полное напряжение $u_Э$ в точке соединения эмиттеров будет меняться в пределах $U_Э \pm U_{ВХ1.m}/2$, то есть в интервале значений $-0.89 \dots -0.91 \text{ В}$; следовательно, коллекторные токи транзисторов будут меняться в окрестности их исходных значений в

пределах $\pm SU_{\text{вх}1.m}/2 = \pm 0.2 \text{ мА}$. Поэтому амплитуды переменных напряжений $U_{\text{вых}1.m}$ и $U_{\text{вых}2.m}$ на выходах 1 и 2 будут равны $SR_{\text{к}} U_{\text{вх}1.m}/2 = 0.2 \text{ мА} \cdot 9.1 \text{ кОм} \approx 1.8 \text{ В}$. Таким образом, одинаковые по величине и различающиеся по знаку коэффициенты усиления K_{11} и K_{12} согласно (3.1) и (3.2) равны -90 и $+90$ соответственно.

II. Дифференциальный усилитель является одной из самых важных составных частей операционного усилителя.

III. Часто с целью увеличения входного сопротивления со стороны входов 1 и 2 используют схему Дарлингтона (рис. 3.13; см. п. 1.7 и 3.4). Входное сопротивление со стороны каждого из входов при заземленном по переменному току другом входе и при условии одинаковости пар транзисторов VT1', VT1 и VT2', VT2 равно $2 \cdot [h'_{113} + (h'_{213} + 1)h_{113}]$, где h'_{113} и h'_{213} – соответствующие параметры транзисторов VT1' и VT2', а h_{113} – отношение u_{63} к i_6 у каждого из транзисторов VT1 и VT2.

Задание 3

1. Для схемы на рис. 3.14а выберите $R_{\text{Э}}$ из интервала 4.7...18 кОм и возьмите $R_{\text{К1}} = R_{\text{К2}} = R_{\text{Э}}$. Соберите эту схему на транзисторах КТ315 (без резистора R^* , изображенного пунктиром) и подайте напряжения питания $U_{\text{П1}}$ и $U_{\text{П2}}$, равные +10 В и –10 В соответственно.

Два важных предупреждения

А) В отличие от того, как обычно поступают на практике, специально подбирая для дифференциального усилителя как можно более близкие по своим свойствам транзисторы, в этой лабораторной работе предлагается изучить свойства данной схемы с транзисторами, которые могут заметно различаться по своим характеристикам. Это потребует более аккуратного проведения измерений, в результате чего студенту предстоит глубже проникнуться логикой рассуждений, посредством которых были сделаны те или иные выводы, относящиеся к изучаемым здесь вопросам.

Б) Когда имеющийся в лаборатории компьютерный генератор сигналов непосредственно подключается к базе одного из транзисторов в качестве источника ЭДС, на базе возникает небольшое по величине постоянное напряжение. Чтобы компенсировать его, *перед началом каждой серии измерений* нужно подобрать необходимое постоянное напряжение смещения $U_{\text{СМ}}$, добиваясь того, чтобы напряжение на базе было равно нулю. Достигается это – при нулевом значении амплитуды переменного сигнала – изменением так называемого «Уровня», имеющегося в окне управления генератором.

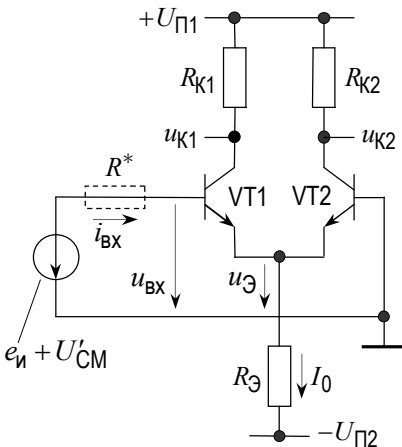


Рис. 3.14а

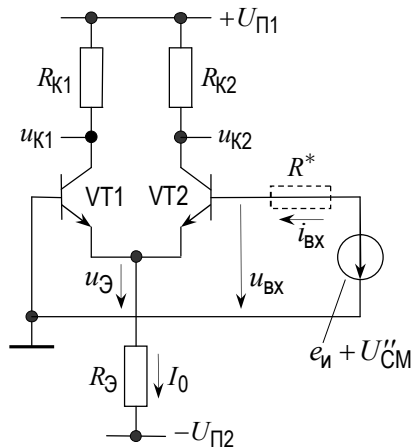


Рис. 3.14б

2. Подключите вход цифрового вольтметра постоянного напряжения к базе транзистора VT1 и подайте от лабораторного генератора (*при равной нулю амплитуде $\mathcal{E}_{и.м}$ синусоидального сигнала*) такое напряжение смещения $U'_{СМ}|_{R^*=0}$, при котором постоянное напряжение $U_{Б1}$ на базе этого транзистора равно нулю.

Измерьте постоянные напряжения $U_{К1}$ и $U_{К2}$ на коллекторах транзисторов VT1 и VT2 и постоянное напряжение $U_{Э}$ в точке соединения эмиттеров.

Путем расчета найдите токи

$$I_0 = (U_{П2} - U_{Э})/R_{Э}, \quad I_{К1} = (U_{П1} - U_{К1})/R_{К1} \quad \text{и} \quad I_{К2} = (U_{П1} - U_{К2})/R_{К2}.$$

Считая $I_{Э1} \approx I_{К1}$ и $I_{Э2} \approx I_{К2}$, вычислите дифференциальные сопротивления $r_{Э1} = U_T/I_{Э1}$ и $r_{Э2} = U_T/I_{Э2}$ эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2. Определите ожидаемые значения крутизны каждого из транзисторов VT1 и VT2: $S_1 \approx 1/r_{Э1}$ и $S_2 \approx 1/r_{Э2}$.

3. Эксперименты, связанные с прохождением синусоидального сигнала, выполняйте на частоте $f = 10$ кГц.

Задайте амплитуду синусоидального сигнала в источнике $\mathcal{E}_{и.м}$ такой, при которой амплитуды переменных напряжений $U_{К1.m} \equiv U_{Вых1.m}$ и $U_{К2.m} \equiv U_{Вых2.m}$ на коллекторах транзисторов VT1 и VT2 приблизительно равны половине постоянных напряжений $U_{К1}$ и $U_{К2}$ на коллекторах. Измерьте амплитуды переменных напряжений $U'_{Б1.m}|_{R^*=0}$ и $U'_{Э.m}$ на базе транзистора VT1 и в точке соединения эмиттеров, а также выходных напряжений $U'_{К1.m}$ и $U'_{К2.m}$.

(Замечание: $U'_{Б1.m}|_{R^*=0}$ может отличаться от значения $\mathcal{E}_{и.м}$, указанного в окне управления генератором, из-за погрешностей в плате сопряжения компьютерного генератора с макетной платой студента и вследствие конечности выходного сопротивления источника сигнала.)

Определите коэффициенты усиления:

$$K_{11} = \frac{U'_{К1.m}}{U'_{Б1.m}|_{R^*=0}} \quad \text{и} \quad K_{12} = \frac{U'_{К2.m}}{U'_{Б1.m}|_{R^*=0}}.$$

Найдите амплитуды переменных составляющих коллекторных токов, равные $I'_{К1.m} = U'_{К1.m}/R_{К1}$ и $I'_{К2.m} = U'_{К2.m}/R_{К2}$, и значения крутизны тран-

зисторов VT1 и VT2: $S'_1 = I'_{k1.m} / (U'_{b1.m}|_{R^*=0} - U'_{э.m})$ и $S'_2 = I'_{k2.m} / U'_{э.m}$. Сравните значения крутизны S'_1 и S'_2 , следующие из эксперимента, с ожидаемыми значениями S_1 и S_2 .

Убедитесь в том, что разность переменных составляющих коллекторных (эмиттерных) токов $I'_{k1.m} - I'_{k2.m}$ равна переменной составляющей тока, текущего по резистору $R_э$: $I'_{R_э.m} = U'_{э.m} / R_э$.

4. Включите между источником сигнала и базой транзистора VT1 резистор R^* , изображенный на рис. 3.14а пунктиром. Сопротивление этого резистора следует выбрать приблизительно равным ожидаемому значению входного сопротивления дифференциального усилителя со стороны входа 1 $R_{вх1} = (h_{213}^{(1)} + 1) \cdot (r_{э1} + r_{э2})$ в предположении, что коэффициент $h_{213}^{(1)}$ у транзистора VT1 равен 100.

Подключите вход цифрового вольтметра постоянного напряжения к базе транзистора VT1 и подайте от лабораторного генератора (*при равной нулю амплитуде $\mathcal{E}_{и.m}$ синусоидального сигнала*) такое напряжение смещения $U'_{см}|_{R^* \neq 0}$, при котором постоянное напряжение $U_{б1}$ на базе этого транзистора равно нулю.

Задайте амплитуду синусоидального сигнала в источнике $\mathcal{E}_{и.m}$ примерно вдвое больше, чем это было сделано в п. 3 настоящего задания.

Измерьте амплитуды сигнала $\mathcal{E}'_{и.m}$ и $U'_{b1.m}|_{R^* \neq 0}$ слева и справа от резистора R^* . Вычислите амплитуду входного тока (переменной составляющей базового тока транзистора VT1) $I'_{вх.m} = (\mathcal{E}'_{и.m} - U'_{b1.m}|_{R^* \neq 0}) / R^*$ и найдите действительное значение входного сопротивления дифференциального усилителя со стороны входа 1: $R'_{вх1} = \frac{U'_{b1.m}|_{R^* \neq 0}}{I'_{вх.m}}$.

(Замечание: $\mathcal{E}'_{и.m}$ может отличаться от значения $\mathcal{E}_{и.m}$, указанного в окне управления генератором из-за погрешностей в плате сопряжения компьютерного генератора с макетной платой студента и вследствие конечности выходного сопротивления источника сигнала.)

Определите фактическое значение коэффициента $h_{213}^{(1)}$ транзистора VT1: $h_{213}^{(1)} = R'_{вх1} / (r'_{э1} + r'_{э2}) - 1$, где $r'_{э1} = 1/S'_1$ и $r'_{э2} = 1/S'_2$, а S'_1 и S'_2 – найденные экспериментально ранее (в п. 3 настоящего задания) значения крутизны транзисторов VT1 и VT2.

5. Перейдите к схеме на рис. 3.14б. Выполните действия, предусмотренные в п. 2 этого задания после того, как будет выставлено необходимое напряжение смещения $U_{\text{СМ}}''|_{R^*=0}$ в источнике сигнала. Убедитесь в том, что постоянные напряжения и токи в этой схеме такие же по величине, какими они были в схеме на рис. 3.14а.

Повторите со схемой на рис. 3.14б измерения, аналогичные измерениям, выполненным в п. 3 этого задания для схемы на рис. 3.14а. Рекомендуется в рабочих записях, относящихся к новой схеме, измеренные напряжения и результаты расчетов, выполненные на их основе, пометить двумя штрихами. Результатом выполнения со схемой на рис. 3.14б действий, аналогичных указанным в п. 4 задания, должно быть экспериментальное определение входного сопротивления $R_{\text{вх}2}$ дифференциального усилителя со стороны входа 2 и коэффициента $h_{21\beta}^{(2)}$ для транзистора VT2.

6. В этом упражнении предстоит измерить входное сопротивление и коэффициенты передачи дифференциального усилителя для синфазного сигнала.

В предыдущей схеме (рис 3.14а,б) соедините базы транзисторов, как показано на рис. 3.15, и включите резистор R^{**} между источником сигнала и входом схемы (точкой, в которой соединены базы транзисторов). Сопротивление резистора R^{**} возьмите равным 68...130 кОм. Подайте от генератора синусоидальный сигнал с амплитудой $\mathcal{E}_{и.м}$ из интервала 1...4 В.

Измерьте напряжения $\mathcal{E}'_{и.м}$ и $U_{\text{вх.м}}$ слева и справа от резистора R^{**} и переменные напряжения $U_{\text{к}1.м}$ и $U_{\text{к}2.м}$ на коллекторах транзисторов.

Найдите входное сопротивление для синфазного сигнала

$$R_{\text{вх.сф}} = [U_{\text{вх.м}} / (\mathcal{E}'_{и.м} - U_{\text{вх.м}})] \cdot R^{**}$$

и коэффициенты передачи $K_{\text{сф.1}} = U_{\text{к}1.м} / U_{\text{вх.м}}$ и $K_{\text{сф.2}} = U_{\text{к}2.м} / U_{\text{вх.м}}$. (При измерении $K_{\text{сф.1}}$ и $K_{\text{сф.2}}$ имеет смысл подавать сигнал $\mathcal{E}_{и}$ непосредственно в точку соединения баз транзисторов, удаляя резистор R^{**} или замыкая его накоротко.)

7. (Факультативно.) Видоизмените схему, предназначенную для измерения характеристик дифференциального усилителя по отношению к синфазному сигналу (рис. 3.15), дополнив ее генератором стабильного тока на транзисторе VT3 (рис. 3.16). Сопротивления резисторов R_1 и R_2 в базе транзистора VT3 возьмите одинаковыми и равными нескольким килоомам, а со-

противление резистора R_3 необходимо подобрать таким, чтобы постоянный ток I_0 в эмиттерной цепи дифференциального усилителя имел то же значение, что и во всех предыдущих экспериментах в этом задании.

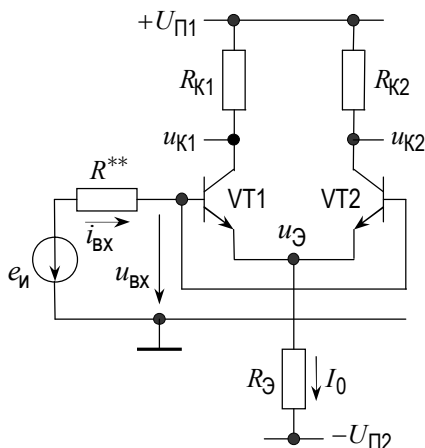


Рис. 3.15

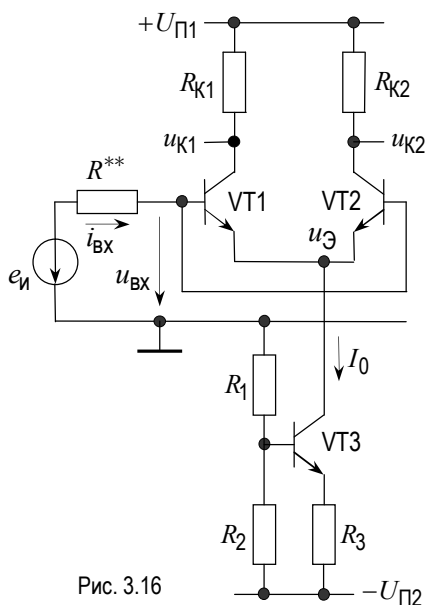


Рис. 3.16

Измерьте входное сопротивление $R_{вх.сф} = [U_{вх.м} / (\mathcal{E}'_{и.м} - U_{вх.м})] \cdot R^{**}$ для синфазного сигнала схемы с генератором стабильного тока на транзисторе VT3 и коэффициенты передачи $K_{сф.1} = U_{к1.м} / U_{вх.м}$ и $K_{сф.2} = U_{к2.м} / U_{вх.м}$. Сравнивая полученные здесь значения $K_{сф.1}$ и $K_{сф.2}$ со значениями этих коэффициентов из предыдущего пункта задания (для схемы с $R_Э$ в цепи эмиттеров), найдите оценку эквивалентного сопротивления R_0 по переменному току со стороны коллектора транзистора VT3.

Рассчитайте величину переменной составляющей коллекторного тока транзистора VT3, равную $U_{э.м} / R_0$, и сравните ее с разностью переменных составляющих эмиттерных токов транзисторов VT1 и VT2 в одной из схем с резистором $R_Э$ в цепи эмиттера (рис. 3.14а и 3.14б), которая была найдена ранее (например, при выполнении п. 3 настоящего задания: $I'_{к1.м} - I'_{к2.м} \approx U'_{э.м} / R_Э$).

4. Усилитель мощности

При усилении сигналов практически всегда мощность сигнала в нагрузке оказывается большей, чем мощность, потребляемая входной цепью усилителя от источника, то есть имеет место усиление мощности. Однако по установившейся традиции усилителями мощности называют только такие схемы, у которых амплитуды напряжений и токов на выходе сравнимы по величине с напряжениями и токами источников питания.

Свойства усилителей мощности принято характеризовать максимальной мощностью сигнала в нагрузке; мощностью, потребляемой от источников питания, и коэффициентом полезного действия при максимальном сигнале на выходе; мощностью, рассеиваемой на коллекторах транзисторов. Сигнал в усилителях мощности не является малым в том смысле, в каком бывает возможным linearизовать вольт-амперную характеристику полупроводникового прибора в окрестности рабочей точки.

На практике большое распространение получил так называемый двухтактный усилитель мощности на двух транзисторах VT1 и VT2 *противоположной полярности* (рис. 4.1), позволяющий развивать большую мощность сигнала в нагрузке R_H с относительно небольшим сопротивлением.

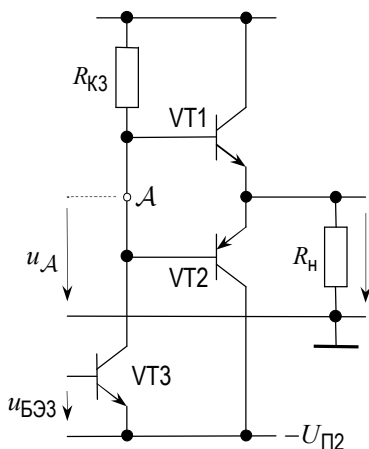


Рис. 4.1

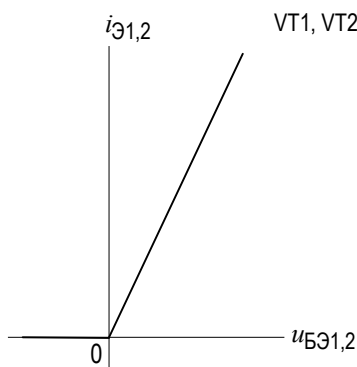


Рис. 4.2

4.1. Принцип действия и основные характеристики (гипотетический случай)

Точка A на рис. 4.1 является одновременно коллектором транзистора VT3 и базой транзистора VT1 и транзистора VT2. Начальный ток транзистора VT3 и сопротивление $R_{кз}$ выбирают такими, чтобы потенциал коллектора этого транзистора относительно земли был равен нулю. Тогда оба транзистора VT1 и VT2 в исходном состоянии находятся на границе запираания: их эмиттерные токи равны нулю, никакой ток не течет по резистору R_n , следовательно, потенциал эмиттеров транзисторов VT1 и VT2 относительно земли также равен нулю и равны нулю напряжения между базами и эмиттерами этих транзисторов.

Дальнейшее рассмотрение в пределах этого раздела основывается на умозрительно допускаемом предположении, что воображаемые зависимости эмиттерных (и коллекторных) токов транзисторов VT1 и VT2 от напряжений база–эмиттер имеют вид ломаных, состоящих из двух прямых с точкой излома в нуле (рис. 4.2).

Принцип действия

Во время действия отрицательной полуволны переменного сигнала на входе транзистора VT3 потенциал коллектора этого транзистора относительно земли – вследствие уменьшения его коллекторного тока – возрастает и приобретает положительное значение (рис. 4.3а); в результате этого транзистор $n - p - n$ -типа VT1 отпирается и по резистору R_n течет его эмиттерный ток, тогда как транзистор $p - n - p$ -типа VT2 продолжает оставаться закрытым, поскольку потенциал его базы в это время положительнее потенциала эмиттера на величину $u_{БЭ1}$. Таким образом, при подаче на базу транзистора VT3 отрицательного сигнала на выходе возникает положительное напряжение; при этом транзистор VT1 и нагрузка R_n образуют эмиттерный повторитель, обеспечивающий передачу изменения потенциала $u_A \equiv u_{кз} \equiv u_{Б1}$ на выход с коэффициентом, близким к 1, когда сопротивление R_n не слишком мало.

Точно так же при положительном значении переменного сигнала на базе транзистора VT3 транзистор VT1 оказывается закрытым (рис. 4.3б) и отрицательное приращение потенциала $u_A \equiv u_{кз} \equiv u_{Б2}$ через эмиттерный повторитель на транзисторе VT2 с резистором R_n в цепи его эмиттера проходит на выход. Свойства транзисторов предполагаются идентичными, так что имеет место полная симметрия части схемы от коллектора транзистора VT3 до нагрузки по отношению к сигналам различной полярности. Следовательно, при

чередовании отрицательных и положительных полуволн входного сигнала $u_{63}(t)$ транзисторы VT1 и VT2 поочередно отпираются и запираются (двухтактный режим работы), в результате чего ток, текущий через нагрузку R_H , меняет свое направление и на выходе возникает переменное напряжение $u_{ВЫХ}(t)$.

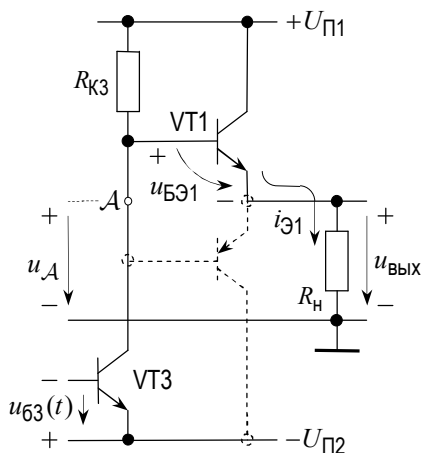


Рис. 4.3а

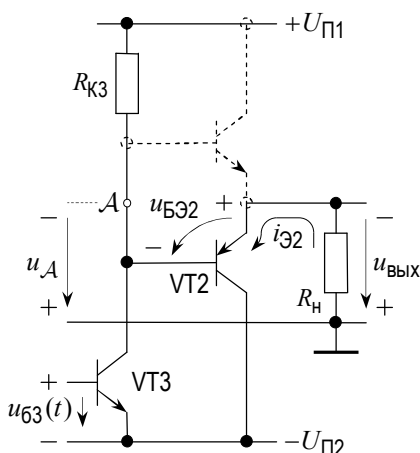


Рис. 4.3б

В каждый из полупериодов сигнала нагрузка R_H оказывается подключенной к эмиттеру того или другого транзистора; благодаря этому выходное сопротивление схемы в целом в течение всего времени остается довольно малым, и сигнал на нагрузке почти не зависит от сопротивления R_H , если только сама эта величина не слишком мала [см. (1.1)].

Максимальная мощность сигнала в нагрузке

На рис. 4.4 представлены коллекторные характеристики транзисторов VT1 и VT2, совмещенные таким образом, чтобы линия нагрузки на них являлась продолжением одна другой. При построении линий нагрузки различием по величине между эмиттерными и коллекторными токами пренебрегают: $i_{К1} \approx i_{Э1}$, $i_{К2} \approx i_{Э2}$, $\tan \varphi = 1/R_H$. Смысл такого построения состоит в наглядном изображении мгновенных состояний транзисторов VT1 и VT2, выражаемых парой значений $u_{КЭ1}$, $i_{К1}$ и $u_{КЭ2}$, $i_{К2}$ соответственно: в исходном режиме состояние транзисторов выражается точкой O , при этом напряжение между

коллектором и эмиттером каждого транзистора равно $U_{П1} = U_{П2} = U_{П}$, а их коллекторные и эмиттерные токи равны нулю; в момент времени t_P , когда состояние транзистора VT1 выражается точкой P , а транзистор VT2 при этом заперт, выходное напряжение $u_{ВЫХ}$ и ток i_{R_H} , текущий по нагрузке, имеют значения, отмеченные пунктирными линиями на временных диаграммах; ток i_{R_H} формально равен разности эмиттерных токов транзисторов.

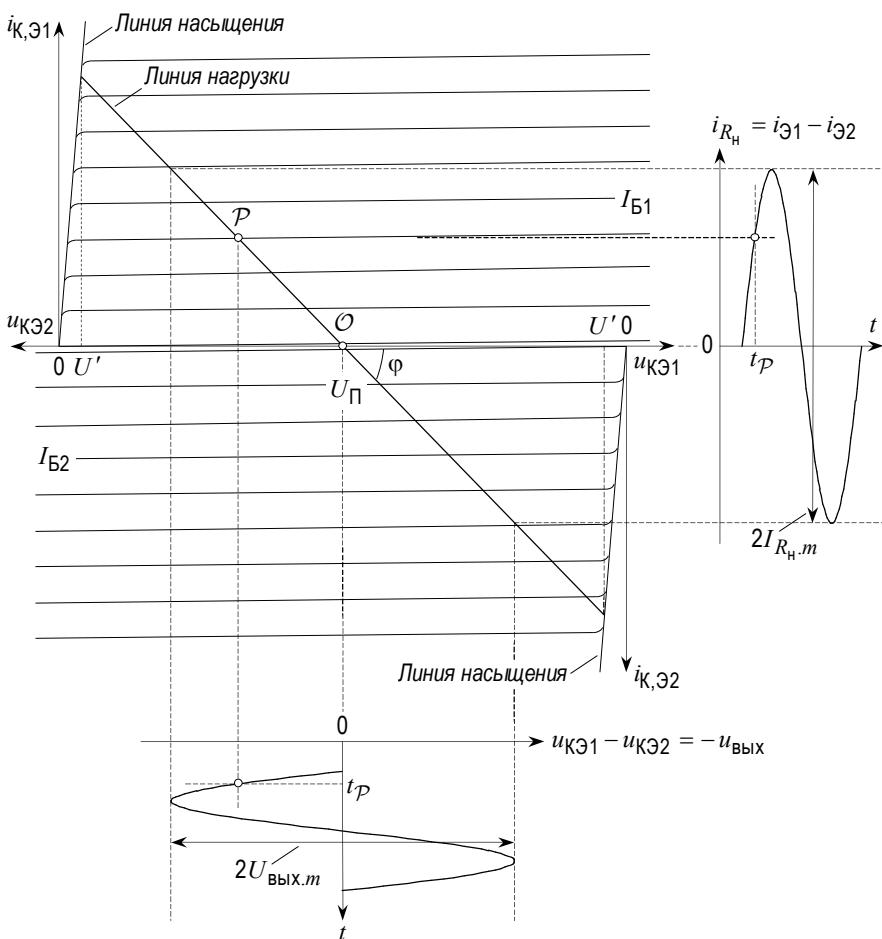


Рис. 4.4

Когда в результате воздействия входного сигнала точка, изображающая состояние транзисторов, перемещается по состыкованной нагрузочной прямой, соответствующие этим точкам значения на оси абсцисс определяют величину выходного напряжения $u_{\text{вых}}$, а ординаты этих точек задают величину тока в нагрузке $i_{R_{\text{H}}}$.

Размах сигнала на выходе становится максимальным, когда предельные состояния транзисторов VT1 и VT2 изображаются точками, в которых нагрузочная прямая пересекает линии насыщения при $u_{\text{КЭ1}} = U'$ и $u_{\text{КЭ2}} = U'$. Таким образом, максимальная амплитуда выходного сигнала равна

$$\max U_{\text{вых.m}} = U_{\Pi} - U',$$

$\max U_{\text{вых.m}} \approx U_{\Pi}$ при $U' \ll U_{\Pi}$. Максимальная амплитуда выходного сигнала практически не зависит от величины нагрузки R_{H} ; сопротивлением R_{H} определяется амплитуда тока в нагрузке, в частности, $\max I_{R_{\text{H}.m}} = \max U_{\text{вых.m}} / R_{\text{H}}$.

При наличии на нагрузке R_{H} синусоидального напряжения с амплитудой $U_{\text{вых.m}}$ мощность, рассеиваемая сигналом в нагрузке, равна $P_{\text{H}} = (U_{\text{вых.m}} / \sqrt{2})^2 / R_{\text{H}}$. Следовательно, максимальная мощность сигнала в нагрузке выражается равенством

$$\max P_{\text{H}} = \left(\frac{\max U_{\text{вых.m}}}{\sqrt{2}} \right)^2 \cdot \frac{1}{R_{\text{H}}}.$$

Мощность, потребляемая от источников питания

Если напряжение на нагрузке R_{H} является синусоидальным и его амплитуда равна $U_{\text{вых.m}}$, то коллекторный ток каждого из транзисторов как функция времени в пределах одного полупериода является отрезком синусоиды, а в пределах другого полупериода равна нулю (рис. 4.5). Амплитуда $I_{\text{к.m}}$ синусоидальных импульсов приблизительно равна $U_{\text{вых.m}} / R_{\text{H}}$, а среднее значение тока каждого транзистора при усреднении по периоду имеет величину $I_{\text{К}} = I_{\text{к.m}} / \pi$. Поэтому мощность, P_0 , потребляемая транзисторами VT1 и VT2 от источников питания, равна

$$P_0 = 2 \cdot I_{\text{К}} \cdot U_{\Pi} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{\text{к.m}} \cdot U_{\Pi} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{вых.m}} \cdot U_{\Pi}}{R_{\text{H}}}.$$

Мощность P_0 принимает максимальное значение при

$$U_{\text{вых.m}} = \max U_{\text{вых.m}} \approx U_{\Pi} : \max P_0 \approx 2U_{\Pi}^2 / (\pi R_{\text{H}}).$$

Часто мощность, потребляемая другими цепями в схеме усилителя, в том числе цепью $VT3 - R_{K3}$ на рис. 4.1, оказывается много меньше, чем найденное здесь значение P_0 , поэтому о величине P_0 говорят как о приближенном значении мощности, потребляемой от источников питания всем усилителем.

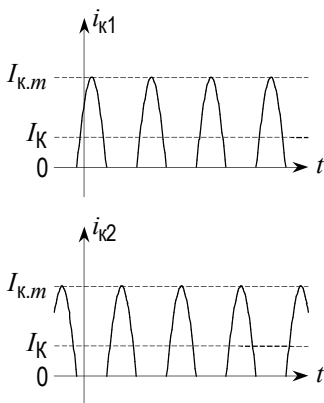


Рис. 4.5

Коэффициент полезного действия

Отношение мощности сигнала в нагрузке P_H к мощности P_0 , потребляемой от источников питания, по определению есть коэффициент полезного действия (КПД) схемы: $\eta = P_H / P_0$. Величина КПД не может превосходить своего предельного значения $\max \eta$, соответствующего максимальному выходному сигналу:

$$\eta \leq \max \eta = \max \frac{U_{\text{ВЫХ.}m}^2 / (2R_H)}{2U_{\text{ВЫХ.}m}U_{\Pi} / (\pi R_H)} = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{\max U_{\text{ВЫХ.}m}}{U_{\Pi}} \approx \frac{\pi}{4}.$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов

Разность между мощностью P_0 , потребляемой усилителем от источников питания, и мощностью P_H сигнала в нагрузке — это энергия $P_{\text{расс}}$, рассеиваемая за единицу времени на коллекторах транзисторов. Мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов, уходит на нагревание транзисторов, и нужно позаботиться о том, чтобы эта величина в расчете на один транзистор не превосходила предельного значения $P_{\text{макс}}$. Важно отметить, что величина

$$P_{\text{расс}} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{U_{\text{Вых.м}} \cdot U_{\Pi}}{R_{\text{н}}} - \frac{U_{\text{Вых.м}}^2}{2R_{\text{н}}}$$

достигает максимума не при наибольшем выходном сигнале, а при значении $U_{\text{Вых.м}}$, равном $2U_{\Pi}/\pi$; само максимальное значение $P_{\text{расс}}$ равно

$$\max P_{\text{расс}} = P_{\text{расс}} \Big|_{U_{\text{Вых.м}}=2U_{\Pi}/\pi} = \frac{2U_{\Pi}^2}{\pi^2 R_{\text{н}}}.$$

Неравенством

$$\frac{\max P_{\text{расс}}}{2} \leq P_{\text{макс}},$$

выполнение которого должно быть обеспечено, определяется минимально допустимое сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$.

4.2. Нелинейные искажения

Каждому из выходных транзисторов в двухтактном усилителе мощности приходится поочередно переходить из запертого состояния в режим сравнительно больших токов. При этом неизбежно наступают такие моменты, когда мгновенные значения сигналов $u_{Б1}(t)$ и $u_{Б2}(t)$ на базах транзисторов относительно земли невелики и принадлежат той части зависимости $i_{Э1,2}(u_{Б1,2})$, в которой особенно сказывается ее нелинейность. В результате сигнал на выходе двухтактного усилителя мощности, собранного по схеме на рис. 4.1, имеет характерные искажения типа «ступеньки», показанные сплошной линией на рис. 4.6.

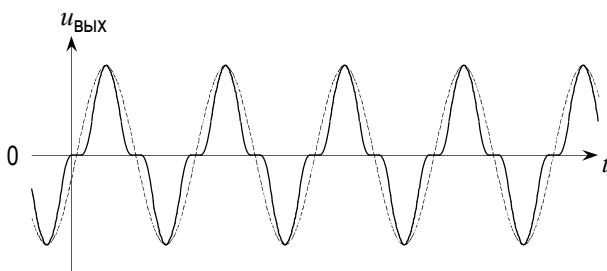


Рис. 4.6

Правда, наличие нагрузки в цепи эмиттера обеспечивает меньшее отклонение по форме выходного сигнала от входного по сравнению с тем, какое имело бы место при непосредственной подаче входного сигнала между базой и эмиттером транзистора.

Чтобы пояснить сказанное, построим зависимость $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$ для отдельно взятого эмиттерного повторителя на основе вольт-амперной характеристики $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{бэ}})$ эмиттерного перехода транзистора (рис. 4.7). На этом графике ось абсцисс используется одновременно для откладывания значений $u_{\text{бэ}}$ и $u_{\text{вх}}$ в одном масштабе. Пусть $u'_{\text{бэ}}$ – какое-то конкретное значение напряжения между базой и эмиттером, а $i'_{\mathcal{E}}$ – соответствующее ему значение эмиттерного тока. В результате протекания тока $i'_{\mathcal{E}}$ по резистору нагрузки $R_{\text{н}}$ напряжение между эмиттером и землей равно $i'_{\mathcal{E}}R_{\text{н}}$. Откладывая эту величину вправо от точки $u'_{\text{бэ}}$ на оси абсцисс, находим значение напряжения на базе относительно земли $u'_{\text{вх}} = u'_{\text{бэ}} + i'_{\mathcal{E}}R_{\text{н}}$, соответствующее выбранному $u'_{\text{бэ}}$. Следовательно, точка с координатами $(u'_{\text{вх}}, i'_{\mathcal{E}})$ должна принадлежать искомой зависимости $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$. Повторяя это рассуждение для других значений $u_{\text{бэ}}$, построим всю кривую $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$. С увеличением $u_{\text{вх}}$ – по мере того, как напряжение $u_{\text{бэ}}$ становится малым по сравнению с $u_{\text{вых}} = i_{\mathcal{E}}R_{\text{н}}$, – зависимость $i_{\mathcal{E}}(u_{\text{вх}})$ приближается к линейной.

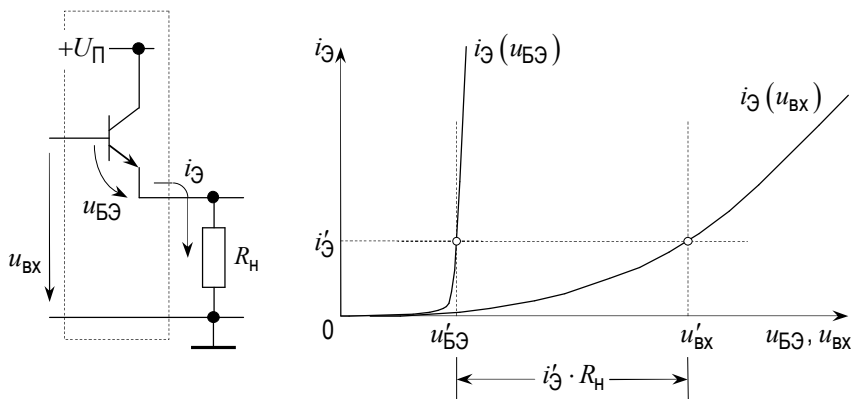


Рис. 4.7

Для наглядности совместим зависимости $i_{\mathcal{E}1}(u_{\mathcal{A}})$ и $i_{\mathcal{E}2}(u_{\mathcal{A}})$ для транзисторов VT1 и VT2 в двухтактном эмиттерном повторителе (рис. 4.8а) таким образом, чтобы можно было графически определять мгновенные значения разностного тока $i_{\mathcal{E}1} - i_{\mathcal{E}2}$, текущего по нагрузке $R_{\text{н}}$, при положительных и отрицательных значениях общего для обоих транзисторов входного сигнала $u_{\mathcal{A}}$ (рис. 4.8б).

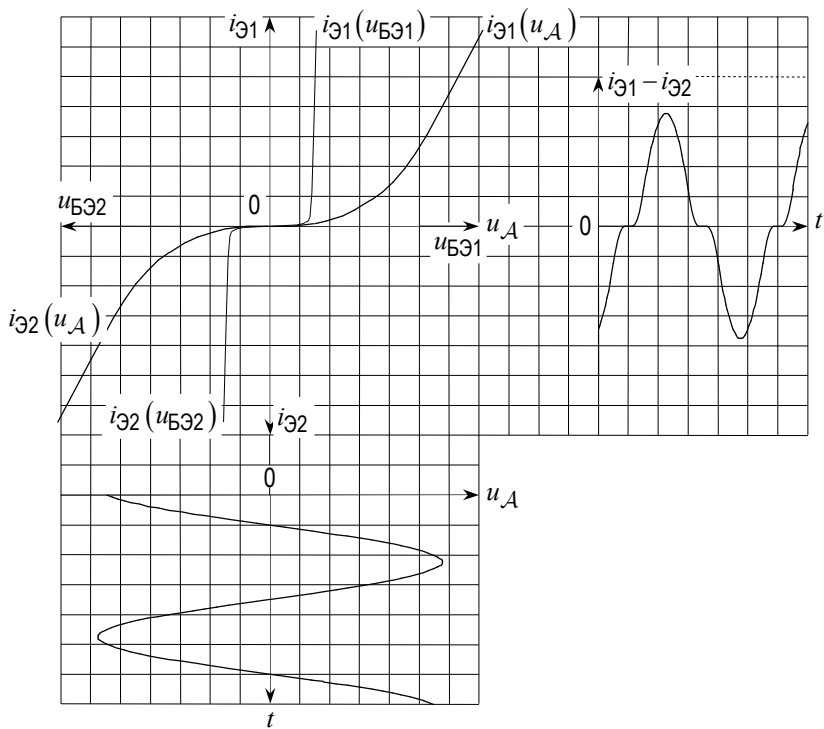
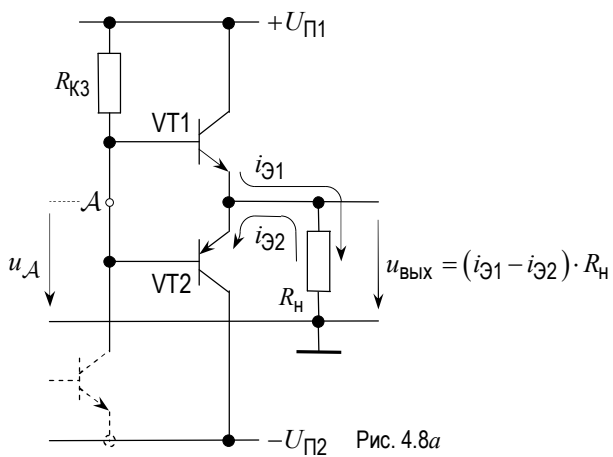


Рис. 4.8б

Чтобы найти форму выходного сигнала $u_{\text{вых}} = (i_{\text{Э1}} - i_{\text{Э2}}) \cdot R_{\text{H}}$ как функцию времени по заданному входному сигналу $u_{\text{А}}(t)$, нужно воспользоваться известной экспоненциальной зависимостью $i_{\text{Э1,2}}(u_{\text{БЭ1,2}})$ у каждого из транзисторов VT1 и VT2 и для каждого мгновенного значения $u_{\text{А}}$ решать уравнение

$$u_{\text{А}} = u_{\text{БЭ1}} + I_0 \left(e^{u_{\text{БЭ1}}/U_T} - 1 \right) \cdot R_{\text{H}}$$

относительно $u_{\text{БЭ1}}$ при $u_{\text{А}} > 0$ и аналогичное уравнение — относительно $u_{\text{БЭ2}}$ — при $u_{\text{А}} < 0$.

О другом источнике нелинейных искажений см. в п.4.4.

4.3. Режим АВ

Уменьшение нелинейных искажений является важной проблемой. Ради подавления искажений типа «ступеньки» переходят к другому режиму работы транзисторов VT1 и VT2.

До сих пор предполагалось, что в начальном состоянии транзисторы VT1 и VT2 в двухтактном усилителе мощности находятся на границе запираения и при подаче периодического двуполярного сигнала строго поочередно отпираются и запираются (режим В). Теперь будет рассмотрен случай, когда оба транзистора VT1 и VT2 в исходном состоянии приоткрыты, так что при малых значениях входного сигнала в обоих транзисторах еще текут токи, а в запертом состоянии каждый из них находится лишь в пределах меньшей, чем половина, части периода (режим АВ).

Для обеспечения начального смещения транзисторов VT1 и VT2 в коллекторную цепь транзистора VT3 включают диоды VD1 и VD2, как показано на рис. 4.9.

По аналогии с предыдущей схемой (рис. 4.1), начальное значение потенциала точки А относительно земли устанавливается равным нулю ($U_{\text{А}} = 0$). Вольт-амперные характеристики диодов предполагаются одинаковыми, они практически совпадают с характеристиками $i_{\text{Э}}(u_{\text{БЭ}})$ транзисторов. В результате протекания постоянного тока $I_{\text{КЗ}}$ на каждом из диодов VD1 и VD2 возникает постоянное напряжение, равное U^0 , которое служит начальным напряжением $U_{\text{БЭ1}}^0 = U^0$ и $U_{\text{БЭ2}}^0 = -U^0$ на базах транзисторов VT1 и VT2 относительно земли. Коль скоро свойства эмиттерных переходов транзисторов VT1 и VT2 также являются идентичными, их эмиттерные токи равны между собой, то есть один и тот же ток $I_{\text{Э}}^0$ является эмиттерным током транзистора VT1 и эмиттерным током транзистора VT2, так что никакой ток не ответвляется в нагрузку R_{H} .

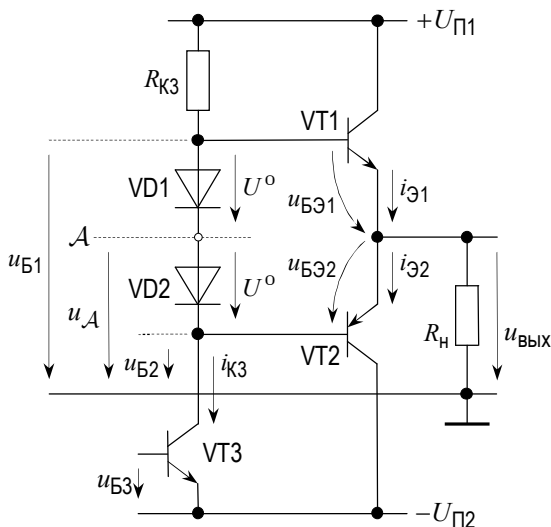


Рис. 4.9

При подаче на вход транзистора VT3 переменного сигнала в цепи его коллектора возникает переменный ток, по отношению к которому сопротивление открытых диодов VD1 и VD2 очень мало по сравнению с сопротивлением $R_{КЗ}$ (порядка $r_{ЭЗ} \approx U_T / I_{КЗ}$); из этого следует, что переменные напряжения $u_{Б1}$ и $u_{Б2}$ на базах транзисторов VT1 и VT2 относительно земли приблизительно равны между собой и совпадают с переменным напряжением $u_{Д}$ в точке А. Таким образом, можно считать, что с точки зрения переменного сигнала базы транзисторов VT1 и VT2 соединены вместе и подача сигнала на выходные транзисторы осуществляется точно так же, как это делается в схеме без начального смещения; это означает также, что напряжения на диодах при протекании через них переменного тока в первом приближении остаются неизменными и равными U^0 .

При наличии начального смещения поведение транзисторов VT1 и VT2 в двухтактном эмиттерном повторителе заметно отличается от случая, когда они открываются и запираются строго поочередно (рис. 4.10 и 4.11).

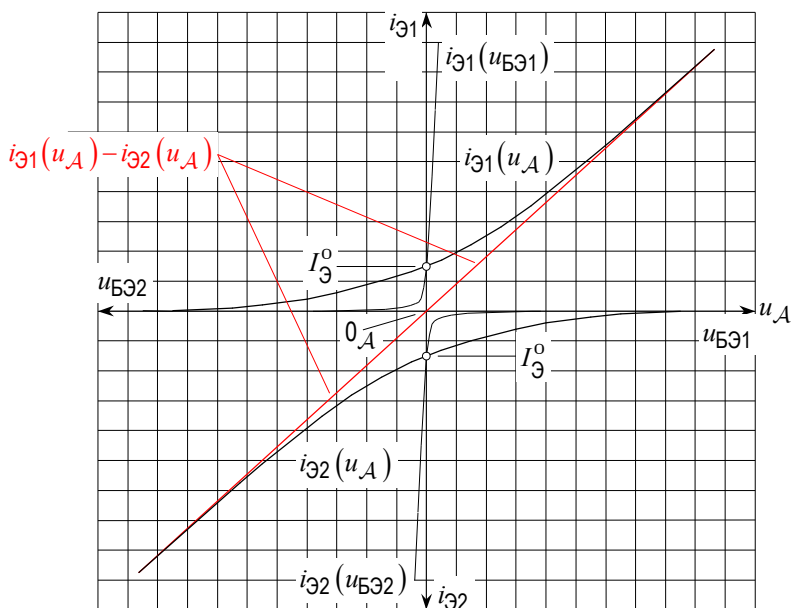


Рис. 4.10

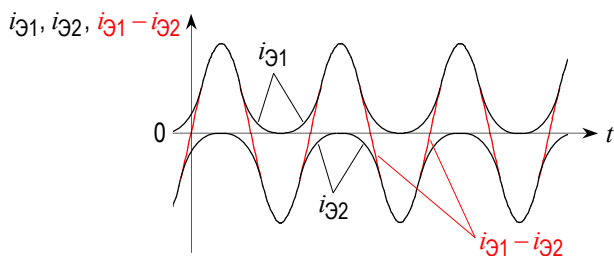


Рис. 4.11

Чтобы построить зависимости $i_{ц1}(u_А)$ и $i_{ц2}(u_А)$, удобно ввести в качестве новых переменных приращения напряжений база–эмиттер $\Delta u_{бэ1}$ и $\Delta u_{бэ2}$: $u_{бэ1} = U^0 + \Delta u_{бэ1}$, $u_{бэ2} = U^0 + \Delta u_{бэ2}$. В любой момент времени

$$u_{б1} = u_{бэ1} + u_{вых} \text{ и } u_{бэ2} + u_{б2} = u_{вых},$$

откуда

$$(u_{б1} - u_{б2}) - u_{бэ2} = u_{бэ1} \text{ или } 2U^0 - (U^0 + \Delta u_{бэ2}) = U^0 + \Delta u_{бэ1};$$

следовательно, $\Delta u_{БЭ2} = -\Delta u_{БЭ1}$. Вольт-амперная характеристика $i_{Э1}(u_A)$ строится по правилу

$$u_A = \Delta u_{БЭ1} + I_{Э}^0 \cdot \left(e^{\Delta u_{БЭ1}/U_T} - e^{-\Delta u_{БЭ1}/U_T} \right) \cdot R_H$$

путем вычисления u_A для каждого из возможных значений $\Delta u_{БЭ1}$. Аналогично строится характеристика $i_{Э2}(u_A)$. Из рис. 4.10 видно, что при достаточно больших U^0 разность токов $i_{Э1} - i_{Э2}$ практически линейно зависит от u_A и в $u_{Вых}$ искажений типа «ступеньки» не происходит.

Временные диаграммы на рис. 4.11 показывают, что при синусоидальном напряжении в точке А оба транзистора VT1 и VT2 остаются открытыми в течение значительной части периода.

В этих условиях геометрическое место точек $(u_{КЭ1,2}, i_{К1,2})$, отображающих состояние транзистора на его коллекторных характеристиках, уже не является прямой линией («линией нагрузки»), а представляет собой кривую, проходящую через точку начального состояния $(U_{П}, I_{Э}^0)$ и простирающуюся до значения $u_{КЭ}$, примерно вдвое превышающего напряжение питания (рис. 4.12; здесь величины коллекторного и эмиттерного тока транзистора VT1 считаются одинаковыми и то же самое для транзистора VT2). Умозрительный переход от мгновенных значений напряжений $u_{КЭ1}$ и $u_{КЭ2}$ к значениям выходного сигнала $u_{Вых}$, равного $(i_{К1} - i_{К2}) \cdot R_H$, осуществляется согласно равенствам $u_{Вых} = +U_{П1} - u_{КЭ1}$ и $u_{Вых} = -U_{П2} + u_{КЭ2}$, где, как и ранее, $U_{П1} = U_{П2} = U_{П}$.

Платой за устранение искажений типа «ступенька» является большая мощность, потребляемая от источников питания при том же значении выходного сигнала, и, как следствие, меньший КПД.

4.4. Числовой пример и другие необходимые замечания

I. Искажения типа «ступеньки» в отсутствие первоначального смещения на базах транзисторов VT1 и VT2 — или при недостаточно большой величине U^0 — не являются единственным проявлением нелинейности схемы. Другой причиной искажений является экспоненциальная зависимость коллекторного тока транзистора VT3 от напряжения между его базой и эмиттером. Существуют два способа уменьшения искажений такого типа.

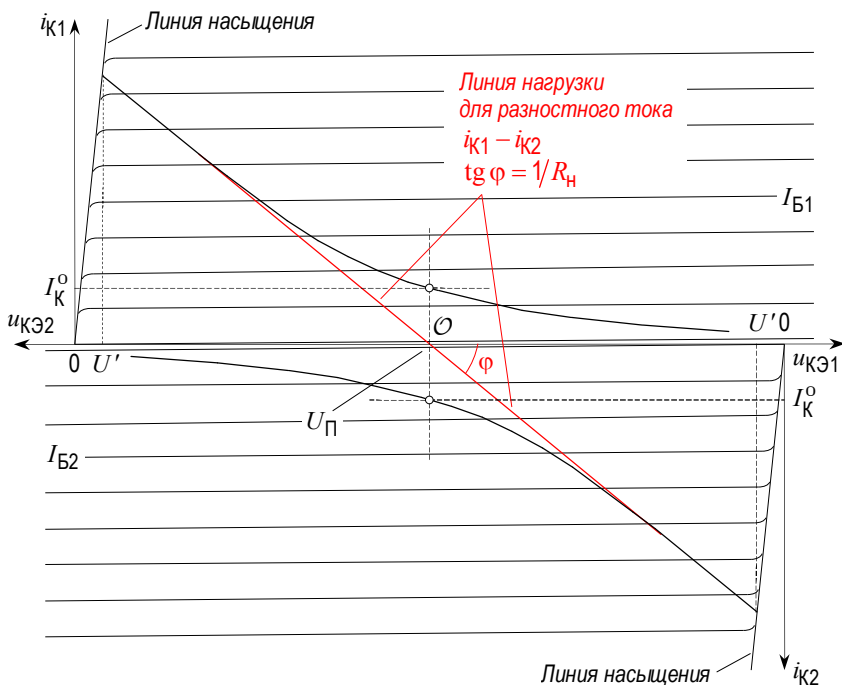


Рис. 4.12

Первый из них заключается в том, чтобы источником сигнала на входе транзистора VT3 был не источник напряжения, а источник тока. Другими словами, желательно, чтобы выходное сопротивление R' части схемы, предшествующей выходному каскаду усилителя, было много больше входного сопротивления $h_{113}^{(3)}$ транзистора VT3 (рис. 4.13; $h_{113}^{(3)} = (h_{213}^{(3)} + 1)r_3^{(3)}$, $r_3^{(3)} \approx U_T/I_{K3}$). Когда условие $R' \gg h_{113}^{(3)}$ выполнено, почти вся ЭДС $e'(t)$ приложена к резистору R' , поэтому ток $i_{R'}(t)$, протекающий по этому резистору, и практически равная ему переменная составляющая базового тока транзистора VT3 $i_{63}(t)$ повторяют форму сигнала $e'(t)$. В той мере, в какой коллекторный ток транзистора VT3 пропорционален его базовому току, нелинейность характеристики $i_{K3}(u_{БЭ3})$ мало сказывается на выходном сигнале $u_{\text{вых}}$. (От сопротивления резистора R' в цепи базы транзистора VT3 зависит

поведение коллекторного тока этого транзистора в области верхних частот: чем больше R' , тем меньше верхняя граничная частота усилителя в целом.)

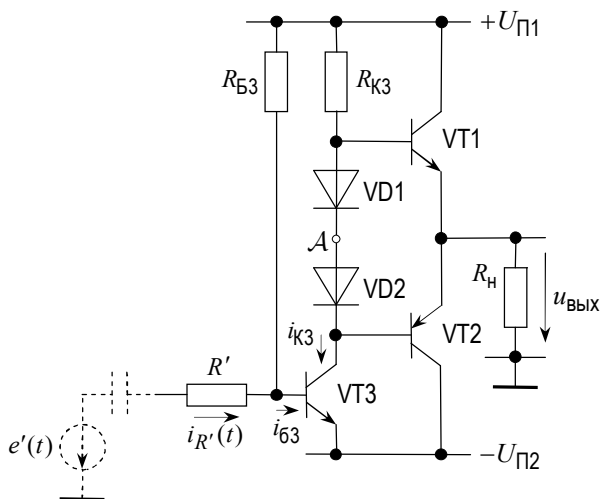


Рис. 4.13

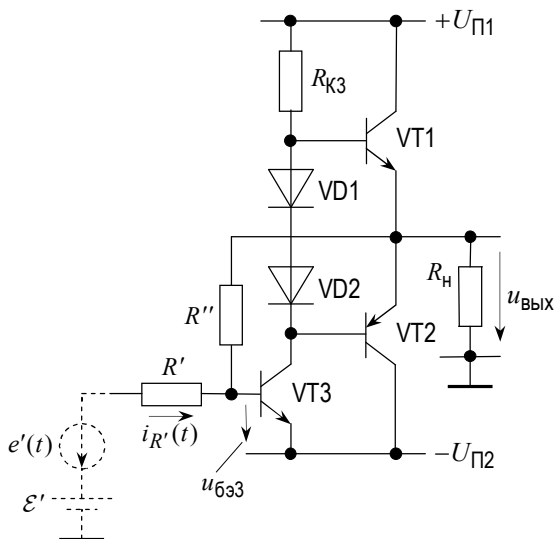


Рис. 4.14

Дальнейшее уменьшение искажений достигается с помощью так называемой отрицательной обратной связи, которая охватывает всю конструкцию из транзисторов VT1, VT2 и VT3 в результате соединения резистором R'' выхода двухтактного эмиттерного повторителя с базой транзистора VT3 (рис. 4.14). Сигналы на коллекторе транзистора VT3 и на его базе находятся в противофазе, поэтому действие обратной связи заключается в таком искажении сигнала $u_{\text{взз}}(t)$, которое компенсирует нелинейность преобразования при переходе от напряжения база–эмиттер транзистора VT3 к его коллекторному току. (В схеме на рис. 4.14 предполагается наличие в источнике сигнала такого смещения по постоянному току \mathcal{E}' , которое обеспечивает нулевое напряжение на выходе усилителя при $e'(t) = 0$.)

II. Электронная промышленность выпускает много *мощных* транзисторов, предназначенных для использования в выходных каскадах усилителей мощности и в источниках питания и допускающих протекание токов величины несколько десятков ампер и рассеяние мощности на их коллекторах несколько десятков ватт.

В процессе работы такие транзисторы сильно нагреваются, поэтому при проектировании схем на таких транзисторах особое внимание обращают на отвод тепла. С этой целью предусматривается крепление каждого из них на соответствующем радиаторе, обеспечивая хороший механический и тепловой контакт между коллектором транзистора и радиатором.

III. Числовой пример.

Рассматриваемая здесь схема на *маломощных* транзисторах (рис. 4.15) не является примером реального усилителя мощности, а представляет собой учебную модель такого усилителя, с которой можно проводить эксперименты в лабораторных условиях и тем самым приобрести основные навыки работы с усилителями мощности.

У транзисторов КТ315 и КТ361 предельно допустимые значения коллекторного тока $I_{\text{К.макс}}$ и мощности $P_{\text{макс}}$, рассеиваемой на коллекторе, равны соответственно 100 мА и 150 мВт. Напряжение U^0 на кремниевых диодах Д220 равняется 0.62...0.67 В при токе от 1 до 10 мА.

Значением сопротивления $R_{\text{кз}}$ определяется коллекторный ток $I_{\text{кз}}$ транзистора VT3 в исходном состоянии. Если обеспечено нулевое значение напряжения в точке А и $U^0 = 0.65$ В, то $I_{\text{кз}} = (U_{\text{п1}} - U^0) / R_{\text{кз}} \approx 4.7$ мА. Поскольку начальное значение напряжений база–эмиттер транзисторов VT1 и VT2 тоже равно 0.65 В и вольт-амперные характеристики диодов и эмиттерных переходов транзисторов очень близки, значение токов $I_{\text{Э,к}}^0$ также порядка 5 мА.

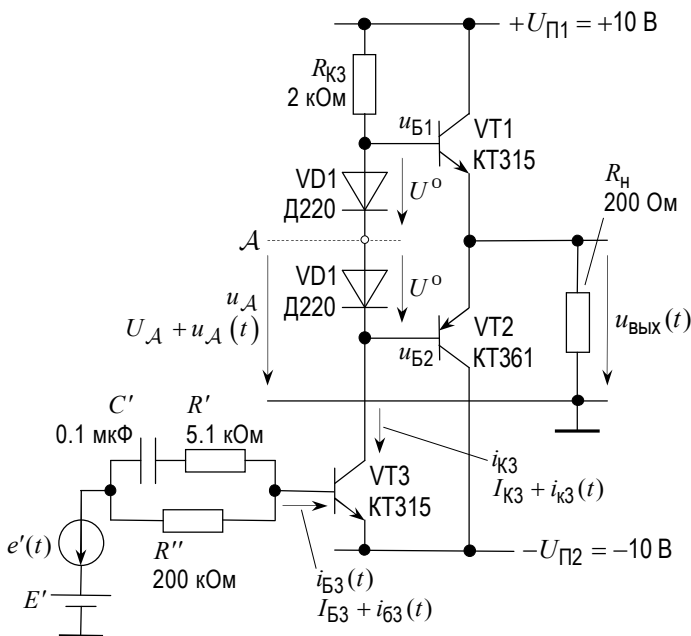


Рис. 4.15

Сопротивление нагрузки R_H необходимо выбрать таким, чтобы удовлетворялись следующие ограничения снизу, если имеется в виду достичь максимальной амплитуды сигнала на выходе, равной $\max U_{ВЫХ.m}$:

а) ток в нагрузке $\max U_{ВЫХ.m}/R_H$ не должен превосходить $I_{К.макс}$;

б) мощность, рассеиваемая на коллекторе каждого из транзисторов VT1 и VT2, должна быть меньше $P_{макс}$; при этом необходимо принять во внимание, что в режиме АВ в исходном состоянии на каждом из коллекторов рассеивается мощность $U_{П} \cdot I_K^0$, а при наличии только переменного (синусоидального) сигнала на выходе в наихудшем случае (при $U'_{ВЫХ.m} = 2U_{П}/\pi$ в гипотетических, идеализированных условиях) КПД составляет всего 50%; считая приближенно, что рассеиваемая на нагрузке мощность $\max U_{ВЫХ.m}^2/(2R_H)$ не должна превосходить

$$2 \cdot (P_{макс} - U_{П} \cdot I_K^0),$$

получаем второе условие для R_H :

в) сама нагрузка (резистор R_H) может иметь ограничение по допустимой рассеиваемой мощности.

Если в данном примере имеется в виду достичь максимальной амплитуды сигнала на выходе, равной 9 В, то согласно условию а) R_H должно быть больше или равно 90 Ом, а согласно условию б) — не меньше, чем $(81 \text{ В}^2)/(2 \cdot 0.2 \text{ Вт}) \approx 200 \text{ Ом}$; по условию в) в данном примере допустимая мощность, рассеиваемая на нагрузке R_H , не должна быть меньше 0.2 Вт. [У самых маленьких по размеру распространенных резисторов, не предназначенных для размещения на печатной плате, максимально допустимая мощность рассеяния 0.125 Вт; при таком ограничении сопротивление нагрузки в условиях разбираемого примера должно быть не меньше 300 Ом.]

В разбираемом числовом примере предполагается, что у транзистора VT3 $h_{213}^{(3)} = h_{213}^{(3)} = 100$ и заданием небольшого смещения по постоянному току E' у источника сигнала достигается нулевое значение напряжения U_A в точке А относительно земли; при E' и $U_{БЗ} = 0.65 \text{ В}$ постоянная составляющая тока базы $I_{БЗ}$ транзистора VT3 равна $(E' + U_{П2} - U_{БЗ})/R'' \approx 47 \text{ мкА}$, что и обеспечивает указанный выше коллекторный ток $I_{КЗ}$ этого транзистора, равный 4.7 мА.

Если частота синусоидального переменного сигнала $e'(t)$ равна 10 кГц, то сопротивление переменному току конденсатора C' пренебрежимо мало по сравнению с сопротивлением R' . Кроме того, R' много больше входного сопротивления транзистора VT3, равного

$$h_{113}^{(3)} = (h_{213}^{(3)} + 1) \cdot r_{э3} \approx h_{213}^{(3)} U_T / I_{КЗ} \approx 500 \text{ Ом} .$$

Поэтому справедливо считать, что почти все переменное напряжение $e'(t)$ падает на R' , и переменные составляющие базового и коллекторного токов транзистора VT3 являются синусоидальными. Для достижения амплитудой выходного сигнала $U_{Вых.m}$ значения 9 В нужно, чтобы примерно такой же была амплитуда переменного сигнала в точке А . Пренебрегая сопротивлением открытых диодов VD1 и VD2 по переменному току, находим, что для этого необходимо, чтобы амплитуда переменной составляющей коллекторного тока транзистора VT3 $I_{КЗ.m}$ равнялась $U_{Вых.m} / R_{КЗ} = 4.5 \text{ мА}$, а амплитуда переменной составляющей базового тока $I_{БЗ.m}$ равнялась 45 мкА. С учетом сказанного требуемая амплитуда сигнала $e'(t)$, подаваемого на вход усилителя, равна $I_{БЗ.m} \cdot R'$, то есть приблизительно 0.2 В.

Осталось уточнить, в какой степени полная нагрузка в коллекторной цепи транзистора VT3 отличается от сопротивления резистора R_{K3} из-за того, что параллельно с этим резистором включен вход двухтактного эмиттерного повторителя на транзисторах VT1 и VT2.

Пусть $h_{213}^{(1,2)} = h_{213}^{(1,2)} = 100$ и $I_{Э,К}^0 \approx I_{K3} \approx 5 \text{ мА}$. Тогда с точки зрения постоянных токов в исходном режиме ток базы транзистора VT1 величиной 50 мкА является одной десятой частью тока, текущего по резистору R_{K3} , а равный ему ток базы транзистора VT2 – это 10% тока I_{K3} , втекающего со стороны коллектора в транзистор VT3. Постоянный ток, текущий через диоды VD1 и VD2, на 10% меньше тока I_{K3} и равного ему тока, текущего по резистору R_{K3} .

Что же касается переменных составляющих базовых токов транзисторов VT1 и VT2, то проще всего учесть их, обратившись к совмещенным коллекторным характеристикам этих транзисторов (рис. 4.12). Из того, что линия нагрузки для разностного тока $i_{Э,К1} - i_{Э,К2}$ является прямой, следует, что входное сопротивление двухтактного эмиттерного повторителя для разности базовых токов транзисторов VT1 и VT2 можно считать равным входному сопротивлению простого эмиттерного повторителя с нагрузкой R_H в цепи его эмиттера. Другими словами, в условиях данного числового примера параллельно с $R_{K3} = 2 \text{ кОм}$ включено сопротивление, примерно равное $h_{213}^{(1,2)} \cdot R_H = 20 \text{ кОм}$. Погрешность ошибки, совершаемой без учета этого шунтирующего действия со стороны входа двухтактного эмиттерного повторителя, – те же 10%.

IV. Режимом А называют такую работу однокаскадного усилителя, когда транзистор под действием входного сигнала не запирается ни на какую часть периода. В режиме А работают усилители малых сигналов. Этот режим невыгодно использовать в усилителях мощности, так как КПД схемы в этом случае много меньше, чем при работе в режиме В, когда транзисторы в двухтактном выходном каскаде поочередно открываются и запираются, или в режиме АВ.

V. Выходные каскады операционных усилителей имеют вид усилителей мощности рассмотренного вида, работающие в режиме АВ.

Задание 4

1. Выберите сопротивление нагрузки R_H для схемы на рис. 4.16 из интервала 270...560 Ом.

Определите путем расчета и согласно дальнейшим рекомендациям значения других параметров в этой схеме в предположении, что напряжения питания $U_{П1}$ и $U_{П2}$ будут такими, как указано на рисунке ($U_{П1} = U_{П2} = U_{П}$), амплитуда максимального сигнала на выходе $\max U_{\text{ВЫХ.м}}$ будет порядка 10 В, а измерения по переменному току будут проводиться на частоте f , равной 10 кГц.

У транзисторов КТ315 и КТ361 предельно допустимое значение коллекторного тока $I_{K, \text{макс}}$ равно 100 мА, а предельно допустимое значение мощности, рассеиваемой на коллекторе, $P_{\text{макс}}$ равно 150 мВт. Напряжение U^o на

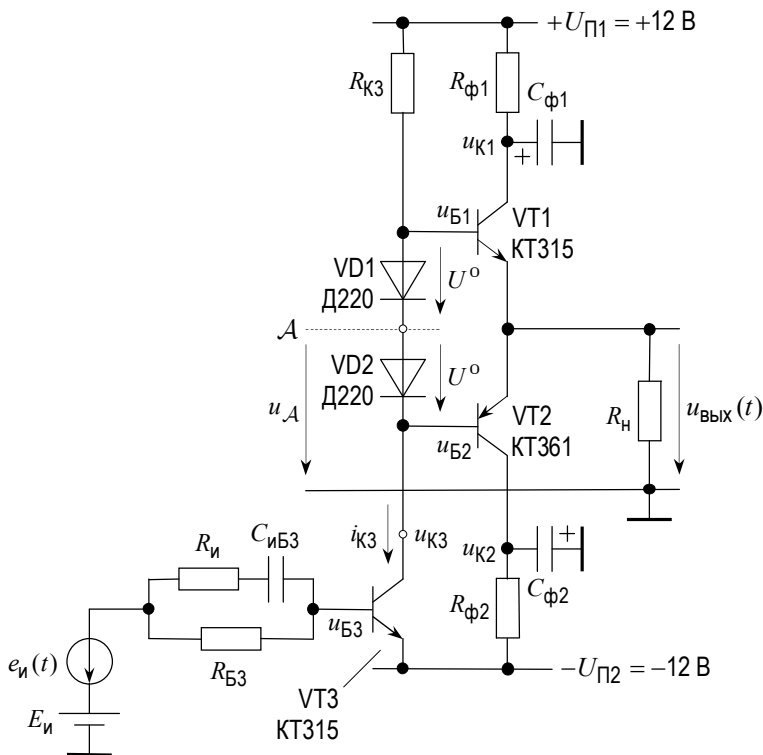


Рис. 4.16

кремниевых диодах Д220 равняется 0.62...0.67 В при токе от 1 до 10 мА. Максимально допустимая мощность рассеивания у резистора R_H в учебном эксперименте равна 0.125 Вт.

Пары $R_{\Phi 1}, C_{\Phi 1}$ и $R_{\Phi 2}, C_{\Phi 2}$ представляют собой фильтры, предназначенные для того, чтобы по постоянным напряжениям на $R_{\Phi 1}$ и $R_{\Phi 2}$ находить средние значения коллекторных токов I_{K1} и I_{K2} транзисторов VT1 и VT2 по правилу: $I_{K1,2} = (U_{\Pi 1,2} - |U_{K1,2}|) / R_{\Phi 1,2}$. Сопротивления резисторов $R_{\Phi 1}$ и $R_{\Phi 2}$ следует выбрать одинаковыми из интервала 110...180 Ом.

Если $\max P_H$ – мощность, рассеиваемая на нагрузке при максимальном сигнале на выходе, равная $(\max U_{\text{вых.м}} / \sqrt{2})^2 / R_H$, а $I_{\Theta, K}^0$ – эмиттерные (коллекторные) токи транзисторов в исходном состоянии в режиме АВ, то целесообразно принять значение этого тока примерно равным $(P_{\text{макс}} - \max P_H / 2) / U_{K\Theta}^0$, где $U_{K\Theta}^0$ – величина напряжения коллектор–эмиттер каждого из транзисторов VT1 и VT2 в исходном состоянии, которую, ради простоты, достаточно считать на 1...2 В меньшей, чем U_{Π} .

В отсутствие сигнала коллекторный ток I_{K3} транзистора VT3 будет приблизительно равен току $I_{\Theta, K}^0$, поэтому $R_{K3} = (U_{\Pi} - U^0) / I_{K3}$, где U^0 – напряжение на открытом диоде; здесь, на стадии оценки ожидаемых значений токов и напряжений, можно положить U^0 равным 0.65 В. Сопротивление резистора $R_{Б3}$ должно быть примерно в 100...300 раз больше R_{K3} (о том, как подобрать величину $R_{Б3}$, см. ниже в п. 2).

Для наблюдений и измерений, о которых пойдет речь в п. 3 этого задания, нужно взять ‘сопротивление источника’ R_H в 10 раз больше входного сопротивления $h_{113}^{(3)}$ транзистора VT3: $h_{113}^{(3)} = (h_{213}^{(3)} + 1) \cdot r_{э3}$, $r_{э3} = U_T / I_{K3}$, приняв, например, $h_{213}^{(3)}$, равным 100.

Емкость конденсатора $C_{иБ3}$ между источником сигнала и базой транзистора VT3 должна быть такой, чтобы его сопротивление переменному току на частоте f было много меньше $R_H + h_{113}^{(3)}$. Конденсаторы фильтров $C_{\Phi 1}$ и $C_{\Phi 2}$ должны обеспечивать короткое замыкание на землю коллекторов транзисторов VT1 и VT2, для чего желательно, чтобы их сопротивление переменному току на частоте f было много меньше $R_{\Phi 1,2}$; если в качестве конденсаторов фильтров будут взяты электролитические конденсаторы, то при со-

бирании схемы необходимо соблюдать указанную на рисунке полярность включения.

Внимание! Схемой, которую Вы соберёте, выполняя это задание, предстоит воспользоваться также в дальнейшем, при выполнении задания 5! Поэтому собирать схему следует компактно в левой части макетной платы и не разбирать её по окончании выполнения задания 4.

2. Соберите схему, представленную на рис. 4.16.

Приступая к отладке схемы, первоначально **отсоедините** базу транзистора VT1 от нижнего (на рисунке) конца резистора R_{K3} и базу транзистора VT2 от коллектора транзистора VT3.

Включите питание. Измеряя напряжения питания цифровым вольтметром постоянного напряжения, установите значения напряжений питания возможно более близкими к ± 12 В.

Подключите источник сигнала к входу схемы [к точке слева (на рисунке) от резисторов $R_{и}$ и $R_{Б3}$], а вход цифрового вольтметра постоянного напряжения к точке A . При $\mathcal{E}_{и.m} = 0$, где $\mathcal{E}_{и.m}$ – амплитуда синусоидального сигнала, вырабатываемого компьютерным генератором, изменяя *Уровень* (напряжение смещения) $E_{и}$, добейтесь того, чтобы напряжение в точке A относительно земли отличалось от нуля не более чем на ± 0.25 В. Если при выбранном ранее значении сопротивления $R_{Б3}$ не удастся добиться требуемого напряжения в точке A , то необходимо изменить сопротивление резистора $R_{Б3}$ и выбрать его таким, чтобы требуемое смещение $E_{и}$ не превосходило ± 1 В.

Теперь **восстановите** соединения баз транзисторов VT1 и VT2 с соответствующими точками в коллекторной цепи транзистора VT3. Убедитесь в том, что напряжение на выходе с приемлемой точностью также равняется нулю. Если $|u_{\text{вых}}| \geq 0.25$ В при $|U_A| \leq 0.25$ В, то нужно подобрать пару транзисторов с меньшей разностью напряжений в точке A и на выходе.

Полезно по мере выполнения задания время от времени проверять и при необходимости возобновлять установку нужных значений напряжений $U_{П1}$, $U_{П2}$ и U_A .

По-прежнему при $\mathcal{E}_{и.m} = 0$ измерьте постоянные напряжения на коллекторах и базах всех трёх транзисторов и по результатам измерений определите постоянные коллекторные токи I_{K1} , I_{K2} и I_{K3} , а также напряжение U^0 на открытых диодах. Найдите мощность $P_{\text{расс}}$, рассеиваемую на коллекторах транзисторов VT1 и VT2 в отсутствие сигнала, перемножив для каждого из

них полученные в результате измерений значения постоянного коллекторного тока и постоянного напряжения на коллекторе.

3. Подайте от компьютерного генератора синусоидальный сигнал с амплитудой $\mathcal{E}_{и.м}$ в несколько десятков милливольт или порядка 100 мВ и с помощью осциллографа убедитесь в возникновении на выходе неискаженного по форме синусоидального сигнала с амплитудой $U_{\text{вых.м}}$, равной нескольким вольтам. Определите коэффициент усиления $K_e(\text{def}) = U_{\text{вых.м}}/\mathcal{E}_{и.м}$ и сравните его с ожидаемым значением $h_{213}^{(3)} R_{к3} / (R_{и} + h_{113}^{(3)})$.

Установите амплитуду входного сигнала $\mathcal{E}_{и.м}$ такой, чтобы амплитуда выходного сигнала $U_{\text{вых.м}}$ была равна 3 В. Измерьте постоянные напряжения $U_{к1}$ и $U_{к2}$ на коллекторах транзисторов VT1 и VT2, произведите необходимые вычисления и заполните 1-ю строку в следующей таблице:

$U_{\text{вых.м}}$	$P_{\text{н}}$	$I_{к1}$	$P_0^{(1)}$	$P_{\text{расс}}^{(1)}$	$I_{к2}$	$P_0^{(2)}$	$P_{\text{расс}}^{(2)}$	η
В	мВт	мА	мВт	мВт	мА	мВт	мВт	–
3								
6								
9								

В этой таблице:

$P_{\text{н}} = (U_{\text{вых.м}}/\sqrt{2})^2 / R_{\text{н}}$ – мощность, рассеиваемая на нагрузке;

$I_{к1} = (U_{п1} - U_{к1}) / R_{ф1}$ – постоянный ток, текущий по резистору $R_{ф1}$;

$P_0^{(1)} = I_{к1} \cdot U_{п1}$ – мощность, потребляемая от источника питания $U_{п1}$;

$P_{\text{расс}}^{(1)} = P_0^{(1)} - P_{\text{н}}/2 - I_{к1}^2 \cdot R_{ф1}$ – мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора VT1;

$I_{к2} = (U_{п2} - U_{к2}) / R_{ф2}$ – постоянный ток, текущий по резистору $R_{ф2}$;

$P_0^{(2)} = I_{к2} \cdot U_{п2}$ – мощность, потребляемая от источника питания $U_{п2}$;

$P_{\text{расс}}^{(2)} = P_0^{(2)} - P_{\text{н}}/2 - I_{к2}^2 \cdot R_{ф2}$ – мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора VT2;

$\eta = P_{\text{н}} / (P_{\text{н}} + P_{\text{расс}}^{(1)} + P_{\text{расс}}^{(2)})$ – коэффициент полезного действия (КПД).

Повторите измерение напряжений $U_{к1}$ и $U_{к2}$ при $U_{\text{вых.м}} = 6$ В и при $U_{\text{вых.м}} = 9$ В и заполните 2-ю и 3-ю строки таблицы.

4. Осуществите с помощью осциллографа наблюдение искажений в выходном сигнале или их отсутствие, выполнив следующие действия.

Подайте на вход синусоидальный сигнал такой величины $\mathcal{E}_{и.т}$, чтобы в случае, когда схема остается такой, как она представлена на рис. 4.16, амплитуда сигнала на выходе $U_{\text{вых.т}}$ была равна 1...3 В. Убедитесь в том, что искажения отсутствуют или мало заметны. Теперь замкните накоротко диоды VD1 и VD2, соединив между собой базы транзисторов VT1 и VT2, и при том же значении амплитуды входного сигнала $\mathcal{E}_{и.т}$ рассмотрите искажения типа «ступеньки», наступающие в $u_{\text{вых}}(t)$ вблизи нуля. Обратите внимание на то, что во втором случае размах сигнала $u_{\text{вых}}$ меньше, чем в отсутствие искажений. Зарисуйте осциллограммы в обоих случаях, «наложив» изображения одно на другое в одном масштабе по оси ординат.

(Замечание: Если при переходе к случаю, когда диоды замкнуты накоротко, нарушается требование нуля на выходе в отсутствие сигнала, то перед тем, как осуществить вторую часть этого опыта, необходимо скорректировать смещение $E_{и}$ и только после этого перейти к наблюдению сигнала на выходе при той же самой величине сигнала $\mathcal{E}_{и.т}$.)

Разомкните осуществленное ранее соединение баз транзисторов VT1 и VT2 между собой.

Подайте на вход синусоидальный сигнал такой величины, чтобы в случае, когда схема остается такой, как она представлена на рис. 4.16, амплитуда сигнала на выходе $U_{\text{вых.т}}$ была равна 6..8 В. Убедитесь в том, что искажения отсутствуют или мало заметны. Теперь замкните накоротко резистор $R_{и}$ во входной цепи, соединив проводником точки, к которым подключены выводы этого резистора, и *уменьшите сигнал*, подаваемый от компьютерного генератора, настолько, чтобы при замкнутом накоротко резисторе $R_{и}$ полный размах сигнала на выходе был таким же, как перед этим (равным $2U_{\text{вых.т}}$). Рассмотрите возникающие при этом искажения $u_{\text{вых}}(t)$, заключающиеся в том, что верхняя полуволна в пределах периода оказывается затупленной, а нижняя – заостренной, что является проявлением экспоненциального характера зависимости $i_{кз}(u_{БЭЗ})$. Зарисуйте осциллограммы в обоих случаях, «наложив» изображения одно на другое в одном масштабе по оси ординат.

5. (Факультативно.) Сохранив неизменной собранную ранее схему, замените резистор $R_{и}$ на новый с сопротивлением, равным $2...3 h_{113}^{(3)}$, и соедините выход усилителя с базой транзистора VT3 двумя последовательно

включенными резисторами $R'_{0.c.}$ и $R''_{0.c.}$, образующими цепь *обратной связи* (о.с.), как показано на рис. 4.17. Сопротивление каждого из резисторов $R'_{0.c.}$ и $R''_{0.c.}$ можно выбрать примерно равным $R_{Б3}/2$. Пусть первоначально между точкой соединения резисторов $R'_{0.c.}$, $R''_{0.c.}$ и землей *включен* изображенный на рис. 4.17 пунктиром конденсатор C сравнительно большой емкости (0.1...1.5 мкФ).

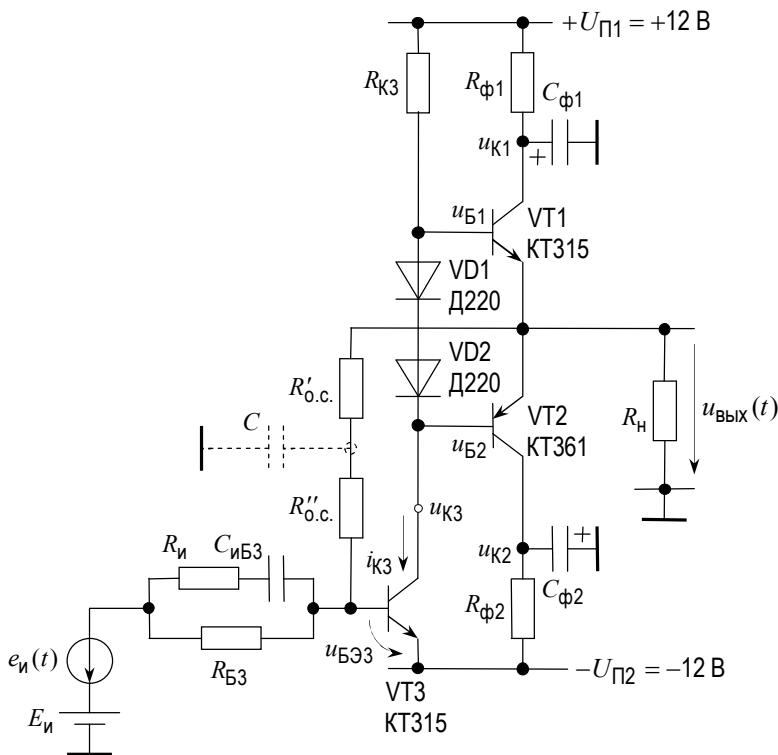


Рис. 4.17

Необходимо заново при $e_{и}(t) = 0$ подобрать у источника сигнала такое смещение $E_{и}$, чтобы постоянное напряжение на выходе (в точке соединения эмиттеров VT1 и VT2) было равно нулю.

Включите на входе синусоидальный сигнал с такой амплитудой $\mathcal{E}_{и.m}$, при которой полный размах выходного сигнала $\max u_{ВЫХ} - \min u_{ВЫХ}$ (удвоен-

ная амплитуда) был бы равен 12...16 В. Рассмотрите форму колебания на выходе, в которой должен проявиться экспоненциальный характер зависимости $i_{\kappa 3}(u_{\text{БЭЗ}})$, и зарисуйте осциллограмму в рабочей тетради.

Теперь извлеките конденсатор C и *увеличьте входной сигнал* настолько, чтобы полный размах сигнала на выходе $u_{\text{вых}}(t)$ был таким же, как и ранее. Обратите внимание на то, что в данном случае искажения вследствие экспоненциального характера зависимости $i_{\kappa 3}(u_{\text{БЭЗ}})$ заметны меньше. Зарисуйте новую осциллограмму на том же самом рисунке, что был сделан ранее, и сравните форму колебания на выходе, когда действует обратная связь (в отсутствие конденсатора C), со случаем, когда действие обратной связи исключено (при наличии в схеме конденсатора C).

5. Источники питания

В физической лаборатории чаще всего встречаются источники питания, представляющие собой последовательно включенные выпрямитель и стабилизатор напряжения (рис. 5.1).

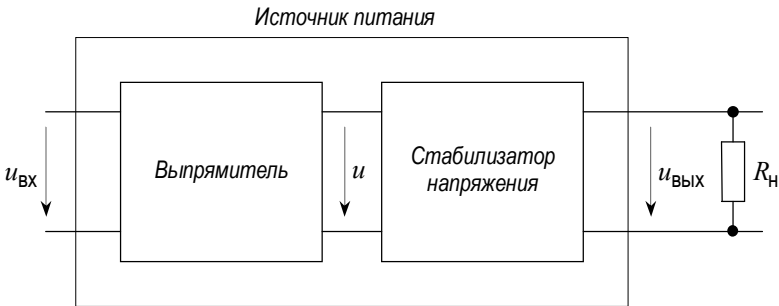


Рис. 5.1

Выпрямитель осуществляет преобразование переменного напряжения $u_{вх}$ в постоянное напряжение U (U — постоянная составляющая напряжения u на выходе выпрямителя). Функция стабилизатора напряжения заключается в том, чтобы сделать напряжение $u_{вых}$ на выходе практически не зависящим от сопротивления нагрузки R_H или, что то же самое, от тока, потребляемого нагрузкой от источника питания.

5.1. Выпрямители

5.1.1. Однополупериодный выпрямитель

На рис. 5.2 приведена схема простейшего выпрямителя.

Когда амплитуда входного напряжения $u_{вх} = U_{вх.m} \cos \omega t$ много больше напряжения на открытом полупроводниковом диоде ($U_{вх.m} \gg 0.6 \dots 0.7$ В для кремниевого диода), схема в целом ведет себя так, как если бы диод был идеальным и его вольт-амперная характеристика имела вид ломаной линии, сливающейся с осью абсцисс в области отрицательных напряжений (рис. 5.3а,б; r_{VD} — сопротивление диода в прямом направлении).

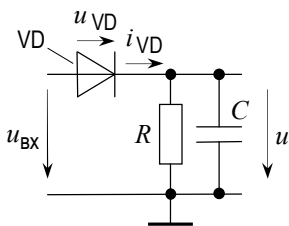


Рис. 5.2

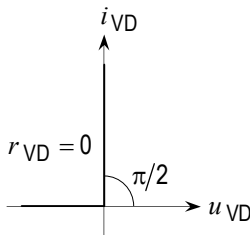


Рис. 5.3а

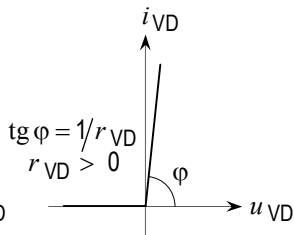


Рис. 5.3б

Идеальный диод с равным нулю сопротивлением в прямом направлении

Если вольт-амперная характеристика диода в схеме выпрямителя имеет вид, указанный на рис. 5.3а, то в течение части периода переменного напряжения $u_{\text{BX}}(t)$ выходное напряжение выпрямителя $u(t)$, показанное на временной диаграмме жирной линией (рис. 5.4), сливается с входным; на этом отрезке времени диод ведет себя как короткое замыкание. В другой части периода диод заперт, обеспечивая разрыв между входом и выходом, так что конденсатору C не остается ничего, кроме как разряжаться на резистор R по экспоненте.

На рис. 5.5 соотношение между входным и выходным напряжениями изображено в более крупном масштабе ($T = 2\pi/\omega$). Найдем момент времени t' , когда происходит отрыв выходного напряжения от входного.

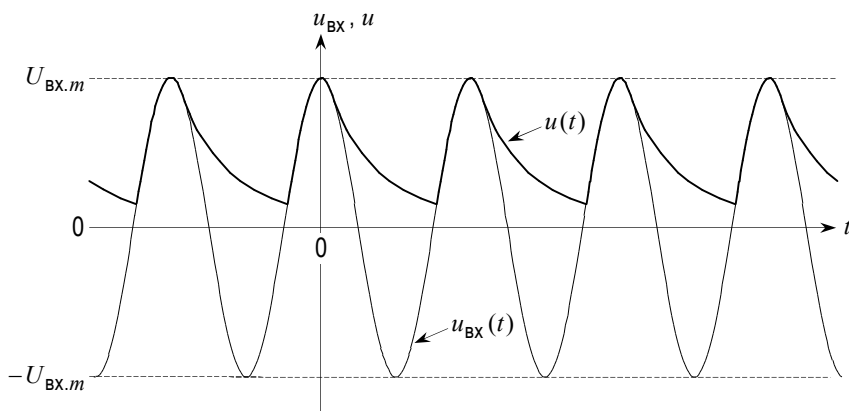


Рис. 5.4

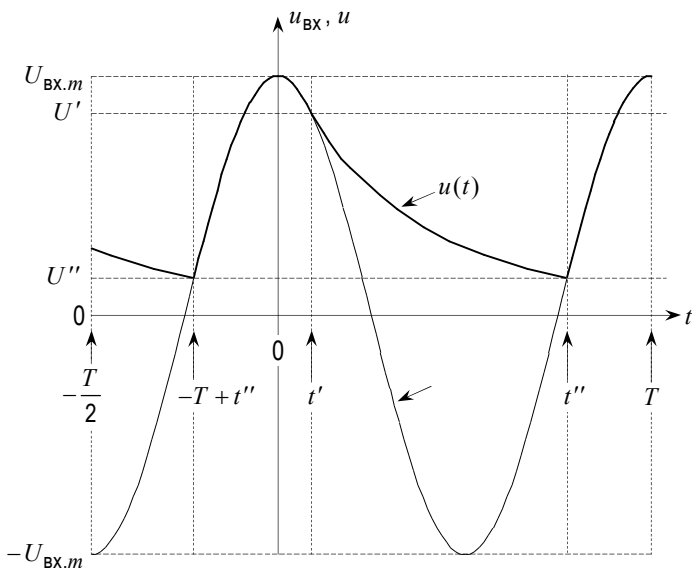


Рис. 5.5

На рис. 5.6 кружочками со знаком «минус» обозначены носители заряда (электроны), а пунктирными линиями со стрелкой – пути их перемещения. Ток, текущий по резистору R , образуют электроны, перемещающиеся по нему от «минуса» к «плюсу». В пределах интервала $(-T+t'', 0)$ происходит увеличение напряжения на конденсаторе в результате оттока электронов с верхней на рисунке пластины конденсатора C . Вместе эти два потока образуют ток диода на данном отрезке времени.

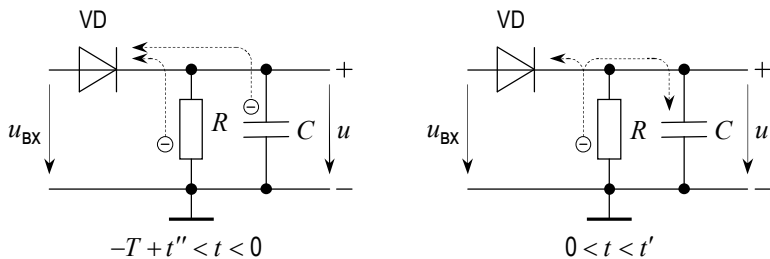


Рис. 5.6

При $0 < t < t'$ напряжение на выходе, оставаясь совпадающим со входным напряжением, уменьшается; при этом поток электронов, перемещаю-

шихся по резистору R , разделяется на ток, по-прежнему текущий через диод, и на поток электронов, поступающих на верхнюю пластину конденсатора C , без чего напряжение на конденсаторе не могло бы уменьшаться. Следовательно, в каждый момент времени в пределах интервала $(0, t')$ ток, текущий через резистор R , должен быть не меньше тока, необходимого для разряда конденсатора C :

$$\frac{u(t)}{R} \geq C \left| \frac{du(t)}{dt} \right|.$$

Подставляя $u(t) = U_{\text{вх.м}} \cos \omega t$ и выбирая в этом соотношении знак равенства, находим значение $t = t'$, при котором ток через диод становится равным нулю (диод запирается), так как весь ток, текущий по резистору R , необходим для разряда конденсатора C с нужной скоростью:

$$t' = \frac{1}{\omega} \operatorname{arctg}(\omega \tau), \quad \tau = RC.$$

При $t' < t < t''$

$$u(t) = U' \cdot e^{-(t-t')/\tau}, \quad U' \equiv u(t') = U_{\text{вх.м}} \cos \omega t'.$$

Момент t'' находится как решение уравнения

$$U' \cdot e^{-(t-t')/\tau} = U_{\text{вх.м}} \cos \omega t$$

относительно переменной t на отрезке времени между $T - T/4$ и T .

(В точке t' имеет место *сопряжение* косинусоиды $U_{\text{вх.м}} \cos \omega t$ и экспоненты $U' \exp[-(t-t')/\tau]$; в момент $t = t'$ производные этих двух функций равны.)

Идеальный диод с неравным нулю сопротивлением в прямом направлении

В случае, когда вольт-амперная характеристика диода в схеме выпрямителя является такой, как показано на рис. 5.3б, в установившемся режиме (спустя длительное время после того, как на вход начинает поступать переменное напряжение) в схеме поочередно происходят заряд и разряд конденсатора C , чему соответствуют части $u_1(t)$ и $u_2(t)$ выходного напряжения, изображенного на рис. 5.7 и 5.8 жирной линией.

Обычно параметры схемы выпрямителей бывают выбраны такими, что заряд конденсатора C происходит в течение малой доли периода переменного напряжения на входе. Функция $u_1(t)$ может быть, в принципе, найдена, как решение дифференциального уравнения для напряжения на выходе интегрирующей цепочки, образованной сопротивлением открытого диода $r_{\text{вд}}$ и емкостью конденсатора C , когда на входе этой интегрирующей цепочки

действует переменное напряжение $u_{\text{BX}} = U_{\text{BX},m} \cos \omega t$. Обычно $r_{\text{VD}} \ll R$, поэтому сопротивление резистора R при анализе процесса заряда конденсатора C на интервале $-T + t'' < t < 0$ можно не учитывать.

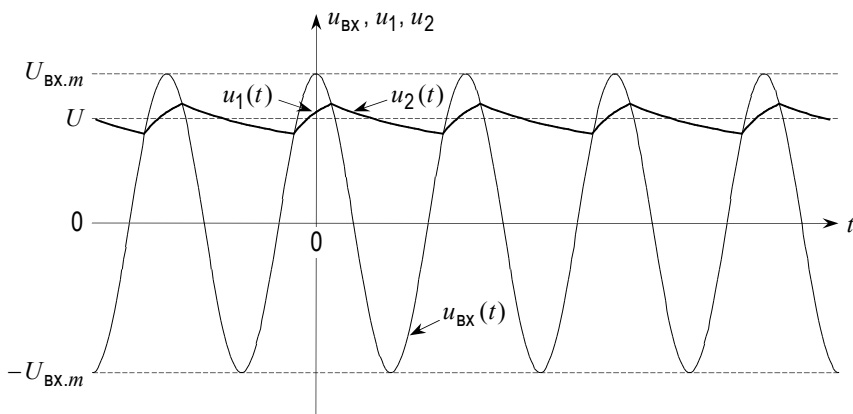


Рис. 5.7

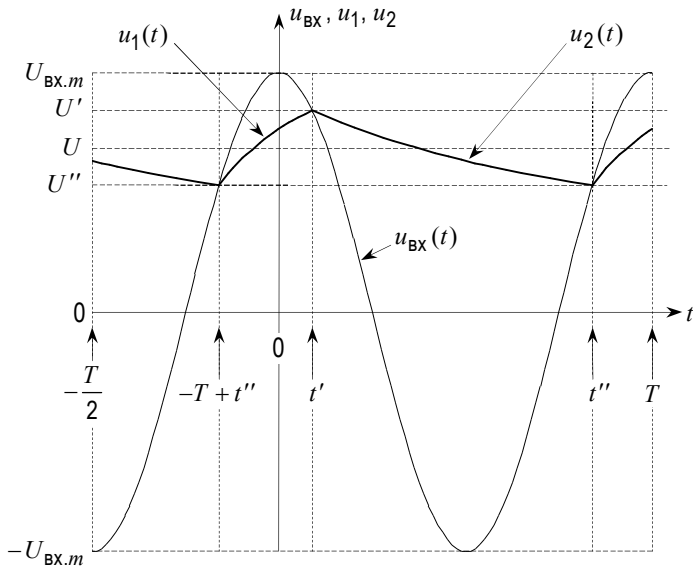


Рис. 5.8

На отрезке времени от t' до t'' диод заперт и конденсатор C разряжается через резистор R :

$$u_2(t) = U' e^{-t/\tau},$$

где, как и ранее, $\tau = RC$; в реальных схемах выпрямителей чаще всего $\tau \gg T$.

Таким образом, напряжение на выходе выпрямителя является периодическим повторением (с периодом $T = 2\pi/\omega$) объединения $u_1(t)$ и $u_2(t)$:

$$u(t) = \begin{cases} u_1(t), & t \in (-T + t'', t'), \\ u_2(t), & t \in (t', t''). \end{cases}$$

Полезным результатом действия выпрямителя служит образование на выходе постоянного напряжения U , представляющего собой среднее значение $u(t)$:

$$U = \frac{1}{T} \left(\int_{-T+t''}^{t'} u_1(t) dt + \int_{t'}^{t''} u_2(t) dt \right).$$

Небольшие колебания $u(t)$ относительно U называют *пульсациями*. Можно сказать, что напряжение на выходе выпрямителя равно сумме постоянной составляющей U и пульсаций $\delta u(t)$:

$$u(t) = U + \delta u(t), \quad \delta u(t) = \begin{cases} u_1(t) - U, & t \in (-T + t'', t'), \\ u_2(t) - U, & t \in (t', t''). \end{cases}$$

На практике всегда желательно, чтобы пульсации напряжения на выходе выпрямителя были как можно меньшими.

Относительная величина пульсаций

Согласно рис. 5.8 $U' = \max u(t)$ и $U'' = \min u(t)$, поэтому естественно называть величину $(U' - U'')/2$ амплитудой пульсаций $\delta u(t)$. Отношение амплитуды пульсаций к постоянной составляющей U напряжения на выходе выпрямителя носит название коэффициента пульсаций $k_{\delta u}$. Если $t' - (-T + t'') \ll T$ и $\tau \gg T$, то для U' и U'' справедливы следующие два приближенных равенства:

$$U'' = U' \cdot e^{-(t''-t')/\tau} \approx U' \cdot e^{-T/\tau},$$

$$U \approx (U' + U'')/2.$$

Рассматривая приведенные соотношения как систему из двух уравнений относительно двух переменных U' и U'' , находим значения этих величин, выраженные через постоянную составляющую U выходного напряжения:

$$U' = \frac{2U}{1 + \exp(-T/\tau)},$$

$$U'' = \frac{2U \exp(-T/\tau)}{1 + \exp(-T/\tau)}.$$

Поэтому

$$k_{\delta u}(\text{def}) = \frac{(U' - U'')/2}{U} = \frac{1 - \exp(-T/\tau)}{1 + \exp(-T/\tau)} = \text{th}(0.5 \cdot T/\tau). \quad (5.0)$$

При $\tau = 10 \cdot T$ коэффициент пульсаций $k_{\delta u}$ приблизительно равен 0.05.

Постоянное напряжение на выходе выпрямителя

Постоянную составляющую U напряжения на выходе выпрямителя проще всего найти, предположив, что пульсации пренебрежимо малы и ими можно пренебречь (например, благодаря большой емкости конденсатора C). В этом случае выходное напряжение u в течение всего времени остается практически постоянным, равным U , и напряжение u_{VD} на диоде является входным напряжением $u_{BX}(t)$, сдвинутым в сторону отрицательных значений на величину U (рис. 5.9 и 5.10):

$$u_{VD}(t) = U_{BX.m} \cos \omega t - U.$$

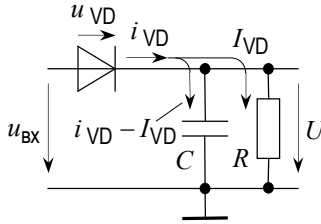


Рис. 5.9

Если скоро вольт-амперная характеристика диода такая, как показано на рис. 5.3б, диод открыт и по нему течет ток $i_{VD}(t)$ только в той части периода колебаний входного напряжения, в пределах которой $u_{VD} > 0$, поэтому импульсы тока диода имеют форму отрезков косинусоиды. Постоянное напряжение на выходе есть результат протекания постоянной составляющей I_{VD} тока диода по резистору R :

$$U = I_{VD} \cdot R; \quad (5.1)$$

по отношению к остальным составляющим тока диода конденсатор C служит коротким замыканием.

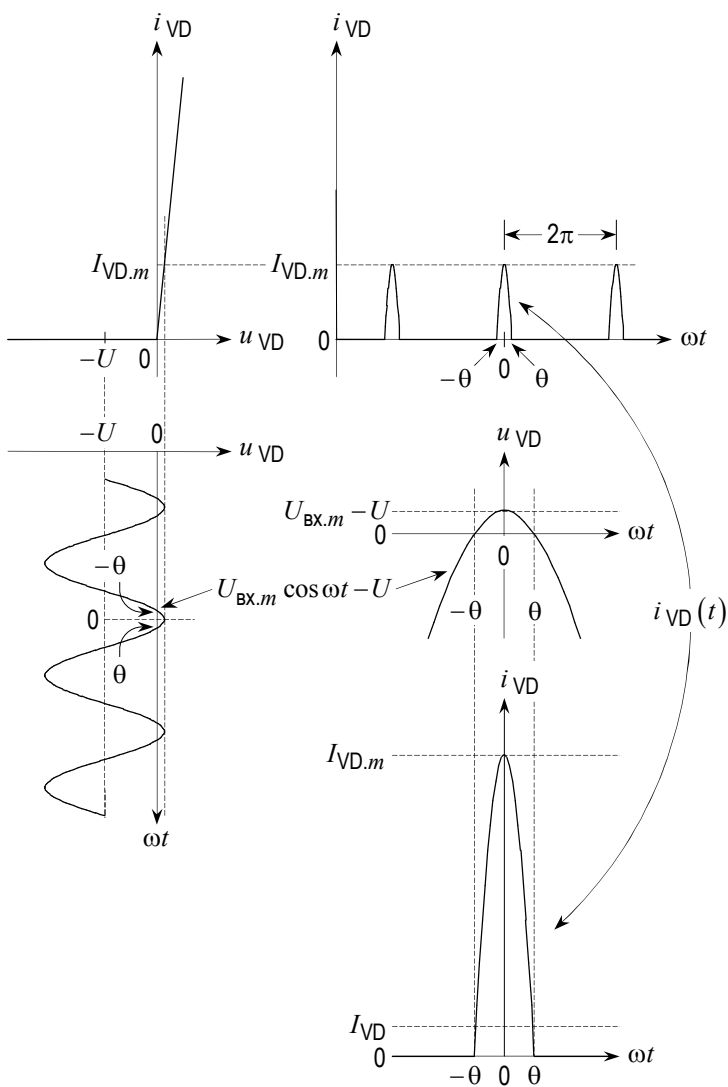


Рис. 5.10

Пусть $-\theta$ и θ – значения ωt , при которых $u_{VD}(t)$ пересекает ось $u_{VD}=0$. В эти моменты времени диод находится на границе отпирания/запирания и напряжение U на выходе равно мгновенному значению входного напряжения:

$$U = U_{\text{вх.м}} \cos \theta. \quad (5.2)$$

На интервале значений ωt от $-\theta$ до θ ток диода i_{VD} равен u_{VD}/r_{VD} , где r_{VD} – сопротивление диода в прямом направлении. Поэтому

$$I_{VD} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} \frac{u_{VD}(\omega t)}{r_{VD}} d(\omega t) = \frac{1}{2\pi r_{VD}} \int_{-\theta}^{\theta} (U_{\text{вх.м}} \cos \omega t - U) d(\omega t). \quad (5.3)$$

Из (5.1) – (5.3) следует, что величина θ , называемая *углом отсечки*, должна удовлетворять уравнению

$$U_{\text{вх.м}} \cos \theta = \frac{R}{2\pi r_{VD}} \int_{-\theta}^{\theta} (U_{\text{вх.м}} \cos \omega t - U_{\text{вх.м}} \cos \theta) d(\omega t)$$

или

$$1 = \frac{R}{\pi r_{VD}} (\text{tg } \theta - \theta).$$

У хорошего выпрямителя постоянное напряжение на выходе U близко к амплитуде входного напряжения $U_{\text{вх.м}}$, то есть угол отсечки θ мал. При малых значениях аргумента для тангенса справедливо приближение: $\text{tg } \theta \approx \theta + \theta^3/3$. В этом случае

$$\theta \approx \sqrt[3]{\frac{3\pi r_{VD}}{R}}$$

и

$$U \approx U_{\text{вх.м}} \cos \left(\sqrt[3]{\frac{3\pi r_{VD}}{R}} \right).$$

Постоянное напряжение U на выходе тем ближе к амплитуде входного напряжения $U_{\text{вх.м}}$, чем больше сопротивление резистора R по сравнению с сопротивлением диода в прямом направлении.

5.1.2. Схема с фильтром нижних частот

Прежде чем обратиться ко второй схеме выпрямителя, имеет смысл рассмотреть гипотетический случай схемы с конденсатором и диодом и разобраться с тем, что следует из рассматриваемого примера.

Пусть вольт-амперная характеристика диода в схеме на рис. 5.11 имеет вид, указанный на рис. 5.3б, и сопротивление диода в обратном направлении строго равно бесконечности, то есть диод идеально не проводит при отрицательном напряжении на верхнем (на рисунке) электроде. Предполагается, что первоначально конденсатор C разряжен.

Тогда в **установившемся режиме** напряжение на диоде u_{VD} оказывается смещенным в сторону отрицательных напряжений на амплитуду входного напряжения $u_{BX}(t) = U_{BX.m} \cos \omega t$ и диод все время заперт, только в точках касания напряжением $u_{VD}(t)$ нулевой оси снизу он находится на границе отпириания/запириания.

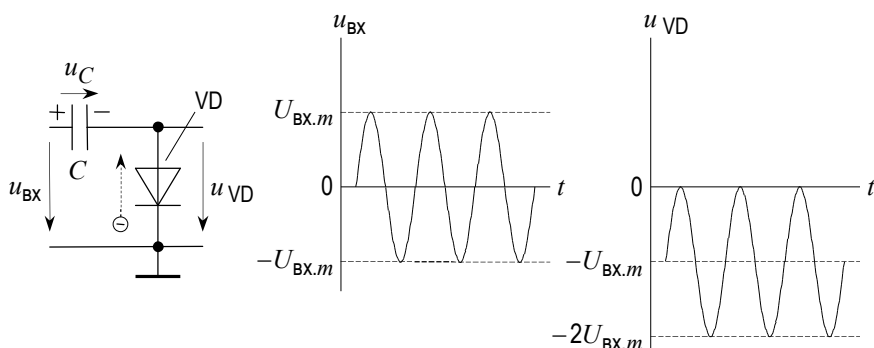


Рис. 5.11

К этому выводу можно прийти путем следующего рассуждения. В первое время после включения переменного напряжения на входе на верхнем выводе диода на какую-то долю периода возникает положительное напряжение, диод открывается и электроны из числа образующих ток диода попадают на правую обкладку конденсатора C и остаются там, поскольку стекать им при отрицательном напряжении на верхнем выводе диода некуда. Следовательно, на конденсаторе C возникает напряжение указанной на рисунке полярности, а напряжение u_{VD} на диоде — согласно закону Кирхгофа — в любой момент времени равно $u_{BX} - u_C$. Напряжение u_C растет до тех пор, пока диод отпирается хотя бы на малую долю периода. Спустя достаточно большое время после включения переменного напряжения на входе напряжение на конденсаторе u_C становится равным $U_{BX.m}$ и на этом процесс накопления заряда на конденсаторе заканчивается, потому что $u_{VD} \leq 0$ при $u_C = U_{BX.m}$.

Говорят, что в схеме на рис. 5.11 при прохождении периодического сигнала происходит сдвиг уровня, то есть изменение среднего значения (постоянной составляющей), и величина этого смещения определяется амплитудой входного сигнала.

Если в схеме на рис. 5.11 поменять полярность включения диода, то в установившемся режиме напряжение на нем будет смещено на $U_{\text{ВХ.}m}$ вверх (рис. 5.12); в этом случае $u_{\text{VD}} = u_{\text{ВХ}} + u_C$.

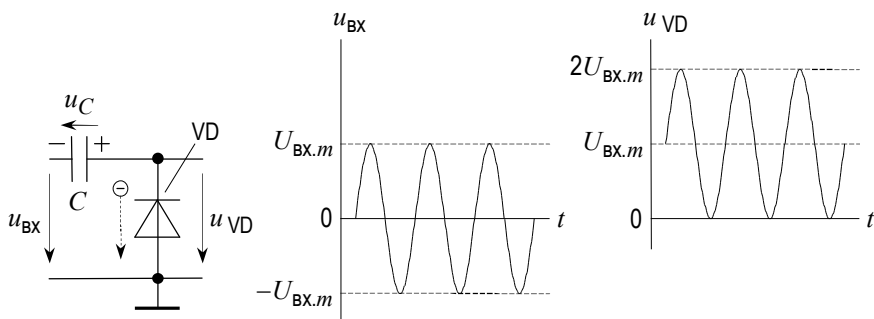


Рис. 5.12

Приведенное выше рассуждение применимо и в том случае, когда вольт-амперная характеристика диода в большей степени приближена к зависимости $i_{\text{VD}}(u_{\text{VD}})$ реального кремниевого диода, а именно остается ломаной линией с единственной точкой излома, но имеет излом не в нуле, а в точке с напряжением, равным 0.6...0.7 В; пусть, например, значение этого напряжения равно 0.65 В (рис. 5.13). Но по-прежнему будем считать, что при $u_{\text{VD}} \leq 0.65 \text{ В}$ ток диода тождественно равен нулю. Тогда в установившемся режиме напряжение на диоде будет касаться снизу уровня $+0.65 \text{ В}$ или сверху уровня -0.65 В , как показано на рисунке, в зависимости от полярности включения диода.

Таким образом, в этих схемах в напряжении на диоде возникает постоянная составляющая. Но чтобы на практике использовать это обстоятельство в целях выпрямления, к выходу такой схемы предстоит подключить нагрузку, вход фильтра нижних частот или входное сопротивление стабилизатора. Другими словами, с практической точки зрения эти схемы представляют интерес только в том случае, когда параллельно с диодом оказывается включен резистор с сопротивлением R .

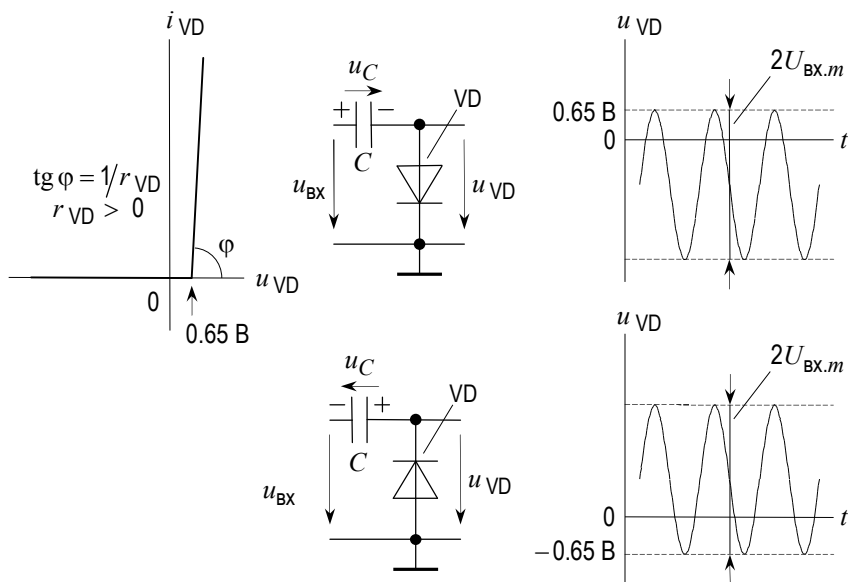


Рис. 5.13

Схема с параллельно включенными диодом и резистором

Ради определенности, мы остановимся на схеме, обеспечивающей положительную постоянную составляющую на своем выходе, и условимся, что диод идеален, его вольт-амперная характеристика имеет излом в точке 0, а его сопротивление в прямом направлении r_{VD} много меньше сопротивления резистора R (рис. 5.14).

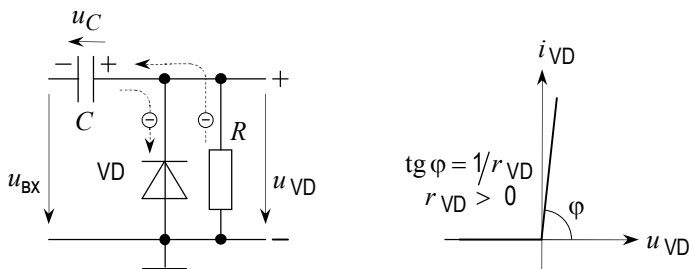


Рис. 5.14

Наличие в схеме резистора R дает возможность конденсатору C разряжаться в течение тех отрезков времени, когда диод заперт. В установившемся режиме процессы заряда и разряда конденсатора будут чередоваться, и колебания напряжения $u_C(t)$ (рис. 5.15 и 5.16) будут точно такими, какими были пульсации $\delta u(t)$ напряжения на выходе однополупериодного выпрямителя (см. 5.1). Если постоянная времени RC много больше периода входного напряжения, то относительные изменения напряжения u_C могут быть пренебрежимо малы, само напряжение u_C становится практически постоянным, а его величина U_C тем ближе к амплитуде входного напряжения $U_{\text{ВХ.м}}$, чем больше отношение R/r_{VD} .

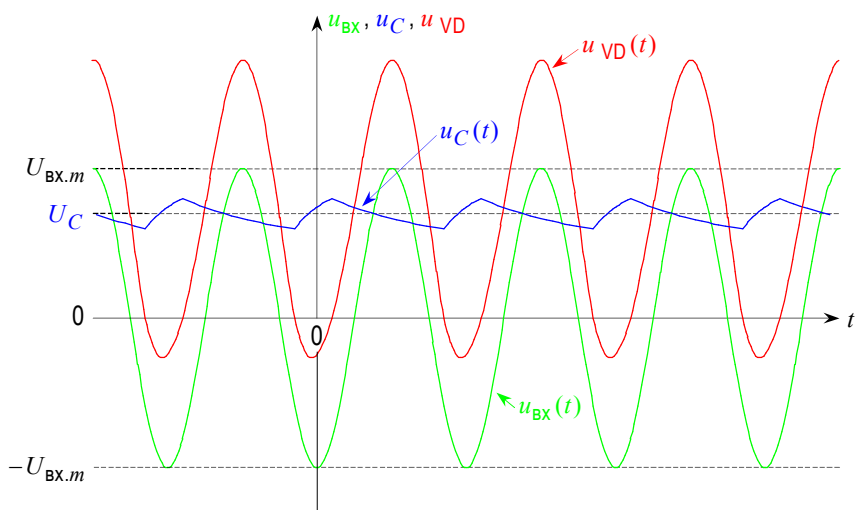


Рис. 5.15

Напряжение $u_{\text{VD}}(t)$ на выходе схемы, состоящей из конденсатора и параллельно включенных диода и резистора, в любой момент времени равно $u_{\text{ВХ}} + u_C$, то есть представляет собой гармоническое колебание, сдвинутое (в данном случае в сторону положительных значений) на величину U_C (рис. 5.17).

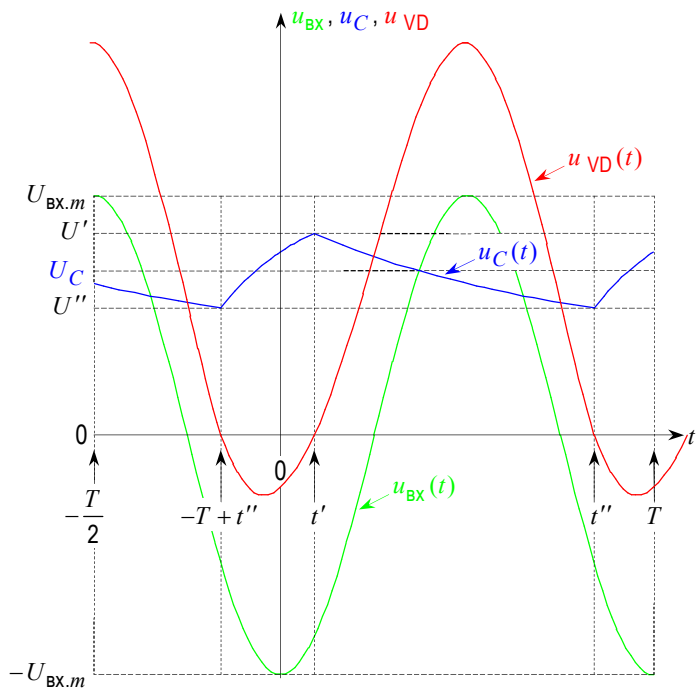


Рис. 5.16

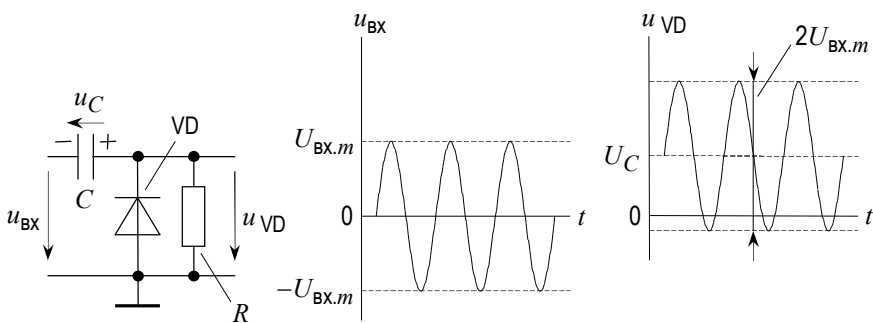


Рис. 5.17

Выпрямитель с фильтром нижних частот

Когда относительная величина изменения напряжения u_C на конденсаторе пренебрежимо мала, в спектре периодического колебания u_{VD} на параллельно включенных диоде и резисторе имеются две составляющие: на нулевой частоте (постоянная составляющая) и на частоте ω входного напряжения u_{BX} . Для того чтобы сделать схему выпрямителем, то есть преобразователем переменного напряжения в постоянное, нужно только добавить фильтр нижних частот с близким к нулю коэффициентом передачи на частоте ω .

Часто в качестве фильтра нижних частот бывает достаточно интегрирующей цепи, состоящей из резистора R_Φ и конденсатора C_Φ (рис. 5.18а). Если необходимо, чтобы результирующее постоянное напряжение U действовало на нагрузку R_H (рис. 5.18б), то по теореме об эквивалентном генераторе часть схемы, состоящую из R_Φ , C_Φ и R_H , можно представить в виде эквивалентной интегрирующей цепи с коэффициентом передачи на нулевой частоте $R_H / (R_\Phi + R_H)$ и постоянной времени $(R_\Phi \parallel R_H) \cdot C_\Phi$ (рис. 5.19); в любом из рассматриваемых случаев граничная частота фильтра нижних частот должна быть много меньше частоты ω входного напряжения.

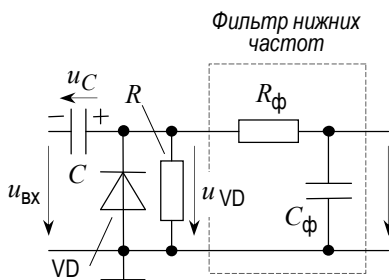


Рис. 5.18а

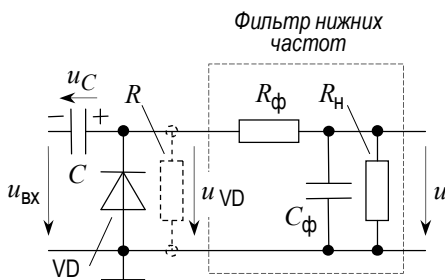
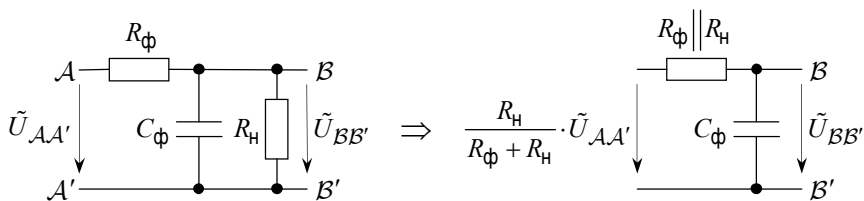


Рис. 5.18б

Для того чтобы постоянное напряжение U на нагрузке было ненамного меньше постоянной составляющей напряжения u_{VD} , сопротивление резистора R_Φ выбирают много меньшим сопротивления нагрузки R_H .



$$\tilde{U}_{AA'} = U_{AA'.m} e^{j\omega t + \varphi_{AA'}}, \quad \tilde{U}_{BB'} = U_{BB'.m} e^{j\omega t + \varphi_{BB'}}$$

$$K(j\omega)(def) = \tilde{U}_{BB'} / \tilde{U}_{AA'}$$

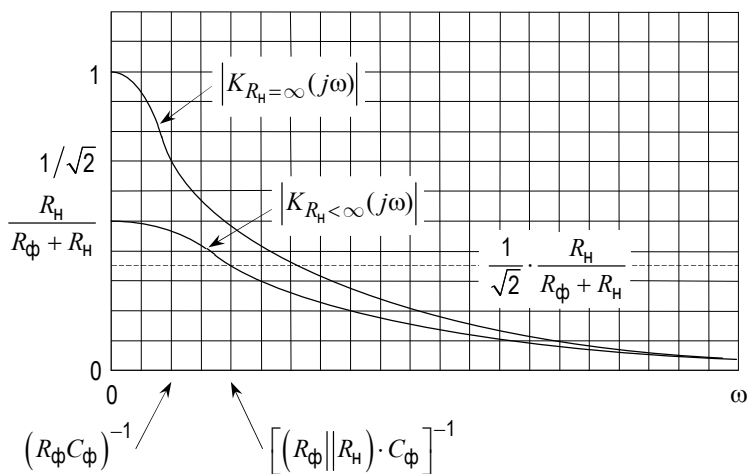


Рис. 5.19

5.2. Стабилизаторы напряжения

Принцип действия стабилизаторов напряжения основан на свойствах так называемых стабилитронов (диодов Зенера).

5.2.1. Стабилизация напряжения с помощью стабилитрона

Стабилитроны

Стабилитрон – это кремниевый диод, у которого вблизи определенного отрицательного напряжения наступает обратимый (не приводящий к разрушению) электрический пробой. На рис. 5.20 показана вольт-амперная характеристика стабилитрона $u_{СТ}(i_{СТ})$, где $u_{СТ}$ – напряжение на стабилитроне, а $i_{СТ}$ – текущий через него ток. При положительных значениях $u_{СТ}$ (прямая ветвь вольт-амперной характеристики) зависимость тока от напряжения точно такая же, как у обычного кремниевых диода. В пределах некоторого ин-

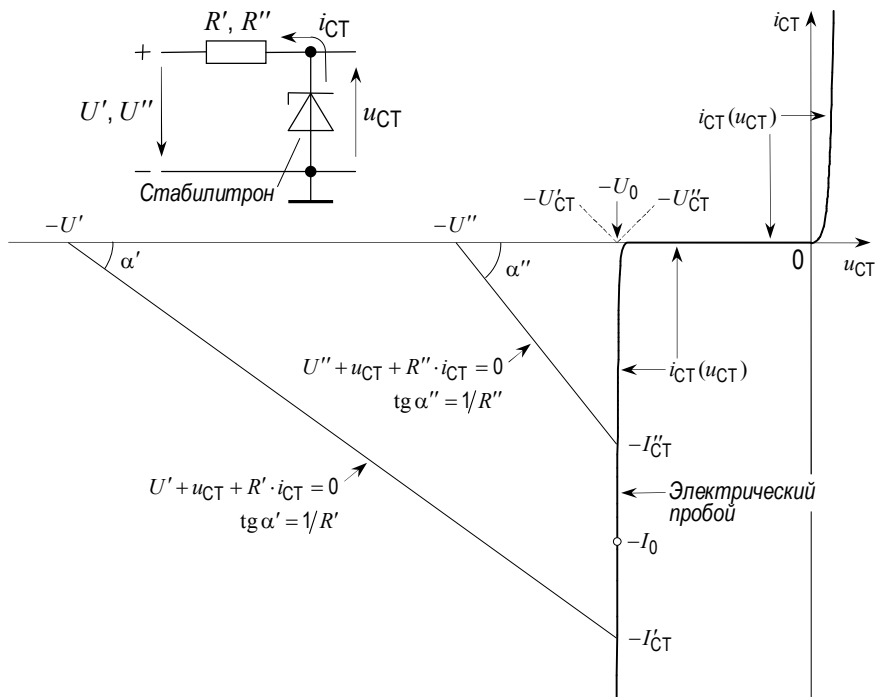


Рис. 5.20

тервала значений u_{CT} стабилитрон фактически заперт, как обычный диод. Но в узком диапазоне значений u_{CT} вблизи величины $-U_0$, называемой *напряжением стабилизации*, через стабилитрон может протекать ток большой величины, причем полярность этого тока противоположна той, какая бывает у тока, текущего через открытый обычный диод.

В противоположность прямой ветви вольт-амперной характеристики зависимость $u_{CT}(i_{CT})$ в режиме электрического пробоя остается практически линейной. Производители стабилитронов всегда указывают на то, что объявленное напряжение стабилизации относится к вполне определенному (*номинальному*) значению тока $-I_0$; другими словами, бывает указана характерная точка с координатами (U_0, I_0) . Часть вольт-амперной характеристики стабилитрона, относящаяся к режиму электрического пробоя, в координатах (u_{CT}, i_{CT}) представляет собой почти вертикальную прямую; точнее, эта прямая лишь слегка наклонена по отношению к оси абсцисс: при изменении тока в широких пределах напряжение на стабилитроне остается почти неизменным.

Проводя опыты со стабилитроном, можно экспериментально определить тангенс угла наклона прямой в этой области зависимости $u_{CT}(i_{CT})$. Пусть на вход схемы, в которой последовательно соединены резистор и стабилитрон, в одном испытании подается постоянное напряжение U' указанной на рис. 20 полярности и сопротивление резистора при этом равно R' , а в другом испытании эти напряжение и сопротивление равны U'' и R'' соответственно. Тогда в первом испытании множество возможных пар значений u_{CT} и i_{CT} для такой электрической цепи согласно правилу Кирхгофа в координатах (u_{CT}, i_{CT}) имеет вид отрезка прямой, начинающегося в точке U' на оси абсцисс, с тангенсом угла наклона α' , равным $1/R'$; I'_{CT} — ордината точки, в которой эта прямая пересекается вольт-амперной характеристикой стабилитрона, то есть это величина тока, который должен течь через стабилитрон в данной схеме при оговоренных условиях. Во втором испытании при других значениях входного напряжения и сопротивления резистора через стабилитрон должен течь ток, равный I''_{CT} . На вольт-амперной характеристике стабилитрона точкам с ординатами I'_{CT} и I''_{CT} соответствуют значения u_{CT} , равные U'_{CT} и U''_{CT} ; на рисунке эти точки не отмечены на оси абсцисс, поскольку они исключительно близки к напряжению стабилизации U_0 . По результатам измерения напряжений U' , U'' , U'_{CT} и U''_{CT} в этих двух испытаниях можно найти тангенс угла наклона вольт-амперной характеристики стабилитрона в режиме пробоя:

$$\frac{\Delta i_{CT}}{\Delta u_{CT}} = \frac{I'_{CT} - I''_{CT}}{U'_{CT} - U''_{CT}} = \frac{1}{r_{CT}},$$

где $I'_{CT} = (U' - U'_{CT})/R'$ и $I''_{CT} = (U'' - U''_{CT})/R''$, а r_{CT} – дифференциальное сопротивление стабилитрона.

Таким образом, прямолинейный участок вольт-амперной характеристики стабилитрона, соответствующий режиму пробоя, в координатах (u_{CT}, i_{CT}) может быть представлен в виде

$$i_{CT} + I_0 = \frac{1}{r_{CT}} \cdot (u_{CT} + U_0). \quad (5.4)$$

При работе со стабилитронами помимо U_0 , I_0 и r_{CT} бывает важно учесть и другие параметры, такие как минимальный и максимальный токи в режиме пробоя, максимальная мощность рассеяния, рабочий диапазон температур и относительное изменение напряжения стабилизации при изменении температуры на 1°C . Но когда речь идет о применении стабилитрона в стабилизаторе постоянного напряжения, основная задача заключается в определении напряжения на стабилитроне и тока, текущего через него, а для решения этой задачи знания указанных величин U_0 , I_0 и r_{CT} вполне достаточно.

Согласно теореме об эквивалентном генераторе всю схему, за исключением самого стабилитрона, всегда можно считать состоящей из источника постоянной ЭДС и выходного сопротивления. Такое представление возвращает нас к последовательному включению резистора и стабилитрона, когда на входе действует постоянное напряжение U (рис. 5.21 слева сверху). Ради небольшого упрощения имеет смысл перейти от напряжения u_{CT} и тока i_{CT} , привязанных к вольт-амперной характеристике стабилитрона (отрицательных в режиме пробоя), к системе координат с напряжением $u_Z = -u_{CT}$ и током $i_Z = -i_{CT}$, полярность которых при $U > 0$ такая, как указано на рисунке ('Z' – от Zener).

Прямая (a) на рис. 5.21 (сплошная жирная линия) – это прямолинейный участок вольт-амперной характеристики стабилитрона, относящийся к режиму пробоя; уравнение этой прямой то же самое, что и (5.4), только в координатах (u_Z, i_Z) , а именно прямая, проходящая через точку (U_0, I_0) с тангенсом угла наклона $1/r_{CT}$ по отношению к оси абсцисс. (Наклон этой прямой показан на рисунке с преувеличением ради наглядности; на практике сопротивление r_{CT} обычно настолько мало, что эта прямая выглядит как расположенная почти вертикально.) Прямая (b) – это геометрическое место точек (u_Z, i_Z) , для которых должно выполняться очевидное равенство, связывающее напряжения и ток в схеме на рис. 5.21 слева сверху ($\text{tg } \alpha = 1/R$). Точка пересечения прямых (a) и (b) указывает постоянное напряжение U_Z на ста-

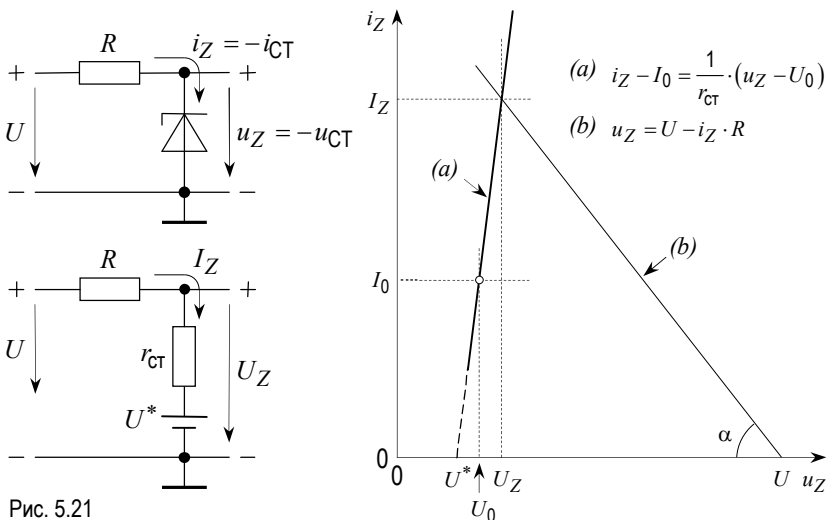


Рис. 5.21

билитроне и ток I_Z , текущий через него. Рассматривая (a) и (b) как систему уравнений относительно u_Z и i_Z и решая ее, находим

$$I_Z = \frac{1}{r_{CT} + R} \cdot (U - U_0 + I_0 \cdot r_{CT}) = \frac{1}{r_{CT} + R} \cdot (U - U^*), \quad (5.5)$$

$$U_Z = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R} \cdot U + \frac{R}{r_{CT} + R} \cdot (U_0 - I_0 \cdot r_{CT}) = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R} \cdot U + \frac{R}{r_{CT} + R} \cdot U^*, \quad (5.6)$$

где $U^* = U_0 - I_0 \cdot r_{CT}$ — значение u_Z , при котором продолжение линии (a) пересекает ось абсцисс.

Значения U^* , U_0 и U_Z очень близки. Кроме того, обычно $r_{CT} \ll R$. Поэтому в первом приближении координаты точки пересечения прямых (a) и (b) равны U_0 и $(U - U_0)/R$ соответственно.

Если стабилизатор пребывает в режиме пробоя, то схему, изображенную на рис. 5.21 слева сверху, можно представить в виде эквивалентной схемы, как показано на рис. 5.21 слева внизу, у которой ток I_Z и напряжение U_Z задаются равенствами (5.5) и (5.6).

Простейший стабилизатор напряжения

Самый простой способ сделать напряжение на нагрузке R_H приблизительно постоянным, то есть по возможности не зависящим от значений U и R_H , заключается в подключении стабилитрона параллельно нагрузке (рис. 5.22) в предположении, что стабилитрон будет оставаться в режиме электрического пробоя.

Количественно степень постоянства напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ принято выражать *коэффициентом стабилизации* и *выходным сопротивлением* стабилизатора.

Коэффициент стабилизации $K_{\text{СТ}}$ по определению равен величине, показывающей, во сколько раз относительное изменение напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ меньше относительного изменения напряжения U при одном и том же сопротивлении нагрузки R_H :

$$K_{\text{СТ}}(\text{def}) = \frac{\Delta U/U}{\Delta U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВЫХ}}} . \quad (5.7)$$

Чтобы найти значение $K_{\text{СТ}}$, преобразуем схему, изображенную на рис. 5.22 слева, по теореме об эквивалентном генераторе и воспользуемся результатом (5.6):

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_H} \cdot \frac{R_H}{R + R_H} \cdot U + \frac{R \parallel R_H}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_H} \cdot U^* . \quad (5.8)$$

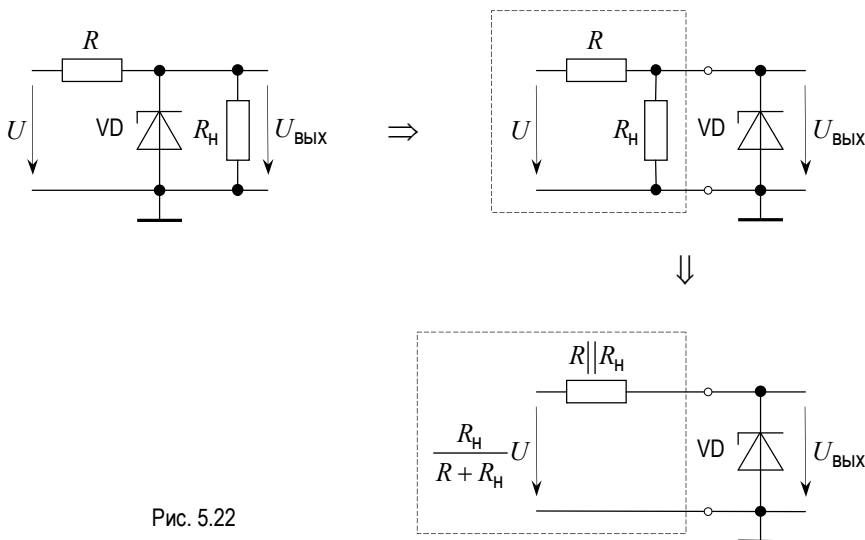


Рис. 5.22

При переходе от U к $U + \Delta U$ приращение $U_{\text{Вых}}$ равно

$$\Delta U_{\text{Вых}} = \frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{H}}} \cdot \frac{R_{\text{H}}}{R + R_{\text{H}}} \cdot \Delta U.$$

Поэтому

$$\begin{aligned} K_{\text{СТ}} &= \frac{\Delta U}{\Delta U_{\text{Вых}}} \cdot \frac{U_{\text{Вых}}}{U} = \\ &= \frac{\Delta U}{\frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{H}}} \cdot \frac{R_{\text{H}}}{R + R_{\text{H}}} \cdot \Delta U} \cdot \frac{\frac{r_{\text{СТ}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{H}}} \cdot \frac{R_{\text{H}}}{R + R_{\text{H}}} \cdot U + \frac{R \parallel R_{\text{H}}}{r_{\text{СТ}} + R \parallel R_{\text{H}}} \cdot U^*}{U} = \\ &= 1 + \frac{R}{r_{\text{СТ}}} \cdot \frac{U^*}{U}. \end{aligned}$$

Поскольку U^* и U одного порядка, а $R \gg r_{\text{СТ}}$, коэффициент стабилизации чаще всего много больше 1:

$$K_{\text{СТ}} \approx \frac{R}{r_{\text{СТ}}} \cdot \frac{U^*}{U}. \quad (5.9)$$

Для определения выходного сопротивления схемы, состоящей из источника постоянного напряжения U , резистора R и стабилитрона VD , воспользуемся правилом, справедливым в самом общем случае для приращений выходного напряжения и выходного тока при неизменном значении ЭДС внутри активного двухполюсника (по крайней мере, при активном выходном сопротивлении $R_{\text{Вых}}$ и резисторе в качестве нагрузки R_{H}).

Пусть, например, сопротивление нагрузки в схеме на рис. 5.23 растет, в результате чего напряжение $U_{\text{Вых}}$ увеличивается на $\Delta U_{\text{Вых}}$. Это возможно только в том случае, если напряжение $U_R = E - U_{\text{Вых}} = R_{\text{Вых}} \cdot I_{\text{Вых}}$ на резисторе $R_{\text{Вых}}$ уменьшается, для чего необходимо, чтобы ток $I_{\text{Вых}}$ уменьшился на некоторую величину $\Delta I_{\text{Вых}}$. Значит, $\Delta U_{\text{Вых}} = -R_{\text{Вых}} \cdot \Delta I_{\text{Вых}}$, откуда следует, что

$$R_{\text{Вых}} = \left| \frac{\Delta U_{\text{Вых}}}{\Delta I_{\text{Вых}}} \right|. \quad (5.10)$$

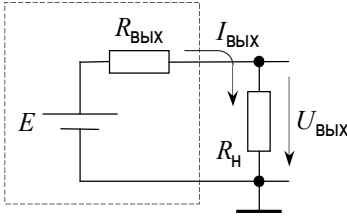


Рис. 5.23

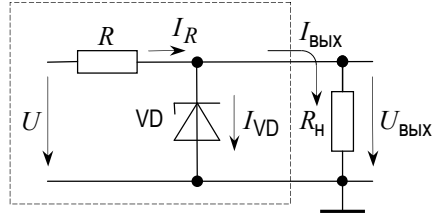


Рис. 5.24

Применим это правило к схеме со стабилитроном (рис. 5.24). Для тока I_R , текущего по резистору R , тока стабилитрона I_{VD} и выходного тока $I_{ВЫХ}$ имеем

$$I_R = I_{VD} + I_{ВЫХ} \quad \Rightarrow \quad \Delta I_R = \Delta I_{VD} + \Delta I_{ВЫХ}.$$

Но $I_R = (U - U_{ВЫХ})/R$ и поэтому $\Delta I_R = -\Delta U_{ВЫХ}/R$, а $\Delta I_{VD} = \Delta U_{ВЫХ}/r_{СТ}$ согласно предположению, что стабилитрон находится в состоянии электрического пробоя. Таким образом,

$$-\frac{\Delta U_{ВЫХ}}{R} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{r_{СТ}} + \Delta I_{ВЫХ},$$

откуда

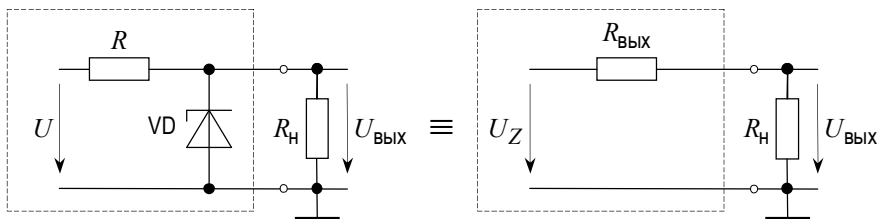
$$\Delta I_{ВЫХ} = -\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{СТ}}\right) \cdot \Delta U_{ВЫХ}$$

и по правилу (5.10)

$$R_{ВЫХ} = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right| = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_{СТ}} \right)^{-1} = \frac{R \cdot r_{СТ}}{R + r_{СТ}} = R \parallel r_{СТ}. \quad (5.11)$$

На практике $R_{ВЫХ} \approx r_{СТ}$, поскольку $R \gg r_{СТ}$.

Следовательно, часть схемы, обведенную пунктиром на рис. 5.24, можно считать «источником» с ЭДС, величина которой U_Z задается равенством (5.6) (это выходное напряжение схемы на рис. 5.24 при $R_Н = \infty$, то есть напряжение холостого хода) и выходным сопротивлением $R_{ВЫХ}$ из (5.11), так что $U_{ВЫХ}$ в (5.8) есть не что иное, как результат прохождения U_Z через делитель из резисторов $R_{ВЫХ}$ и $R_Н$ (рис. 5.25).



$$U_Z = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R} \cdot U + \frac{R}{r_{CT} + R} \cdot U^*, \quad U^* = U_0 - I_0 \cdot r_{CT}; \quad R_{ВЫХ} = \frac{R \cdot r_{CT}}{R + r_{CT}};$$

$$U_{ВЫХ} = \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H} \cdot U_Z = \frac{r_{CT}}{r_{CT} + R \parallel R_H} \cdot \frac{R_H}{R + R_H} \cdot U + \frac{R \parallel R_H}{r_{CT} + R \parallel R_H} \cdot U^*$$

Рис. 5.25

5.2.2. Стабилизаторы напряжения с эмиттерными повторителями

Применение транзисторов позволяет уменьшить выходное сопротивление стабилизаторов напряжения, то есть приблизить их к идеальным источникам ЭДС, благодаря чему выходное напряжение стабилизатора становится в еще меньшей степени зависящим от сопротивления нагрузки.

Одна из таких схем приведена на рис. 5.26. На этом рисунке, как и ранее, U – постоянное напряжение на выходе выпрямителя (возможно, с некоторыми пульсациями), транзистор и нагрузка R_H включены по схеме эмиттерного повторителя (см. 1.1–1.3), а стабилитрон, по предположению, поставлен в режим электрического пробоя. (На этом рисунке пунктирная кривая со стрелками служит условным указанием того, что напряжение питания эмиттерного повторителя и напряжение, обеспечивающее режим электрического пробоя в стабилитроне, поступают от одного и того же источника напряжения U .)

Напряжение на выходе этого стабилизатора на величину $U_{БЭ} = 0.6...0.7$ В меньше напряжения на стабилитроне, которое почти не зависит от нагрузки R_H при условии, что базовый ток транзистора, в $h_{21Э} + 1$ раз меньший эмиттерного тока, текущего по нагрузке, мал по сравнению с током стабилитрона. При изменении сопротивления нагрузки напряжение на ней меняется только в той мере, в какой должно измениться напряжение на стабилитроне, чтобы компенсировать увеличение или уменьшение базового тока транзистора. Другими словами, выходное сопротивление стабилизатора в целом согласно свойству эмиттерного повторителя равно

$$R_{\text{Вых}} = \frac{R \parallel r_{\text{СТ}} + h_{113}}{h_{213} + 1}, \quad (5.12)$$

где $R \parallel r_{\text{СТ}}$, согласно (5.11), играет роль сопротивления источника напряжения в базовой цепи транзистора VT, а h_{113} – сопротивление между базой и эмиттером этого транзистора [см. (1.3)].

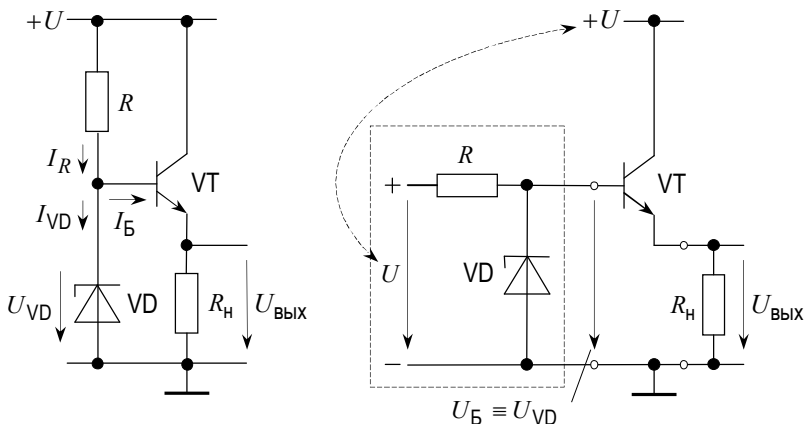


Рис. 5.26

Коэффициент стабилизации в рассматриваемой схеме практически такой же, как и в простейшем стабилизаторе с данными R и $r_{\text{СТ}}$, поскольку с изменением напряжения U выходное напряжение с коэффициентом пропорциональности, близким к 1, повторяет изменение напряжения на стабилитроне.

При больших токах нагрузки может возникнуть необходимость применения в таком стабилизаторе составного транзистора по схеме Дарлингтона.

Схемы стабилизаторов напряжения, приведенные на рис. 5.27 и 5.28, подобны схеме на рис. 5.26, но позволяют с помощью *потенциометра* R'' изменять величину стабилизированного напряжения на нагрузке.

В схемах на рис. 5.27 и 5.28 действует так называемая *обратная связь*, благодаря которой напряжение $U_{\text{Вых}}$ в очень малой степени зависит от сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. Пусть, например, с уменьшением $R_{\text{н}}$ (с увеличением тока, потребляемого нагрузкой) напряжение $U_{\text{Вых}}$ начинает уменьшаться; поскольку напряжение на стабилитроне VD остается практически неизменным, становится меньше напряжение база–эмиттер транзистора VT2, в результате чего коллекторный ток транзистора VT2 уменьшается, меньшее напряжение падает на резисторе $R_{\text{Б1}}$, потенциал базы транзистора

VT1 относительно земли растёт, потенциал эмиттера этого транзистора тянется вверх вслед за потенциалом его базы и происходит почти полная компенсация первоначального уменьшения напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$.

Для эмиттерных повторителей в схемах источников питания чаще всего

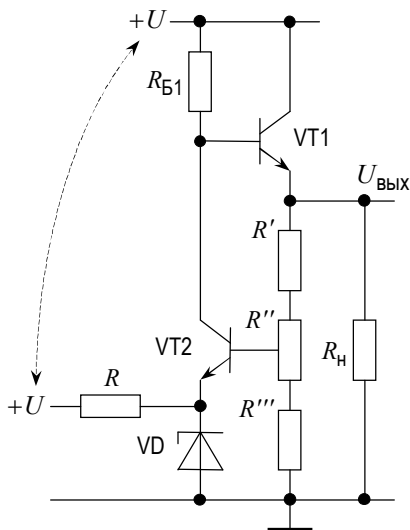


Рис. 5.27

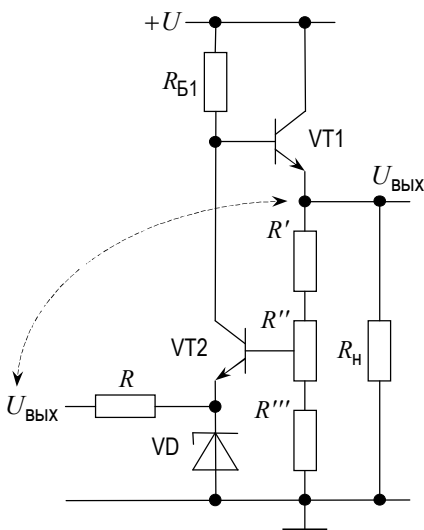


Рис. 5.28

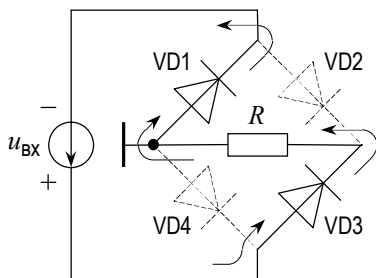
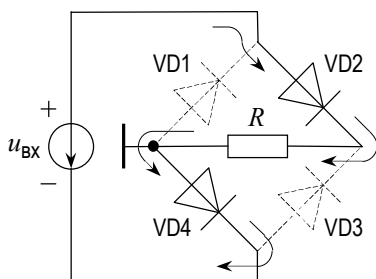
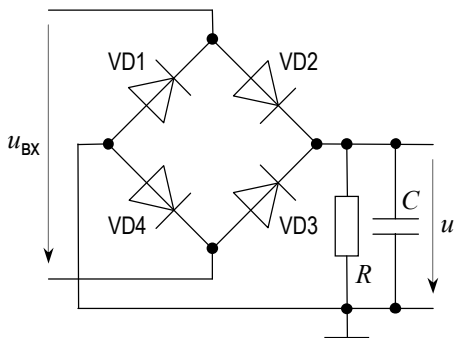
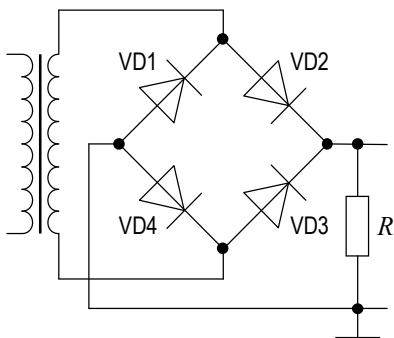
выбирают транзисторы (VT на рис. 5.26 и VT1 на рис. 5.27 и 5.28), у которых допустимым является большой ток эмиттера, а их коллекторы закрепляют на радиаторах, чтобы рассеивать мощность, уходящую на нагревание.

5.3. Другие сведения о выпрямителях и стабилизаторах напряжения

I. Двухполупериодный выпрямитель

Рисунок 5.29 поясняет принцип действия выпрямителя с четырьмя диодами, включенными по схеме электрического моста. За счет того, что разряд конденсатора C происходит только в пределах полупериода входного напряжения, в такой схеме удастся получить постоянное напряжение, более близкое к амплитуде входного напряжения, чем в случае однополупериодного выпрямителя, и примерно вдвое меньшие пульсации.

Для рассматриваемой схемы входное напряжение должно поступать от незаземленного источника.



$$u_R \equiv u \quad \left| \begin{array}{l} C=0 \end{array} \right.$$

$$u_{RC} \equiv u \quad \left| \begin{array}{l} C \neq 0 \end{array} \right.$$

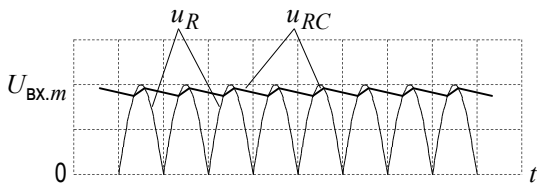
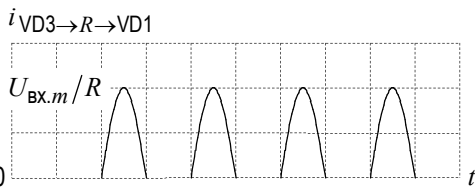
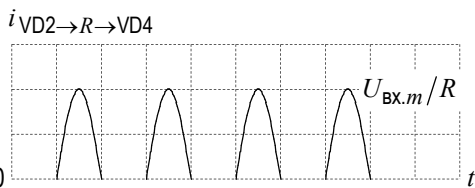
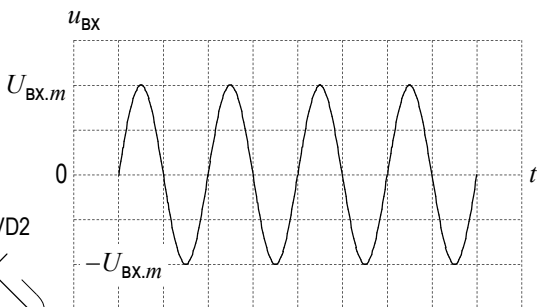


Рис. 5.29

II. Фильтрация пульсаций

Когда выпрямитель должен обеспечивать постоянное напряжение на нагрузке, сопротивление которой R_H остается неизменным, можно обойтись без стабилизатора напряжения. В этом случае на выходе одно- или двухполупериодного выпрямителя часто помещают фильтр нижних частот, позволяющий значительно уменьшить пульсации. Таким фильтром может служить интегрирующая цепь (RC -фильтр; см. рис. 5.19) или LC -фильтр (рис. 5.30), пропускающий постоянное напряжение U и подавляющий пульсации $\delta u(t)$, если

$$\omega L_\phi \gg \left| R_H \right| \left(1 / j\omega R C_\phi \right)$$

на частоте ω входного напряжения $u_{BX}(t)$.

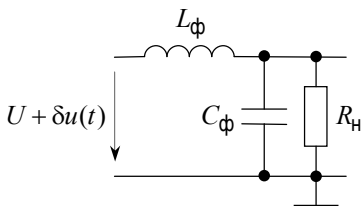


Рис. 5.30

III. Фиксатор уровня

Схемы, в которых происходит сдвиг уровня периодического сигнала (рис. 5.11–5.14, 5.17), иногда называют фиксаторами уровня. Такие схемы или эквивалентные им нередко встречаются в самых разных приложениях электроники. Английское название таких схем – *clamper*.

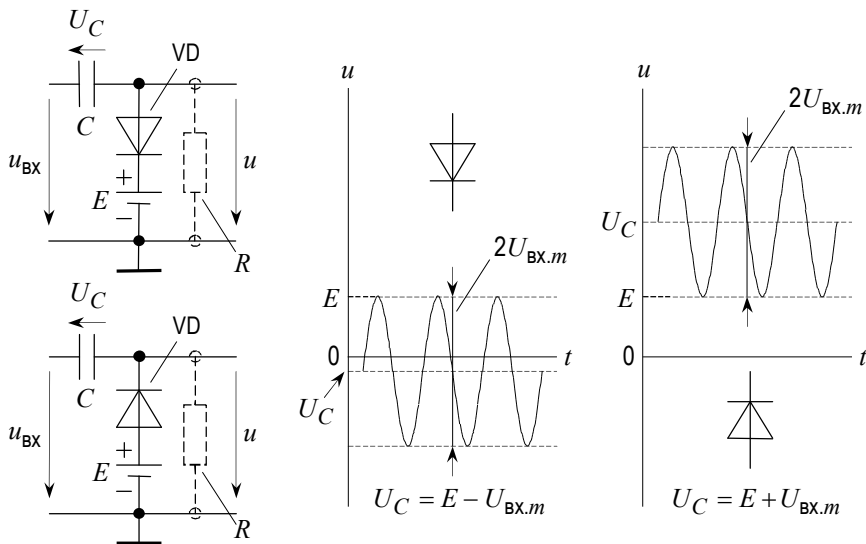


Рис. 5.31

Если в фиксаторе уровня последовательно с диодом включен источник постоянного напряжения E (рис. 5.31), то при достаточно большом сопротивлении резистора R сигнал на выходе (в установившемся режиме) оказывается смещенным таким образом, чтобы — в зависимости от полярности включения диода — касаться снизу или сверху уровня E . Указанное на рис. 5.31 расположение напряжения $u(t)$ вдоль оси ординат справедливо при любой полярности источника E и при любом соотношении между значениями E и $U_{\text{вх.м}}$, где $U_{\text{вх.м}}$ — амплитуда входного напряжения $u_{\text{вх}}$.

IV. Удвоитель напряжения

В результате объединения фиксатора уровня с однополупериодным выпрямителем, как показано в схеме на рис. 5.32, можно получить на нагрузке $R_{\text{н}}$ постоянное напряжение $U_{\text{вых}}$, близкое по величине к удвоенной амплитуде входного сигнала $U_{\text{вх.м}}$, то есть к значению, *вдвое большему*, чем то, которое в лучшем случае может иметь место на выходе однополупериодного выпрямителя при непосредственной подаче входного напряжения $u_{\text{вх}}$ на его вход.

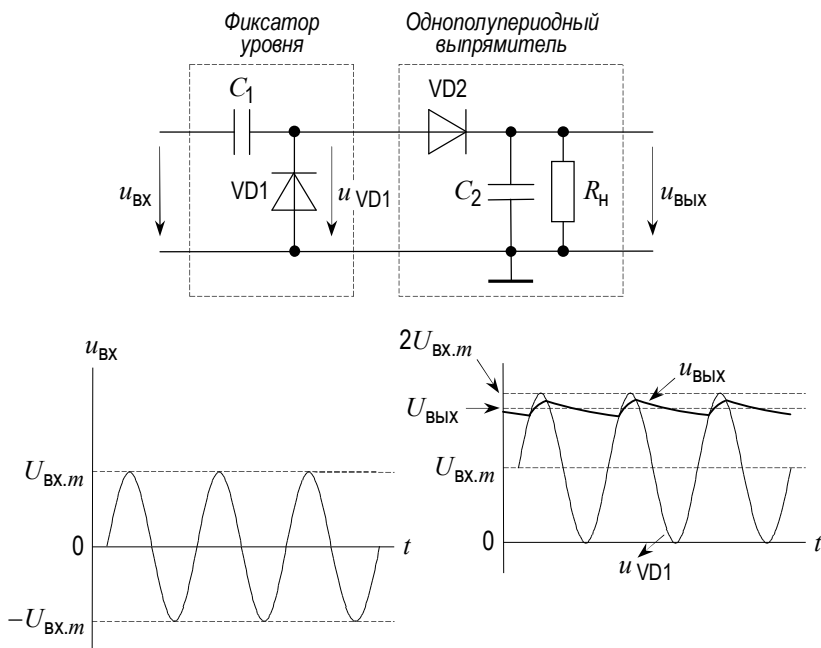


Рис. 5.32

V. Умножитель напряжения

В установившемся режиме все конденсаторы в этой схеме на частоте ω представляют собой короткое замыкание по переменному току.

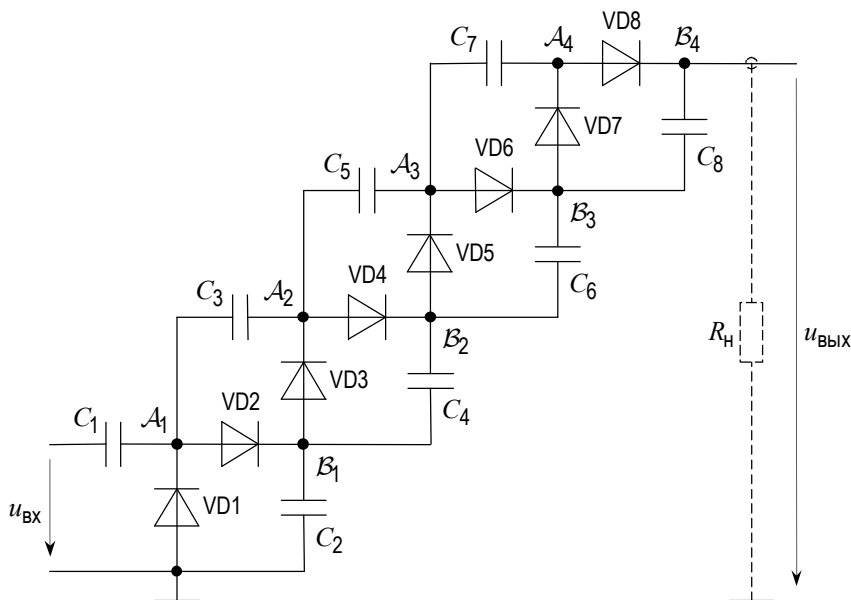


Рис. 5.33

123

делах пункта 5.3.V речь идет о напряжениях в точках $\mathcal{A}_i, \mathcal{B}_i, i = 1, 2, 3, 4$, относительно земли.)

Для части схемы, состоящей из $C_3, VD3, VD4$ и C_4 , которая также является удвоителем напряжения $u_{\text{вх}}(t)$, действующего на левой обкладке конденсатора C_3 , постоянное напряжение в точке \mathcal{B}_1 служит смещением E , вследствие которого напряжение в точке \mathcal{A}_2 представляет собой гармоническое колебание с амплитудой $U_{\text{вх.м}}$, касающееся сверху уровня E , как это было объяснено в 5.3.III. Поэтому на конденсаторе C_4 (в точке \mathcal{B}_2) должно образоваться постоянное положительное напряжение, равное сумме E и $2U_{\text{вх.м}}$, то есть четырем $U_{\text{вх.м}}$.

Продолжая подобные рассуждения, мы видим, что напряжение в точке \mathcal{B}_2 служит смещением для фиксатора уровня, состоящего из конденсатора C_5 и диода $VD5$, и поэтому на выходе удвоителя напряжения $C_5, VD5, VD6$ и C_6 (в точке \mathcal{B}_3) образуется постоянное напряжение, равное $6U_{\text{вх.м}}$. И так далее.

Указанным способом *теоретически* можно получить постоянное напряжение, в любое число раз больше $U_{\text{вх.м}}$ (с небольшими видоизменениями на случай нечетных чисел). Однако на практике из-за неидеальности диодов и при конечной нагрузке R_n достигаемый на этом пути эффект значительно скромнее.

VI. Последовательный диодный детектор

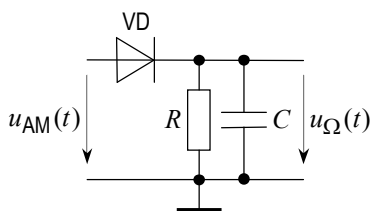


Рис. 5.34

Схема на рис. 5.34 ничем не отличается от однополупериодного выпрямителя на рис. 5.2. Однако при специальном выборе параметров R и C она вполне пригодна для выделения низкочастотной составляющей в амплитудно-модулированном сигнале.

Пусть сигнал на входе этой схемы может быть представлен в виде

$$u_{\text{AM}}(t) = U_0 (1 + m \sin \Omega t) \sin \omega_0 t, \quad (5.13)$$

где частота несущего колебания ω_0 много больше частоты Ω низкочастотной огибающей, а коэффициент модуляции m меньше 1. Выберем постоянную времени RC так, чтобы одновременно выполнялись следующие два сильных неравенства:

$$\frac{2\pi}{\omega_0} \ll RC \ll \frac{2\pi}{\Omega}, \quad (5.14)$$

где $2\pi/\omega_0$ – период несущей, а $2\pi/\Omega$ – период огибающей. Тогда на выходе этой схемы возникает напряжение $u_{\Omega}(t)$, близкое по форме к огибающей входного сигнала, если только амплитуда несущей U_0 достаточно велика и можно пренебречь отличием диода от идеального, а сопротивление открытого диода r_{VD} много меньше R (рис. 5.35, где различие несущей и огибающей по частоте показано условно).

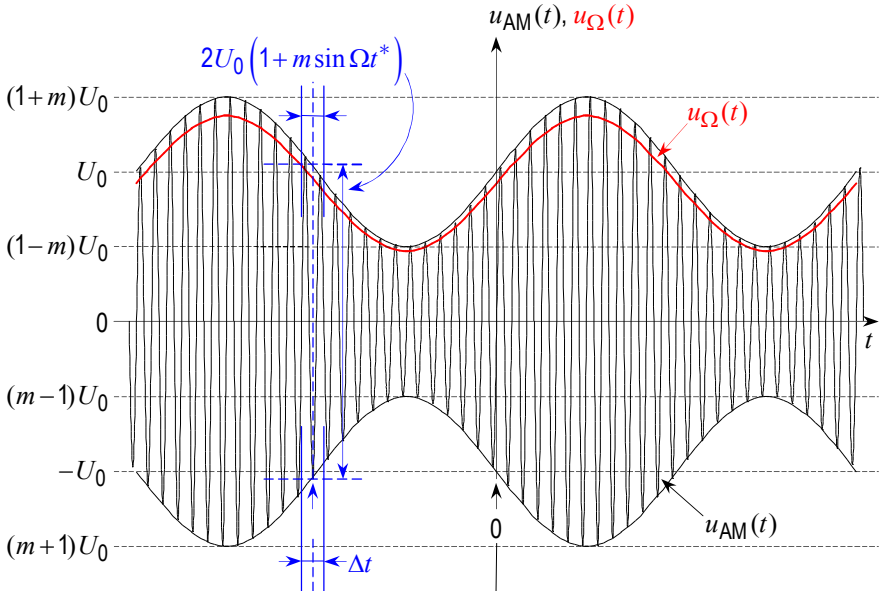


Рис. 5.35

Тот факт, что выходное напряжение $u_{\Omega}(t)$ отслеживает изменение амплитуды высокочастотного колебания, имеет простое объяснение. Рассмотрим интервал времени Δt в окрестностях точки t^* настолько большой, что в нем помещается много периодов колебания частоты ω_0 , но, с другой стороны, достаточно малый, чтобы медленно меняющуюся амплитуду колебаний $u_{AM}(t)$ в пределах этого отрезка времени можно было считать практически неизменной; при выполнении сильных неравенств (5.14) это вполне возможно. Тогда (при выполнении условий, оговоренных в предыдущем абзаце) напряжение на конденсаторе C успевает за время Δt принять значение, при-

близительно равное амплитуде входного сигнала в момент t^* . При переходе к другой точке на оси времени напряжение на конденсаторе C будет принимать новое значение.

При таком применении рассматриваемая схема носит название последовательного диодного детектора, его выходное напряжение имеет вид

$$u_{\Omega}(t) = k_D \cdot U_0 (1 + m \sin \Omega t),$$

а k_D – коэффициент передачи детектора: $k_D = \cos \theta$, θ – угол отсечки [см. (5.2)].

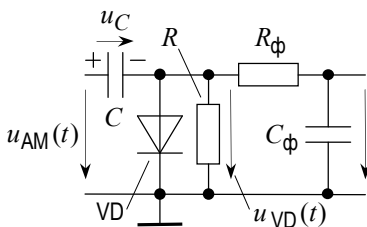


Рис. 5.36

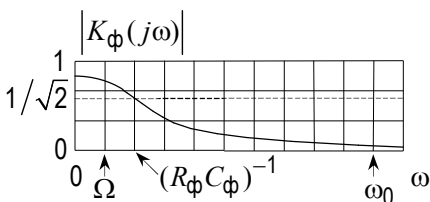


Рис. 5.37

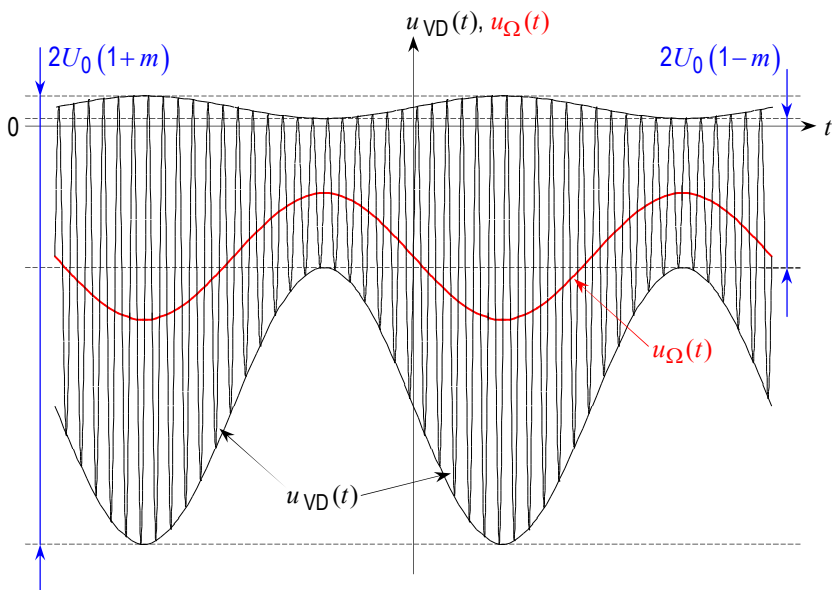


Рис. 5.38

VII. Параллельный диодный детектор

Как и однополупериодный выпрямитель, схема с последовательно включенными фиксатором уровня и фильтром нижних частот (рис. 5.18а) может служить для обнаружения низкочастотного сигнала в амплитудно-модулированном колебании $u_{\text{ДМ}}(t)$ [см. (5.13)] на ее входе (рис. 5.36–5.38).

В таком применении обе постоянные времени RC и $R_{\text{ф}}C_{\text{ф}}$ должны удовлетворять сильным неравенствам (5.14), чтобы конденсаторы C и $C_{\text{ф}}$, с одной стороны, были коротким замыканием для колебаний частоты ω_0 , а с другой – напряжения на них поспевали изменяться вслед за изменением огибающей колебания $u_{\text{ДМ}}(t)$.

VIII. Электрические параметры стабилизаторов

	1N4728A	KC156A	KC168A	KC190T	D815D	KC596B
Напряжение стабилизации ¹ U_0 , В	3.3±0.2	5.6±0.6	6.8±0.7	9±5%	12±1.2	96±4.8
Номинальный ток I_0 , мА	76	10	10	10	500	5
Дифференциальное сопротивление $r_{\text{СТ}}$, Ом	<10	46	7	10	2	980
Минимальный ток стабилизации $I_{\text{мин}}$, мА		3	3	5	25	3
Максимальный ток стабилизации $I_{\text{макс}}$, мА	276	55	45	15	650	7
Мощность рассеяния, Вт	1	0.3	0.3	0.15	8	0.72
Температурный коэффициент напряжения стабилизации, %/°C		0.05	0.06	0.0005	0.09	0.001

¹ При номинальном токе I_0 .

Задание 5

Наблюдение и измерения, предусмотренные этим заданием, нужно производить, используя входы осциллографа $=1:10$ и вход АЦП $1:4$ цифрового измерителя постоянного напряжения.

Часть 1. Выпрямители

Внимание! Перед тем как приступить к п. 1–3 этого задания, следует убедиться в работоспособности усилителя мощности (рис. 4.16), собранного при выполнении задания 4. Синусоидальное напряжение с выхода усилителя мощности предстоит использовать в качестве входного напряжения $u_{\text{вх}}$ в схемах выпрямителей. Частота этого напряжения f пусть равна 10 кГц, а амплитуда $U_{\text{вх.м}}$ – примерно 10 В.

1. Однополупериодный выпрямитель

Соберите схему, приведенную на рис. 5.39а или 5.39б, с кремниевым диодом Д220.

Сопротивление резистора R выберите из интервала 2.2 ... 5.6 кОм, а ем-

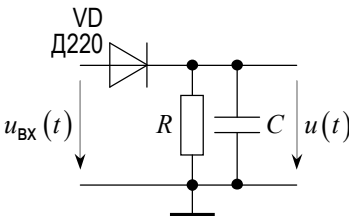


Рис. 5.39а

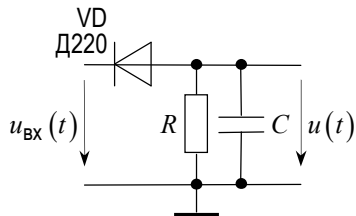


Рис. 5.39б

кость конденсатора C найдите из условия, чтобы постоянная времени $\tau = RC$ была в 2...3 раза больше периода входного напряжения $1/f$.

На один из входов осциллографа подайте $u_{\text{вх}}(t)$, а на другой – $u(t)$, и совместите изображения таким образом, чтобы уровни нуля для обоих каналов совпадали при одинаковой чувствительности по вертикали. Зарисуйте осциллограммы в пределах двух–трёх периодов и отметьте на рисунке амплитуду входного напряжения $U_{\text{вх.м}}$ и значения пульсаций выходного напряжения u относительно земли в максимуме (U') и в минимуме (U''). Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U) напряжения $u(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проводя горизонтальную линию, относительно которой переменная

составляющая напряжения $u(t)$ оказывается расположенной симметрично. Убедитесь, что измеренное значение U не сильно отличается от полусуммы U' и U'' . Найдите величину коэффициента пульсаций $k_{\delta u}$ как отношение полуразности U' и U'' к их полусумме и сравните с его теоретическим значением (5.0).

[Замечание: Для этого пункта задания необходимо, чтобы среднее значение напряжения на выходе усилителя мощности было равно нулю, что достигается изменением напряжения смещения ('уровня') $E_{и}$ в компьютерном генераторе сигналов, подключенном ко входу усилителя мощности (см. п. 2 **Задания 4**, рис. 4.16).]

Повторите наблюдение и измерения, о которых говорится в предыдущем абзаце, при вдвое большем значении емкости конденсатора C .

Теперь включите параллельно резистору R электролитический конденсатор большой емкости (≥ 100 мкФ, с соблюдением требуемой полярности), измерьте постоянное напряжение U на выходе выпрямителя (результат выпрямления), найдите отношение U к $U_{вх.м}$ и, полагая угол отсечки θ малым, определите сопротивление диода в прямом направлении r_{VD} , каким оно было бы, если бы используемый в схеме диод был идеальным и имел такую вольт-амперную характеристику, какая приведена на рис. 5.3б:

$$r_{VD} \approx \frac{R}{3\pi} \cdot \left[\arccos \left(\frac{U}{U_{вх.м}} \right) \right]^3$$

(см. 5.1.1).

(Факультативно.) Выполните вновь все действия, указанные в этом пункте задания, с вдвое большим сопротивлением резистора R и теми же, что и ранее, значениями емкостей конденсаторов C , включая электролитический конденсатор. Сравните коэффициенты пульсаций и коэффициент передачи выпрямителя $U/U_{вх.м}$, относящиеся к меньшему и к большему сопротивлениям нагрузки R .

2. Выпрямитель, состоящий из схемы, осуществляющей сдвиг уровня, и фильтра нижних частот

Соберите одну из схем, приведенных на рис. 5.40а и 5.40б, выбрав сопротивление нагрузки $R_{н}$ из интервала 8.2 ... 13 кОм, а $R_{ф}$ в 10 раз меньше, и взяв конденсаторы C и $C_{ф}$ с емкостью 0.47 ... 1.5 мкФ.

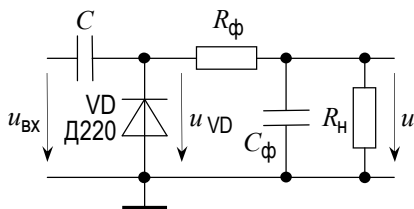


Рис. 5.40а

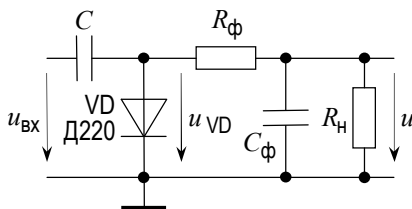


Рис. 5.40б

На один из входов осциллографа подайте $u_{VD}(t)$, а на другой — $u(t)$, и совместите изображения таким образом, чтобы уровни нуля для обоих каналов совпадали при одинаковой чувствительности по вертикали. Зарисуйте осциллограммы в пределах двух–трёх периодов и отметьте на рисунке уровень нуля, значение амплитуды входного напряжения $U_{ВХ.м}$ и величину пульсаций выходного напряжения.

Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U_{VD}) напряжения $u_{VD}(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u_{VD}(t)$ оказывается расположенной симметрично. Обратите внимание на то, что $U_{VD} < U_{ВХ.м}$, то есть напряжение $u_{VD}(t)$ сдвинуто относительно нуля в соответствующую сторону на величину, меньшую $U_{ВХ.м}$, поскольку у реального диода излом вольт-амперной характеристики (даже если приближенно считать ее ломаной с единственной точкой излома, см. рис. 5.13) происходит не в нуле, а в точке с напряжением 0.6 ... 0.8 В.

Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U) напряжения $u(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u(t)$ оказывается расположенной симметрично: отношение $U/U_{ВХ.м}$ представляет собой количественное выражение результата преобразования этой схемой переменного напряжения в постоянное.

3. Удвоитель напряжения (факультативно)

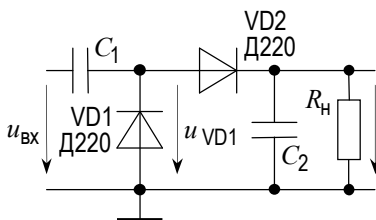


Рис. 5.41а

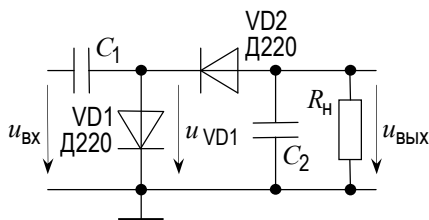


Рис. 5.41б

Соберите одну из схем, приведенных на рис. 5.41а и 5.41б, выбрав сопротивление нагрузки R_H из интервала 2.2 ... 5.6 кОм и взяв конденсаторы C_1 и C_2 с емкостью 0.47 ... 1.5 мкФ.

На один из входов осциллографа подайте $u_{VD1}(t)$, а на другой – $u_{ВЫХ}(t)$, и совместите изображения таким образом, чтобы уровни нуля для обоих каналов совпадали при одинаковой чувствительности по вертикали. Зарисуйте осциллограммы в пределах двух–трех периодов и отметьте на рисунке уровень нуля, значение удвоенной амплитуды входного напряжения $2U_{ВХ.м}$ и величину пульсаций выходного напряжения.

Измерьте среднее значение (постоянную составляющую U) напряжения $u_{ВЫХ}(t)$ цифровым вольтметром постоянного напряжения и отметьте эту величину на рисунке, проведя горизонтальную линию, относительно которой переменная составляющая напряжения $u_{ВЫХ}(t)$ оказывается расположенной симметрично.

Повторите указанные наблюдения и измерение при R_H в 2...3 раза большей величины. Обратите внимание на то, что значение постоянной составляющей U выходного напряжения тем ближе к удвоенному значению амплитуды входного напряжения $2U_{ВХ.м}$, чем больше R_H .

Часть 2. Стабилизаторы напряжения

В этой части задания предстоит измерять только постоянные напряжения на входе и выходе стабилизаторов напряжения и определять значения постоянных токов.

При выполнении этих упражнений токи, протекающие по элементам схемы, могут составлять несколько десятков миллиампер, поэтому возможно заметное нагревание стабилитрона, резисторов и транзистора.

Будьте осторожны при работе со схемами, чтобы не обжечься!

После того как произведены очередные изменения в схеме, дождитесь того, чтобы показания измерительных приборов приняли установившиеся значения в знак того, что достигнут новый тепловой баланс (равновесие) между нагретшимися (или остывшими) в новых условиях элементами схемы и окружающей средой.

При вычислениях желательно оперировать значениями результатов измерений и измеренными омметром сопротивлениями резисторов с точностью до трех десятичных знаков и соответствующим округлением в последнем знаке.

4. Простейший стабилизатор напряжения

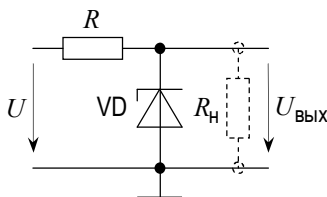


Рис. 5.42

Выберите для экспериментов стабилитрон КС156А или КС168А (рис. 5.42). Используйте справочные сведения о выбранном стабилитроне из табл. в 5.3.VIII.

В качестве исходного значения постоянного напряжения U' примите +10 В. Сопротивление резистора R (рис. 5.42) возьмите равным

$$\frac{U' - \min U_0}{I_{\max}}$$

или немного бóльшим, где $\min U_0$ – наименьшее возможное напряжение стабилизации для выбранного стабилитрона. Резистор R должен допускать рассеяние мощности, равное $(U - \min U_0) \cdot I_{\max}$ Вт.

Измерение сопротивления стабилитрона r_{ct}

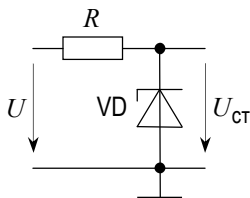


Рис. 5.43

Для двух значений входного напряжения $U' = 10$ В и $U'' = 8$ В измерьте напряжения на стабилитроне $U'_{ст}$ и $U''_{ст}$ в отсутствие нагрузки (рис. 5.43). Найдите значения токов $I'_{ст}$ и $I''_{ст}$, протекающих по стабилитрону в этих двух случаях:

$$I'_{\text{CT}} = (U' - U'_{\text{CT}})/R \text{ и } I''_{\text{CT}} = (U'' - U''_{\text{CT}})/R,$$

и определите дифференциальное сопротивление стабилитрона:

$$r_{\text{CT}} = \frac{U'_{\text{CT}} - U''_{\text{CT}}}{I'_{\text{CT}} - I''_{\text{CT}}}. \quad (5.15)$$

*Коэффициент стабилизации
простейшего стабилизатора напряжения*

Сопротивление резистора нагрузки R_{H} для простейшего стабилизатора напряжения (рис. 5.44) необходимо выбрать таким, чтобы при минимальном напряжении стабилизации $\min U_0$ ток, текущий по резистору R , был не меньше суммы тока $\min U_0/R_{\text{H}}$, текущего по самой нагрузке, и минимального тока стабилизации $I_{\text{мин}}$ для данного стабилитрона (см. табл. в 5.3.VIII). Это означает, что для R_{H} должно выполняться неравенство:

$$R_{\text{H}} \geq \frac{\min U_0}{U - \min U_0 - I_{\text{мин}} \cdot R} \cdot R. \quad (5.16)$$

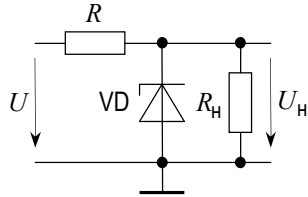


Рис. 5.44

Пусть при $U' = 10 \text{ В}$ и $U'' = 8 \text{ В}$ напряжение на нагрузке в схеме на рис. 5.44 равно U'_H и U''_H соответственно, $\bar{U} = (U' + U'')/2$ – среднее значение входного напряжения U , $\bar{U}_\text{H} = (U'_\text{H} + U''_\text{H})/2$ – среднее значение напряжения на нагрузке U_H , $\Delta U = U' - \bar{U} = \bar{U} - U''$ – отклонения входного напряжения U от его среднего значения \bar{U} , а $\Delta U_\text{H} = U'_\text{H} - \bar{U}_\text{H} = \bar{U}_\text{H} - U''_\text{H}$ – наблюдаемые при этом отклонения напряжения на нагрузке U_H от его среднего значения \bar{U}_H . Тогда, согласно определению (5.7), коэффициент стабилизации равен

$$K_{\text{CT}} = \frac{\Delta U / \bar{U}}{\Delta U_\text{H} / \bar{U}_\text{H}}. \quad (5.17)$$

Сравните найденное значение K_{CT} с его расчетным значением по формуле (5.9), предположив, что сопротивление стабилитрона r_{CT} равно величине, полученной в результате предыдущего измерения [см. (5.15)], приняв U равным \bar{U} и вычислив U^* по одному из правил: $U^* = U' + I' \cdot r_{\text{CT}} = U'' + I'' \cdot r_{\text{CT}}$, где U^* – точка пересечения продолжения линейной части вольт-амперной характеристики стабилитрона в режиме элек-

трического пробоя с осью напряжений на стабилитроне (см. рис. 5.20 и 5.21). [Можно также, отталкиваясь от значения K_{CT} , полученного в (5.17), найти из (5.9) расчетное значение r_{CT} и сравнить его с результатом непосредственного измерения (5.15).]

Выходное сопротивление простейшего стабилизатора напряжения

Измерений, выполненных в этом пункте задания, в принципе достаточно для нахождения выходного сопротивления стабилитрона, собранного по схеме на рис. 5.44, по правилу (5.10), сравнивая напряжения U'_{CT} и U''_{CT} на стабилитроне в отсутствие нагрузки (рис. 5.42), когда *выходной ток* (ток в нагрузке) равен нулю, с напряжениями U'_H и U''_H на нагрузке R_H при известных токах, протекающих в ней:

$$R_{ВЫХ} = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right| = \frac{U'_{CT} - U''_{CT}}{U'_H / R_H} \quad \text{или} \quad R_{ВЫХ} = \left| \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right| = \frac{U'_{CT} - U''_{CT}}{U''_H / R_H}.$$

С тем же успехом выходное сопротивление стабилизатора напряжения можно получить по правилу двух нагрузок, описанному в п. 3 **Задания 1**, проведя со схемой на рис. 5.44 опыты с двумя значениями сопротивления нагрузки, каждое из которых удовлетворяет требованию (5.16).

Ожидаемое значение выходного сопротивления должно быть близко к дифференциальному сопротивлению стабилитрона r_{CT} , найденному ранее, или меньше него, если не выполнено неравенство $r_{CT} \ll R$ [см. (5.11)].

5. Стабилизатор напряжения с эмиттерным повторителем

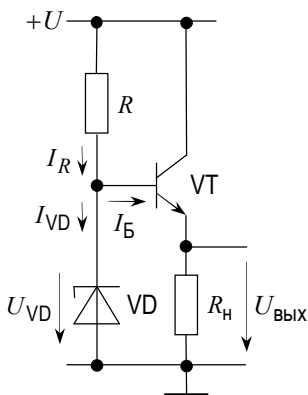


Рис. 5.45

Соберите схему, приведенную на рис. 5.45, с транзистором КТ315 и выбранными ранее стабилитроном и сопротивлением резистора R .

Напряжение U пусть принимает два значения: $U' = 10 \text{ В}$ и $U'' = 8 \text{ В}$.

При выборе сопротивления нагрузки R_H нужно принять во внимание, что у транзистора КТ315 предельно допустимые значения коллекторного (и эмиттерного) тока $I_{K(Э).\text{макс}}$ и мощности $P_{\text{макс}}$, рассеиваемой на коллекторе, равны соответственно 100 мА и 150 мВт, как об этом уже говорилось в 4.4. **III**. Кроме того, макси-

мально допустимая мощность рассеивания у резистора R_H в учебном эксперименте равна 0.125 Вт.

Пусть при $U = U'$ напряжение на стабилитроне равно U_0 из табл. в 5.3.VIII и напряжение на нагрузке R_H равно $U'_{Вых} = U_0 - U_{БЭ}$, где $U_{БЭ} \approx 0.65$ В. Текущий по нагрузке ток $I_H = U'_{Вых} / R_H = (U_0 - U_{БЭ}) / R_H$ не должен превосходить $I_{K(\mathcal{E}).\text{макс}}$, поэтому

$$R_H \geq (U_0 - U_{БЭ}) / I_{K(\mathcal{E}).\text{макс}}.$$

С другой стороны, $(U' - U'_{Вых}) \cdot I_H$ должно быть меньше $P_{\text{макс}}$, откуда

$$R_H \geq \frac{(U' - U'_{Вых}) \cdot U'_{Вых}}{P_{\text{макс}}} = (U' - U_0 + U_{БЭ}) \cdot (U_0 - U_{БЭ}) / P_{\text{макс}}.$$

Наконец, $(U'_{Вых})^2 / R_H$ должно быть меньше 0.125 Вт, то есть должно выполняться условие

$$R_H \geq (U_0 - U_{БЭ})^2 / (0.125 \text{ Вт}).$$

Очевидно, что большее из значений в правой части трех последних неравенств служит оценкой снизу для допустимого сопротивления нагрузки R_H .

Коэффициент стабилизации стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем

В результате опытов, проводимых со схемой на рис. 5.45, для двух значений входного напряжения $U = U'$ и $U = U''$ измеряют соответствующие им постоянные напряжения на выходе $U'_{Вых}$ и $U''_{Вых}$, находят средние значения $\bar{U} = (U' + U'') / 2$ и $\bar{U}_{Вых} = (U'_{Вых} + U''_{Вых}) / 2$, принимают

$\Delta U = U' - \bar{U} = \bar{U} - U''$ и $\Delta U_{Вых} = U'_{Вых} - \bar{U}_{Вых} = \bar{U}_{Вых} - U''_{Вых}$ за отклонения этих напряжений от их средних значений и согласно определению (5.7) определяют искомый коэффициент стабилизации:

$$K_{\text{ст}} = \frac{\Delta U / \bar{U}}{\Delta U_{Вых} / \bar{U}_{Вых}}.$$

Выходное сопротивление стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем

Теоретическое значение выходного сопротивления данного стабилизатора напряжения (5.12) исключительно мало. Можно, имея в виду применение правила двух нагрузок (см. п. 3 **Задания 1**), при фиксированном входном напряжении U попытаться измерить выходные напряжения $U_{Вых} = U_1$ и

$U_{\text{вых}} = U_2$ для двух разных нагрузок, чьи сопротивления $R_{\text{н}} = R_1$ и $R_{\text{н}} = R_2$ удовлетворяют сформулированным выше требованиям. Однако точность проводимых измерений, вероятнее всего, не позволит зарегистрировать различие значений U_1 и U_2 , из чего нужно будет сделать вывод, что выходное сопротивление этого стабилизатора почти равно нулю, по крайней мере с точностью до погрешностей измерений.

Литература

1. *Куклев Л. П.* Радиотехника и схемотехника: учебное пособие. – М.: МФТИ, 2012.
2. *Ларин А. Л.* Аналоговая электроника: учебное пособие. – М.: МФТИ, 2013.
3. *Манаев Е. И.* Основы радиоэлектроники. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2013.
4. *Титце У., Шенк К.* Полупроводниковая схемотехника. В 2-х т. – М.: ДМК Пресс, 2015.
5. *Усилитель на биполярных транзисторах: лабораторная работа № 28 /* сост. Е. В. Воронов, А. Л. Ларин. – М.: МФТИ, 2015.
6. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. – М.: БИНОМ, 2016.