

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 $i_э \approx i_к$.

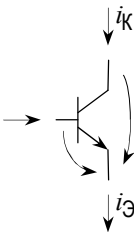


Рис. 0.1

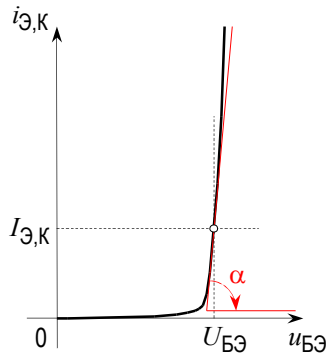


Рис. 0.2

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 :

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

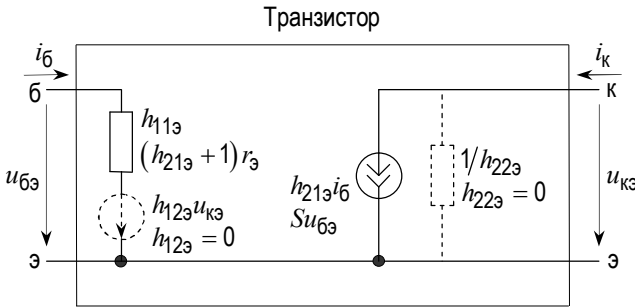


Рис. 0.3

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 :

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

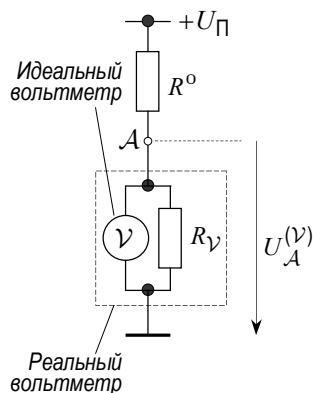


Рис. 0.4

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 $R_Э || R_н$.

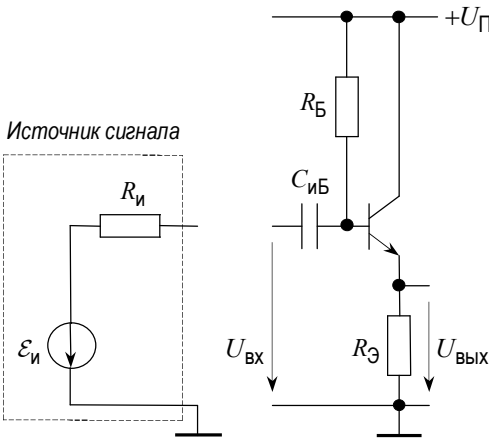


Рис. 1.1а

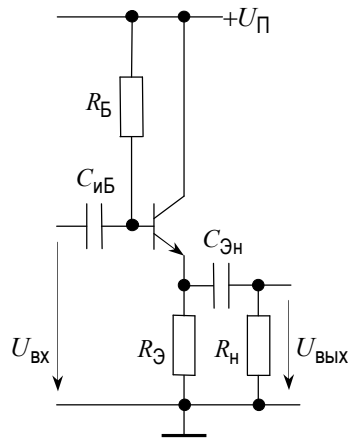


Рис. 1.1б

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

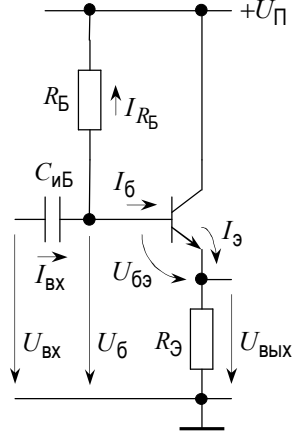


Рис. 1.2

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 $R_{\text{э}} = 0$.

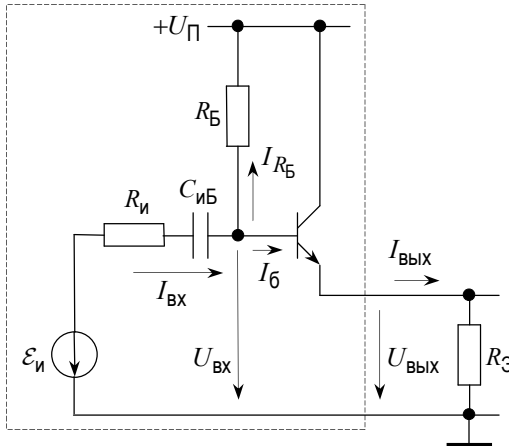


Рис. 1.3

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 $R_{\text{и}}$, ни на участке база–эмиттер (то есть на сопротивлении h_{113}) не падает никакое переменное напряжение; следовательно, $U_{\text{ВЫХ.ХХ}} = \mathcal{E}_{\text{и}}$.

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 $\mathcal{E}_{\text{и}}$ приложено к последовательно включенным $R_{\text{и}}$ и h_{113} ; значит, $I_6 = \mathcal{E}_{\text{и}} / (R_{\text{и}} + h_{113})$ и

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

Таким образом,

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

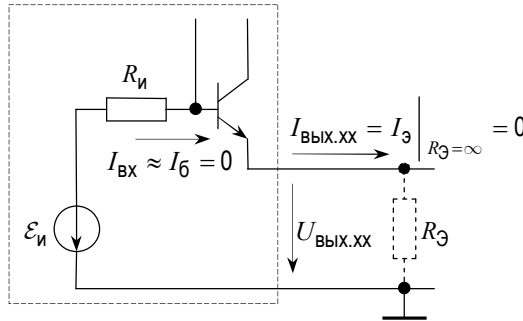


Рис. 1.4

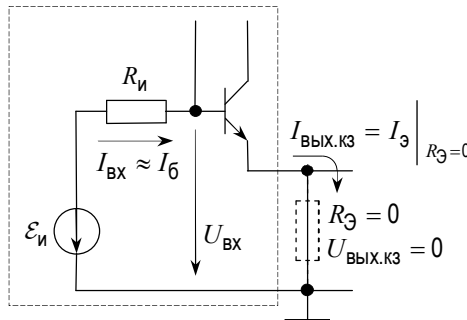


Рис. 1.5

Когда не выполняется условие $I_{R_{\text{Б}}} \ll I_6$ 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 $R'_и$.

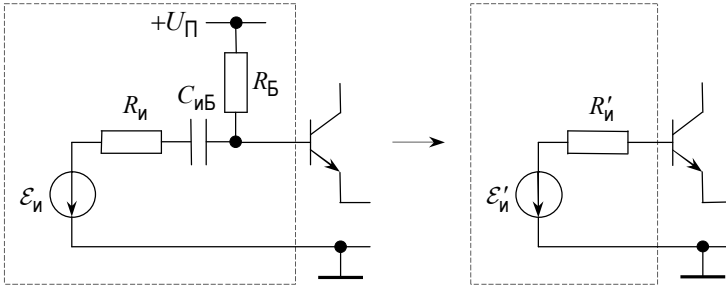


Рис. 1.6

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

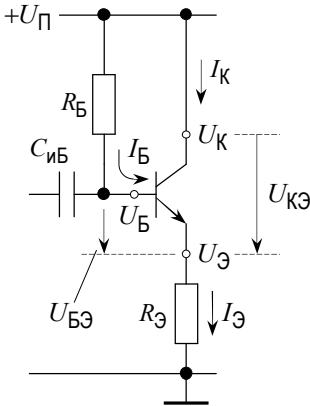


Рис. 1.7а

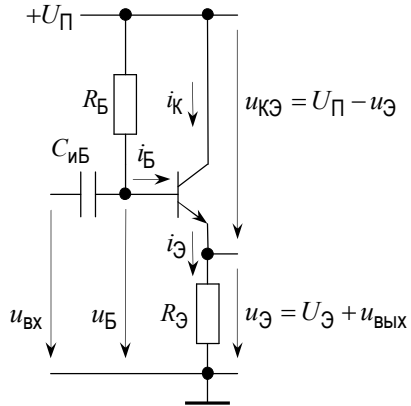


Рис. 1.7б

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

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

графически это равенство в координатах $(u_{\mathcal{K}\mathcal{E}}, i_{\mathcal{E}})$ 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 $(u_{\mathcal{K}\mathcal{E}}, i_{\mathcal{E}})$ все возможные состояния транзистора в различные моменты времени. Точка \mathcal{A} , где линия нагрузки пересекает кривую $i_{\mathcal{E}}(u_{\mathcal{K}\mathcal{E}})$, соответствующую току базы $I_{\mathcal{B}}$, указывает начальное состояние транзистора $(U_{\mathcal{K}\mathcal{E}}, I_{\mathcal{E}})$. 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 $-\Delta u_{\mathcal{K}\mathcal{E}}$, не должно выходить за пределы $U_{\mathcal{K}\mathcal{E}} - U'$ 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 $U_{\Pi} - U_{KЭ}$:

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

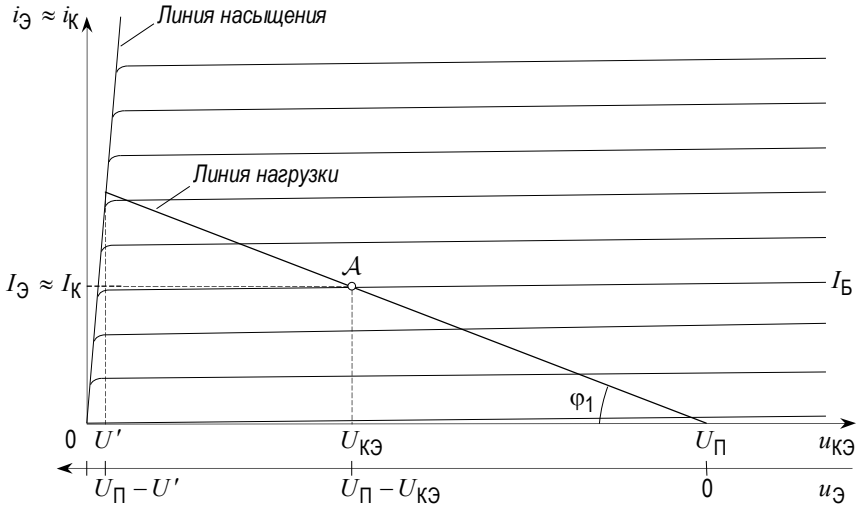


Рис. 1.8

Если к выходу эмиттерного повторителя подключена внешняя нагрузка $R_{\text{н}}$ (рис. 1.9), то на характеристиках $i_{Э}(u_{КЭ})$ 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 $\Delta u_{KЭ} \equiv u_{КЭ}(t) = u_{КЭ} - U_{KЭ}$ 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 $U_{KЭ} - U^*$:

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

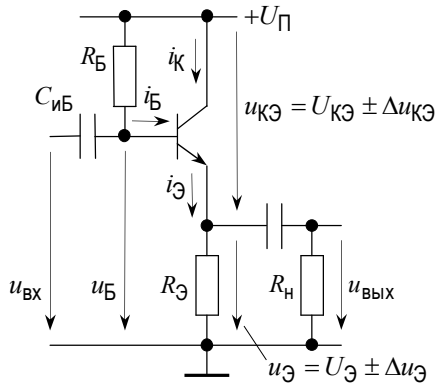
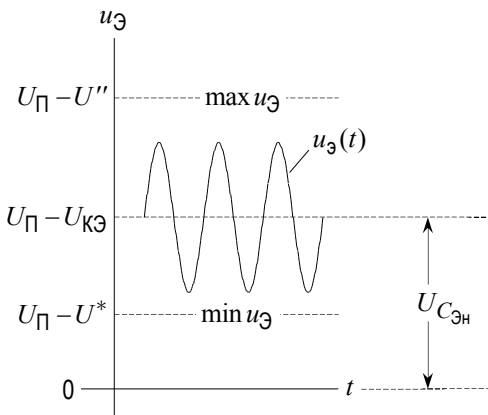


Рис. 1.9



Рис. 1.10

На рис. 1.11а показано, как должен располагаться переменный сигнал $u_3(t) = i_3(t) \cdot (R_Э || R_Н)$ 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

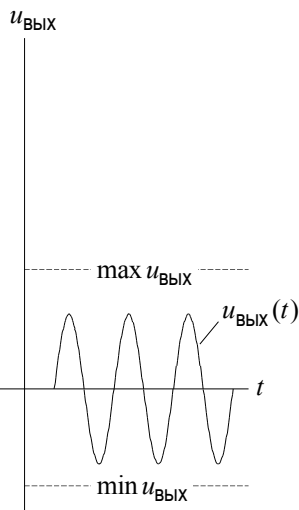


Рис. 1.11б

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):

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

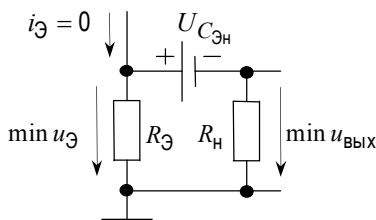


Рис. 1.12

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 $-U_{П2}R_H/(R_Э + R_H)$.

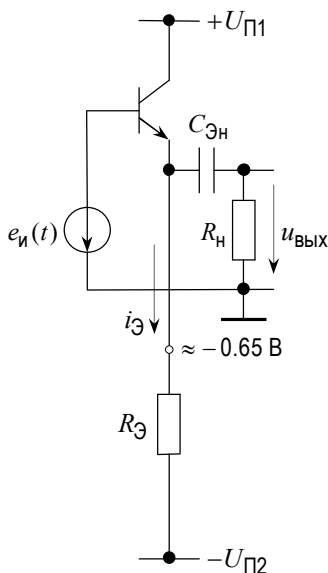


Рис. 1.13а

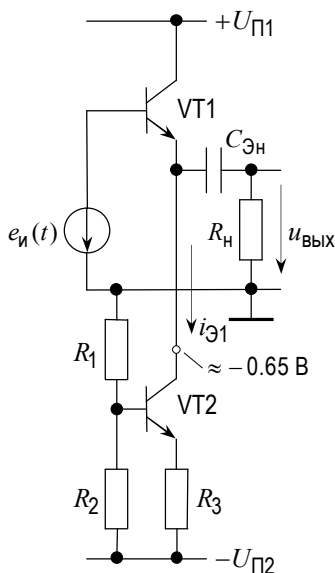


Рис. 1.13б

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 $I_{\Sigma} \approx (U_B - 0.65 \text{ В}) / R_{\Sigma}$ и практически не зависит от величины коэффициента $h_{21\Sigma}$ транзистора.

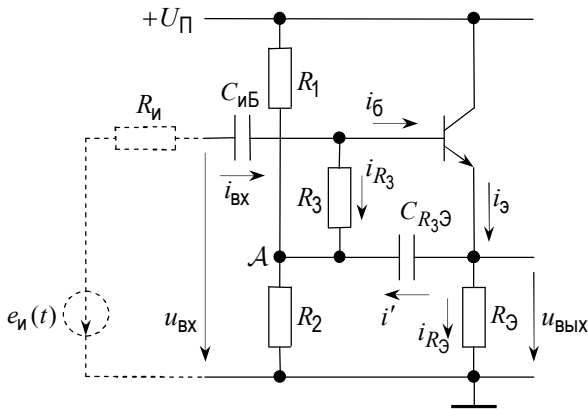


Рис. 1.14

Чтобы одно из главных достоинств эмиттерного повторителя – большое входное сопротивление, равное $h_{11\Sigma} + (h_{21\Sigma} + 1)R_{\Sigma}$, – не оказалось утраченным из-за использования в базовой цепи резисторов с небольшими сопротивлениями, в точку А с помощью разделительного конденсатора $C_{R_{\Sigma}\Sigma}$ большой емкости подается сигнал с выхода повторителя. В результате входное сопротивление схемы в целом оказывается равным

$$\begin{aligned}
 R'_{\text{ВХ}}(\text{def}) &= \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\text{ВХ}}} = \frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{R_3} + i_{\bar{6}}} = \left(\frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{R_3}} \right) \parallel \left(\frac{u_{\text{ВХ}}}{i_{\bar{6}}} \right) = \\
 &= \frac{u_{\text{ВХ}}}{(u_{\text{ВХ}} - K \cdot u_{\text{ВХ}}) / R_3} \parallel (h_{11\Sigma} + (h_{21\Sigma} + 1)R_{\Sigma}) = \frac{R_3}{1 - K} \parallel R_{\text{ВХ}},
 \end{aligned}$$

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

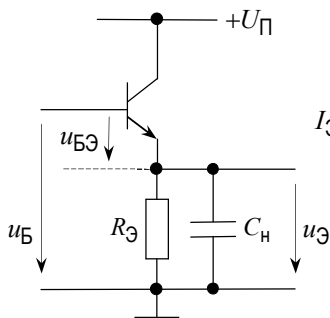


Рис. 1.15а

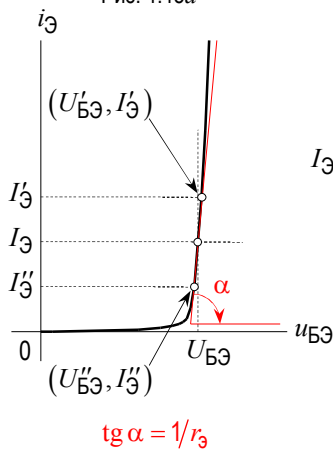


Рис. 1.15б

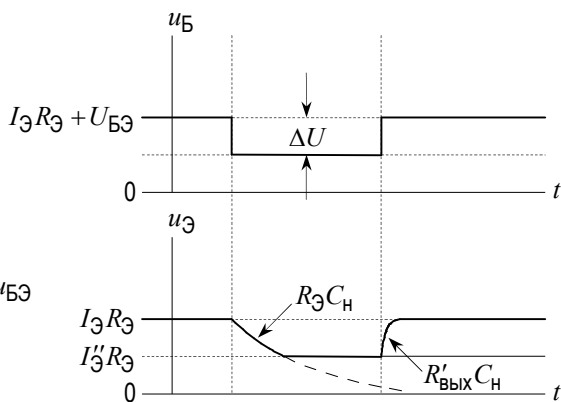
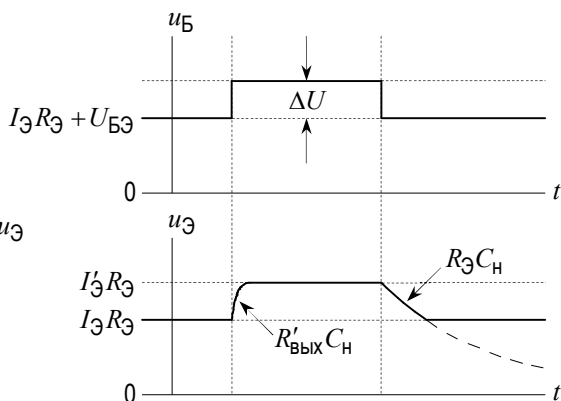


Рис. 1.15в

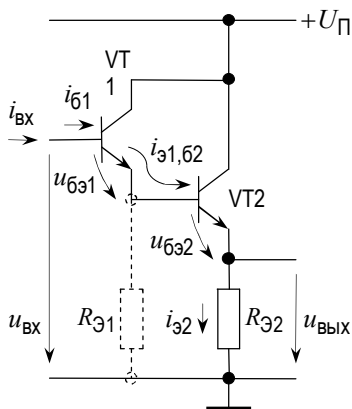


Рис. 1.16

равна $I_{Э2}$. 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: $h_{21э}^{(1)} = h_{21э}^{(1)}$ для транзистора VT1 и $h_{21э}^{(2)} = h_{21э}^{(2)}$ для транзистора VT2. Тогда постоянная составляющая тока эмиттера транзистора VT1, являющаяся постоянной составляющей базового тока транзистора VT1, равна $I_{Э1} = I_{Э2} / \left(h_{21э}^{(2)} + 1 \right)$.

С учетом введенных обозначений

$$\frac{u_{БЭ1}}{i_{Б1}} = h_{11э}^{(1)} = \left(h_{21э}^{(1)} + 1 \right) \cdot r_{Э1} \text{ и } \frac{u_{БЭ2}}{i_{Б2}} = h_{11э}^{(2)} = \left(h_{21э}^{(2)} + 1 \right) \cdot r_{Э2},$$

где $r_{Э1} = U_T / I_{Э1}$, $r_{Э2} = U_T / I_{Э2}$, $U_T = kT / q_e \approx 25 \text{ мВ}$ при комнатной температуре; $r_{Э1} = \left(h_{21э}^{(2)} + 1 \right) \cdot r_{Э2}$.

Не принимая во внимание резистор $R_{Э1}$, указанный на рисунке пунктиром, найдем входное сопротивление схемы как отношение $u_{ВХ}$ к $i_{ВХ} = i_{Б1}$:

$$\begin{aligned} R_{ВХ} &= \frac{u_{ВХ}}{i_{ВХ}} = \frac{u_{БЭ1} + u_{БЭ2} + i_{Э2} \cdot R_{Э2}}{i_{Б1}} = \\ &= \frac{i_{Б1} \cdot h_{11э}^{(1)} + \left(h_{21э}^{(1)} + 1 \right) \cdot i_{Б1} \cdot h_{11э}^{(2)} + \left(h_{21э}^{(2)} + 1 \right) \cdot \left(h_{21э}^{(1)} + 1 \right) \cdot i_{Б1} \cdot R_{Э2}}{i_{Б1}} = \\ &= h_{11э}^{(1)} + \left(h_{21э}^{(1)} + 1 \right) h_{11э}^{(2)} + \left(h_{21э}^{(2)} + 1 \right) \left(h_{21э}^{(1)} + 1 \right) R_{Э2} = \\ &\approx h_{11э}^{(1)} + h_{21э}^{(1)} h_{11э}^{(2)} + h_{21э}^{(2)} h_{21э}^{(1)} R_{Э2}. \end{aligned}$$

Аналогично для коэффициента передачи $K = u_{ВЫХ} / u_{ВХ}$ получим

$$\begin{aligned} K &= \frac{u_{ВЫХ}}{u_{ВХ}} = \frac{i_{Э2} \cdot R_{Э2}}{i_{ВХ} \cdot R_{ВХ}} = \frac{\left(h_{21э}^{(2)} + 1 \right) \cdot \left(h_{21э}^{(1)} + 1 \right) \cdot i_{Б1} \cdot R_{Э2}}{i_{Б1} \cdot R_{ВХ}} \\ &\approx \frac{h_{21э}^{(2)} h_{21э}^{(1)} R_{Э2}}{h_{11э}^{(1)} + h_{21э}^{(1)} h_{11э}^{(2)} + h_{21э}^{(2)} h_{21э}^{(1)} R_{Э2}}. \end{aligned}$$

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 $R_{Э2}$), и проведем с ней мысленно опыты холостого хода и короткого замыкания. Как и ранее, на средних частотах считаем, что $u_{Б1} = u_{ВХ}$, а переменная составляющая тока, текущего по $R_{Б}$, 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 $R_{и} \parallel R_{Б}$.

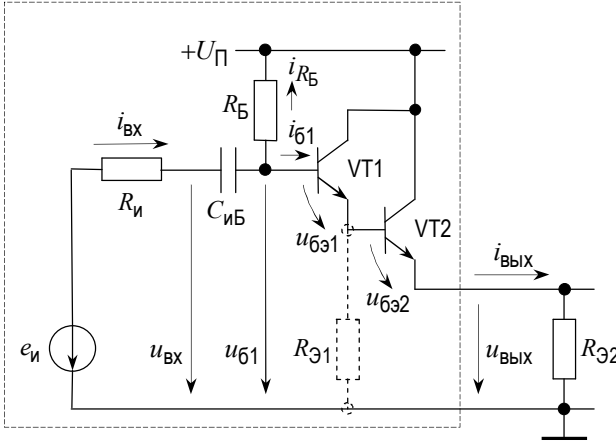


Рис. 1.17

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.

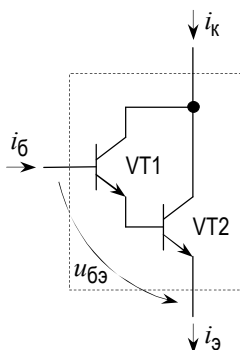


Рис. 1.18а

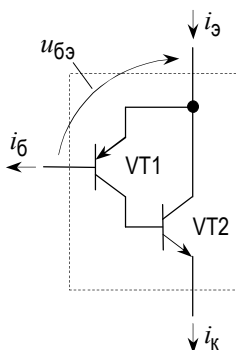


Рис. 1.18б

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

Прежде чем приступить к изучению свойств эмиттерного повторителя, измерьте внутреннее сопротивление R_V цифрового вольтметра постоянного напряжения АЦП 1:1 на Вашем рабочем месте согласно тому, как это сказано на с. 9 этого пособия.

1. Задайтесь значением R_{H1} сопротивления нагрузки R_H из интервала 100...200 Ом, и начните собирать схему эмиттерного повторителя (рис. 1.19а), взяв сопротивление $R_Э$ примерно равным $10 \cdot R_{H1}$. Сопротивление $R_Б$ подберите таким, чтобы измеряемое вольтметром постоянное напряжение $U_Э$ оказалось в пределах 2...4 В при $U_{П} = 10$ В.

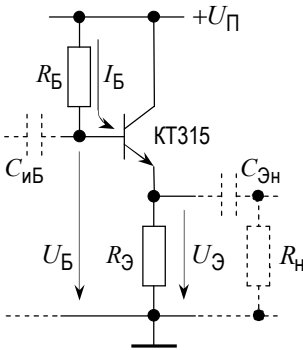


Рис. 1.19а

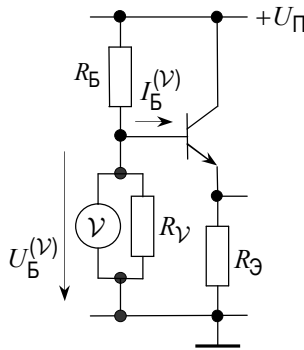


Рис. 1.19б

Подключение вольтметра к эмиттеру при измерении $U_Э$ не приводит к изменению режима транзистора по постоянному току, так как R_V на 3...3.5 порядка больше $R_Э$, а непосредственно измерить напряжение на базе $U_Б$ и базовый ток $I_Б$ в схеме на рис. 1.19а не представляется возможным, если сопротивление резистора $R_Б$ сравнимо с сопротивлением вольтметра R_V .

Пусть $U_Б^{(V)}$ – напряжение между базой и землей при наличии вольтметра в цепи базы (рис. 1.19б), а $I_Б^{(V)}$ – базовый ток транзистора при этом:

$$I_Б^{(V)} = \frac{U_{П} - U_Б^{(V)}}{R_Б} - \frac{U_Б^{(V)}}{R_V}.$$

Значения всех постоянных токов и напряжений в схеме на рис. 1.19а можно найти приближенно, предположив, что изменения напряжения база–эмиттер $U_{БЭ}$ и коэффициента $h_{21Э}$ при переключении вольтметра с базы на эмиттер

пренебрежимо малы, и решая относительно этих величин систему из двух уравнений:

$$U_{\text{Б}}^{(\nu)} = U_{\text{БЭ}} + (h_{21\text{Э}} + 1) \cdot I_{\text{Б}}^{(\nu)} \cdot R_{\text{Э}},$$

$$U_{\text{П}} = \left[(U_{\text{Э}} / R_{\text{Э}}) / (h_{21\text{Э}} + 1) \right] \cdot R_{\text{Б}} + U_{\text{БЭ}} + U_{\text{Э}}.$$

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 конденсаторами и резисторами и подключив к входу схемы лабораторный генератор гармонических колебаний $\mathcal{E}_{\text{и}}$ (рис. 1.20).

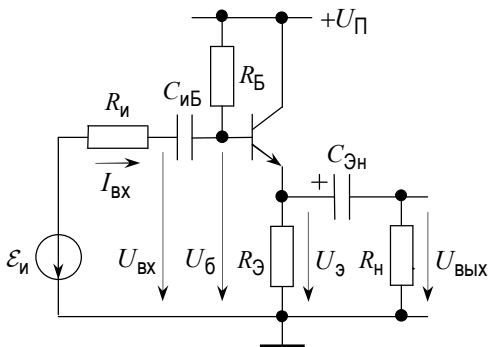


Рис. 1.20

Эксперименты с этой схемой предстоит выполнить при двух значениях $R_{\text{н}}$: при $R_{\text{н}} = R_{\text{н}1}$ и при $R_{\text{н}} = R_{\text{н}2}$ с $R_{\text{н}2} \approx 2 \cdot R_{\text{н}1}$.

Сопротивление резистора $R_{\text{и}}$ пусть будет порядка $100 \cdot R_{\text{н}1}$.

Емкости $C_{\text{иБ}}$ и $C_{\text{Эн}}$ нужно выбрать достаточно большими, чтобы на частоте $f \approx 10$ кГц переменные напряжения слева и справа от этих конденсаторов были практически равны: $U_{\text{ВХ}} \approx U_{\text{Б}}$, $U_{\text{Э}} \approx U_{\text{ВЫХ}}$.

Другими словами, должны выполняться неравенства:

$$(2\pi f C_{\text{иБ}})^{-1} \ll R_{\text{и}} + \hat{R}_{\text{ВХ}} \quad \text{и} \quad (2\pi f C_{\text{Эн}})^{-1} \ll \hat{R}_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{н}1},$$

где $\hat{R}_{\text{ВХ}}$ и $\hat{R}_{\text{ВЫХ}}$ – оценки для значений входного и выходного сопротивлений данного эмиттерного повторителя согласно (1.2) и (1.3) в предположении, что у используемого транзистора $h_{21\text{Э}} \sim 100$, а $h_{11\text{Э}} \approx h_{21\text{Э}} \cdot r_{\text{Э}}$ с $r_{\text{Э}} = U_{\text{T}} / I_{\text{Э}}$ при $I_{\text{Э}} = U_{\text{Э}} / R_{\text{Э}}$. Вероятнее всего в качестве

$C_{Эн}$ потребуется использовать электролитический конденсатор, и в этом случае необходимо соблюсти указанную полярность его включения.

Амплитуду сигнала $\mathcal{E}_и$, подаваемого от источника, необходимо установить возможно большей, но такой, чтобы при $R_н = R_{н1}$ сигнал на выходе повторителя, наблюдаемый с помощью осциллографа, оставался неискаженной на вид синусоидой.

Знания $\mathcal{E}_и$, $U_{вх}$ и $U_{вых}$, в принципе, достаточно, чтобы найти коэффициент передачи K и входное сопротивление $R_{вх}$ эмиттерного повторителя: $K = U_{вых}/U_{вх}$, а $R_{вх}$ находится из соотношения $R_Б || R_{вх} = U_{вх}/I_{вх}$, где $I_{вх} = (\mathcal{E}_и - U_{вх})/R_и$. Определенные таким образом из наблюдений значения K и $R_{вх}$ позволяют определить фактические значения $h_{21э}$ и $h_{11э}$ данного транзистора:

$$h_{21э} = (K \cdot R_{вх}) / (R_Э || R_н) - 1,$$

$$h_{11э} = R_{вх} - (h_{21э} + 1) \cdot (R_Э || R_н).$$

Приступая к измерениям, необходимо убедиться в том, что чувствительность в обоих каналах двухлучевого осциллографа одинакова. Для этого можно, например, подать на оба входа осциллографа один и тот же сигнал напрямую с выхода компьютерного генератора и сравнить между собой полный размах колебаний в первом и втором каналах осциллографа, попытавшись совместить изображения.

При заметном различии изображений нужно принять отсчёты в одном из каналов за собственнорезультаты измерения, тогда как результаты, относящиеся к другому каналу, учитывать с соответствующим поправочным коэффициентом.

Измерьте напряжение $\mathcal{E}_и$ слева от резистора $R_и$ и примите к сведению, что его величина может отличаться от «Амплитуды», указанной в меню компьютерного генератора сигналов. Напряжение $\mathcal{E}_и$ необходимо поддерживать одним и тем же при измерениях с $R_н = R_{н1}$ и с $R_н = R_{н2}$.

Подключите один из входов осциллографа к входу эмиттерного повторителя, а другой из входов осциллографа – к его выходу.

Обозначим наблюдаемое при $R_н = R_{н1}$ входное напряжение $U_{вх1}$, а выходное напряжение – $U_{вых1}$; коэффициент передачи при этом пусть равен K_1 , а входное сопротивление – $R_{вх1}$. Аналогично положим, что при $R_н = R_{н2}$ входное и выходное напряжения равны $U_{вх2}$ и $U_{вых2}$, а коэффициент передачи и входное сопротивление – K_2 и $R_{вх2}$ соответственно.

По приведенным выше формулам найдем значения h -параметров, характеризующих свойства транзистора и его режим по постоянному току, обозначив результаты вычислений как $h'_{21э}$ и $h'_{11э}$ при $R_H = R_{H1}$ и $h''_{21э}$ и $h''_{11э}$ при $R_H = R_{H2}$. В принципе, значения коэффициентов, помеченных одним и двумя штрихами, должны быть одинаковы. По их фактическому различию можно судить о величине погрешностей, допущенных при измерениях.

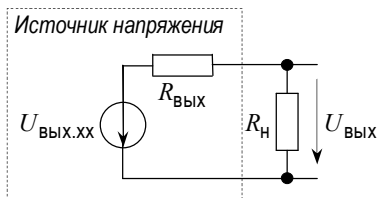
Сравните полученные здесь значения $h'_{21э}$ и $h''_{21э}$ с найденным ранее коэффициентом $h_{21э}$, а величины $h'_{11э}$ и $h''_{11э}$ – с ожидаемым значением этого параметра, вычисленным по формуле $(h_{21э} + 1)r_э$ [или $(h_{21э} + 1)r_э$], где $r_э = U_T / I_э$, $U_T = 25$ мВ, а $I_э$ – постоянная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

3. Знание $U_{ВЫХ1}$ и $U_{ВЫХ2}$ при одном и том же значении $\mathcal{E}_и$ позволяет найти выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$ эмиттерного повторителя по *правилу двух нагрузок*.

Правило двух нагрузок

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

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



Если

$$U_{ВЫХ} = U_1 \text{ при } R_H = R_1$$

и

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

то

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

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

В данном случае $R_1 = R_{H1}$, $U_1 = U_{ВЫХ1}$, $R_2 = R_{H2}$ и $U_2 = U_{ВЫХ2}$.

Сравните найденное таким путем выходное сопротивление Вашего эмиттерного повторителя $R_{\text{вых}}$ с его ожидаемым значением

$$(R_{\text{и}} \parallel R_{\text{Б}} + h_{113}) / (h_{213} + 1),$$

где в качестве h -параметров можно воспользоваться значениями h'_{13} , h'_{213} и/или h''_{13} , h''_{213} , найденными в предыдущем пункте задания.

4. В схеме, приведенной на рис. 1.20, подайте синусоидальный сигнал от лабораторного генератора непосредственно на левую обкладку конденсатора $C_{\text{иБ}}$, минуя $R_{\text{и}}$.

Изменяя амплитуду сигнала, действующего на входе эмиттерного повторителя, определите максимальную амплитуду неискаженного сигнала на выходе при $R_{\text{н}} = R_{\text{н1}}$ и при $R_{\text{н}} = R_{\text{н2}}$ и сравните полученные значения с результатами теоретического анализа (см. 1.4).

5. (*Факультативно.*) Исследуйте прохождение *прямоугольных колебаний* через эмиттерный повторитель с емкостной нагрузкой $C_{\text{н}}$ (см. 1.6, рис. 1.15а). Для этого видоизмените схему, приведенную на рис. 1.20, оставив в ней только прежние $C_{\text{иБ}}$, $R_{\text{Б}}$, транзистор и $R_{\text{Э}}$ и включив параллельно с $R_{\text{Э}}$ конденсатор $C_{\text{н}}$. Выберите подходящую емкость этого конденсатора, а также амплитуду и период колебаний на входе. Осуществите наблюдение искажений в сигнале $u_{\text{Э}}(t)$ при прохождении положительных и отрицательных скачков сигнала, действующего на входе.