

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.

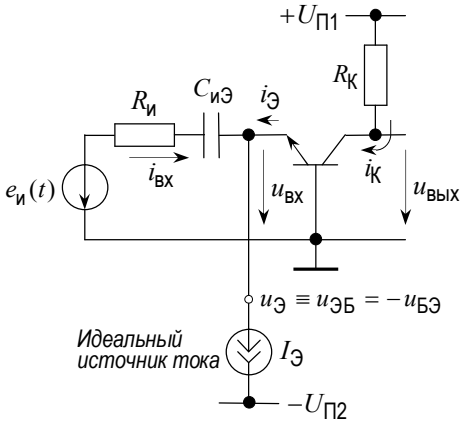


Рис. 2.1

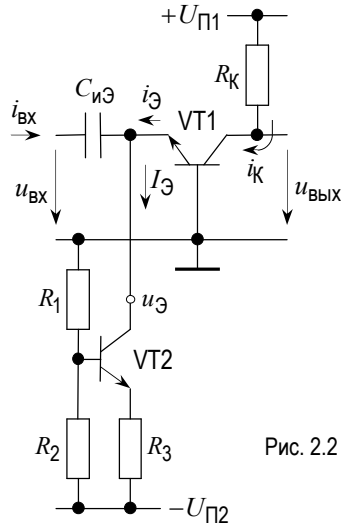


Рис. 2.2

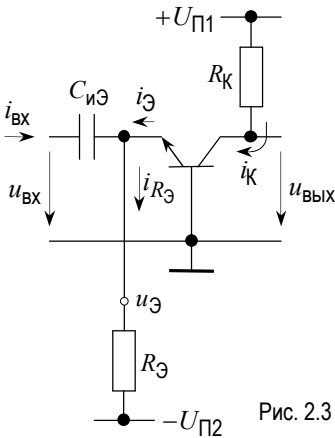


Рис. 2.3

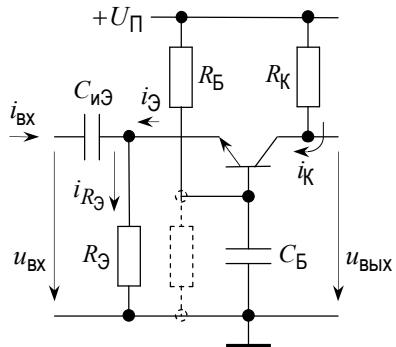


Рис. 2.4

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: $i_3 = I_3 + i_3(t)$.

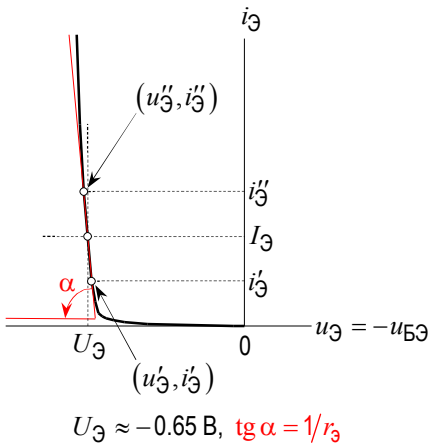


Рис. 2.5а

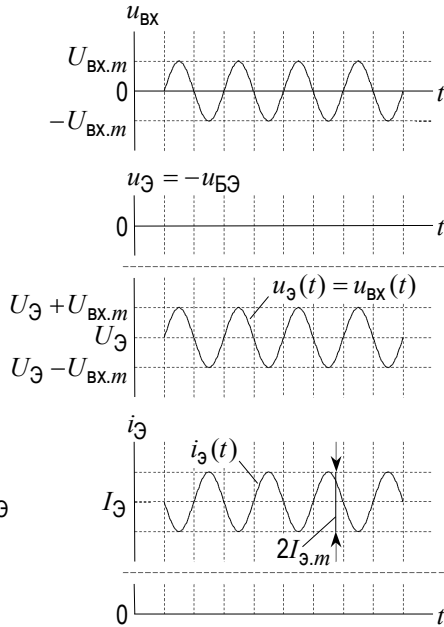


Рис. 2.5б

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

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

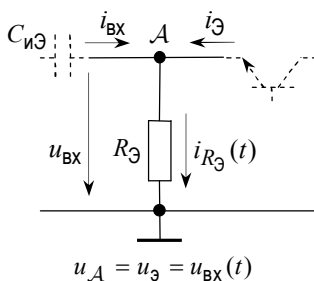


Рис. 2.6

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

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

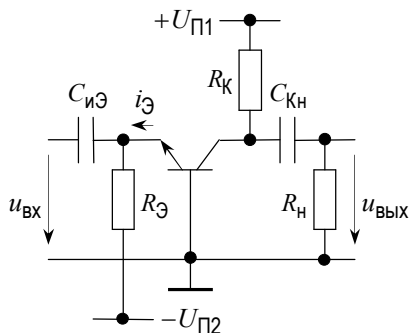


Рис. 2.7

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.

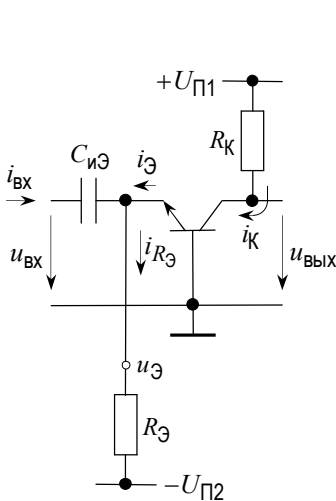


Рис. 2.8а

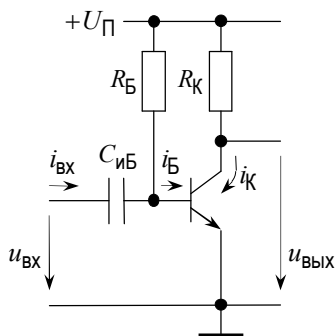


Рис. 2.8б

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.

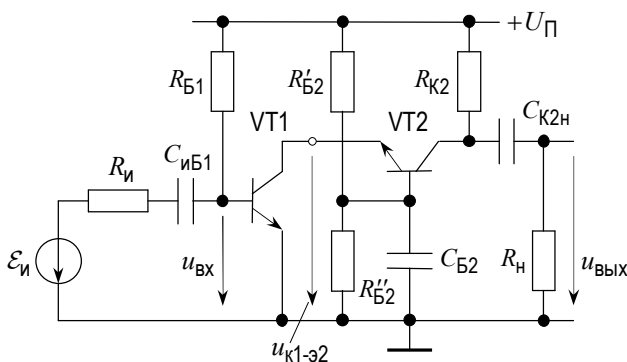


Рис. 2.9

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.

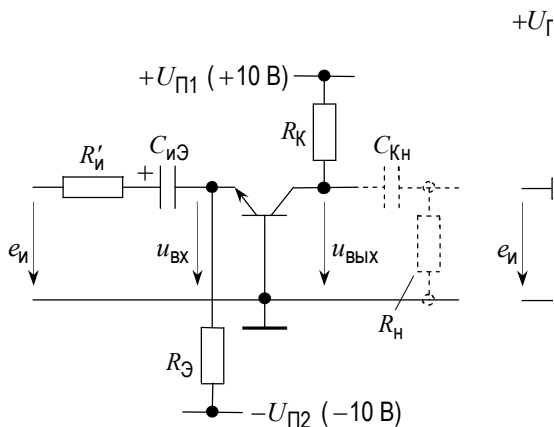


Рис. 2.10а

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 $u_{\text{вх}}(t)$.