

Министерство образования и науки Российской Федерации
Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова
Кафедра инфокоммуникации и радиофизики

К. С. Артемов
Н. Л. Солдатова
А. А. Очиров

ОСНОВЫ
аналоговой схемотехники

Учебное пособие

Ярославль
ЯрГУ
2017

УДК 621.3(075)
ББК 3844я73
А86

*Рекомендовано
Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного издания. План 2017 года*

Рецензенты:

А. В. Проказников, доктор физико-математических наук, профессор;
Научно-производственная фирма по разработке и внедрению
технологий системной интеграции «ЯР»

Артемов, Константин Серафимович.

А86 Основы аналоговой схемотехники : учебное пособие
/ К. С. Артемов, Н. Л. Солдатова, А. А. Очиров; Яросл.
гос. ун-т им. П. Г. Демидова. — Ярославль : ЯрГУ,
2017. — 152 с.

ISBN 978-5-8397-1111-2

В пособии излагаются основы теории транзисторных усилительных устройств от простейших каскадов до операционных усилителей.

Предназначено для студентов, изучающих дисциплину «Основы аналоговой схемотехники».

УДК 621.3(075)
ББК 3844я73

ISBN 978-5-8397-1111-2

© ЯрГУ, 2017

Предисловие

Учебное пособие предполагает знание студентами физических основ электроники, принципа действия и параметров диодов и транзисторов.

Авторы рассматривают данное пособие как дополнение к учебной литературе по основам аналоговой электроники и не ставили цели охватить все разделы аналоговой схемотехники. В книге достаточно подробно описаны лишь основные усилительные каскады на одном — двух транзисторах. В заключительной части представлено введение в теорию и практику операционных усилителей. К каждой главе даются вопросы и задания для самоконтроля. Отдельной частью выделены задачи, решение которых позволит закрепить теоретические знания и дадут навыки построения и расчета схем основных усилительных каскадов. В соответствии с программой дисциплины «Основы аналоговой схемотехники» такие вопросы, как оконечные усилительные каскады, обратная связь в аналоговых электронных устройствах, не вошли в данное пособие, но подробно изучаются в лабораторном практикуме, в том числе с использованием компьютерного моделирования в среде Electronics WORKBENCH.

ГЛАВА I. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

1.1. Статический режим усилительного каскада

1.1.1. Выбор рабочей точки

Транзистор в целом является нелинейным элементом. Поэтому для использования его в качестве линейного усилительного элемента необходимо задать рабочую точку транзистора. Рассмотрим на примере усилительного каскада по схеме с общим эмиттером. Все построения показаны на рис. 1.1.

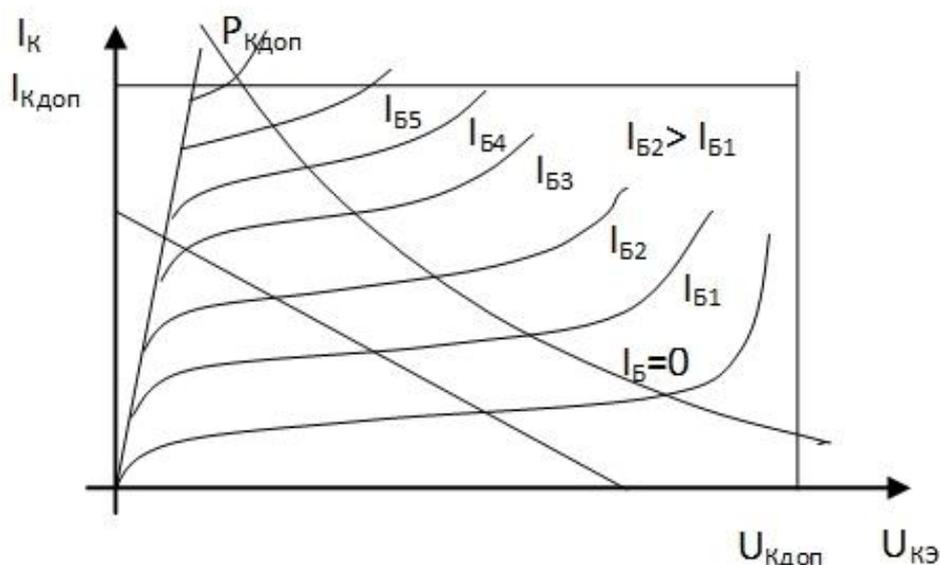


Рис. 1.1. Определение области усилительного режима по выходным ВАХ транзистора

Область усилительного режима ограничена предельно допустимыми значениями тока коллектора $I_{Кдоп}$, напряжения коллектор — эмиттер $U_{КЭдоп}$ и допустимой мощностью рассеяния на коллекторе $P_{Кдоп}$ (даются в справочниках по транзисторам). Снизу отсекаются характеристики, параметр которых — ток базы — соответствует нелинейному участку входных ВАХ характеристик транзистора. Слева исключаются нелинейные участки переходной области, в которой транзистор начинает входить в режим насыщения.

В обрисованной зоне ставится точка — рабочая точка транзистора. Выбор местоположения точки зависит от назначения усилительного каскада (рассмотрим позже). Пусть это будет точка A . Поставив рабочую точку, мы можем определить все ее координаты: $I_{КА}; U_{КЭА}; I_{БА}$. По входным ВАХ можно найти $U_{БЭА}$, а зная соотношения между токами и между напряжениями транзистора, вычислить все недостающие параметры рабочей точки: $I_{ЭА}, U_{КБА}$.

В окрестности рабочей точки определяют все физические и h -параметры транзистора, которые необходимы для расчетов усилительного каскада на переменном токе.

1.1.2. Обеспечение рабочей точки

В самом общем случае рабочую точку транзистора можно задать с помощью резисторов и источников ЭДС постоянного тока, включенных в цепи электродов транзистора. Эквивалентная схема такой цепи показана на рис. 1.2.

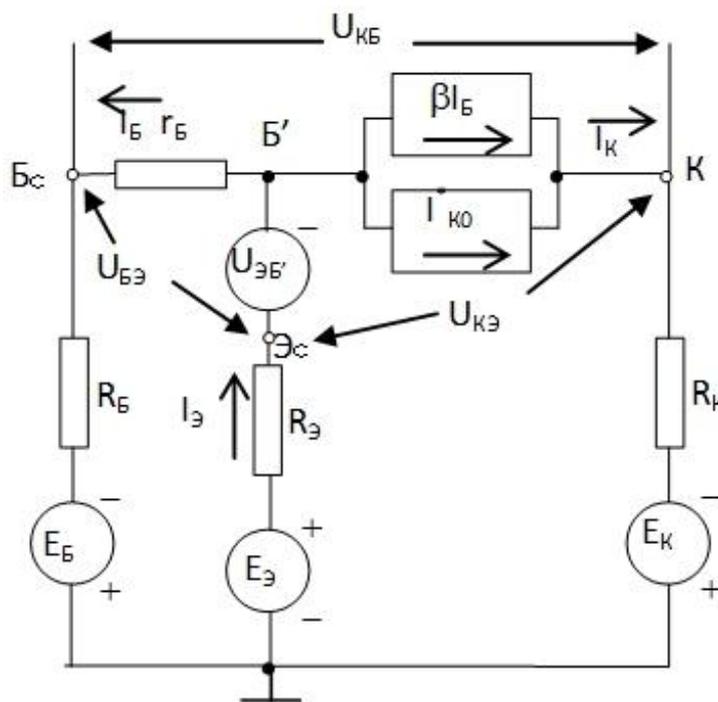


Рис. 1.2. Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада на постоянном токе

Полярность источников смещения, а также направления токов взяты для $p-n-p$ -транзистора. Постоянное падение напряжения на эмиттерном переходе заменено эквивалентным генератором $U_{ЭБ'}$.

Рассмотрим входной контур. По закону Кирхгофа (обход по току базы из точки B'):

$$I_B r_{\delta} + I_B R_B + I_{\mathcal{E}} R_{\mathcal{E}} = E_B + E_{\mathcal{E}} - U_{\mathcal{E}B'}.$$

Заменяя ток эмиттера по формуле $I_{\mathcal{E}} = I_K + I_B$, получим:

$$I_B r_{\delta} + I_B R_B + I_K R_{\mathcal{E}} + I_B R_{\mathcal{E}} = E_B + E_{\mathcal{E}} - U_{\mathcal{E}B'}.$$

В этой формуле есть «неудобное» напряжение $U_{\mathcal{E}B'}$, которое невозможно измерить. Но его можно вычислить, если взять напряжение между базой и эмиттером: $U_{\mathcal{E}B} = U_{\mathcal{E}B'} + I_B r_B$. Откуда

$$U_{\mathcal{E}B'} = U_{\mathcal{E}B} - I_B r_B.$$

Подставим в основное выражение и найдем ток базы:

$$I_B = \frac{E_{\mathcal{E}} + E_B - U_{\mathcal{E}B}}{R_B + R_{\mathcal{E}}} - \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_B + R_{\mathcal{E}}} I_K.$$

Обозначим:

$$R_{\mathcal{E}} + R_B = R_{\mathcal{E}B}; \quad \frac{R_{\mathcal{E}}}{R_B + R_{\mathcal{E}}} = \gamma_{\delta}; \quad E_{\mathcal{E}} + E_B = E_{\mathcal{E}B}.$$

Получим:

$$I_B = \frac{E_{\mathcal{E}B} - U_{\mathcal{E}B}}{R_{\mathcal{E}B}} - \gamma_{\delta} I_K.$$

Из выражения видно, что ток базы состоит из двух составляющих — тока базовой цепи входного контура и части тока коллектора. γ_{δ} — коэффициент токораспределения базы, показывающий, какая часть тока коллектора ответвляется в базу. Подставим ток базы в формулу тока коллектора $I_K = \beta I_B + I_{K0}^*$:

$$I_K = \beta \frac{E_{\mathcal{E}B} - U_{\mathcal{E}B}}{R_{\mathcal{E}B}} - \beta \gamma_{\delta} I_K + I_{K0}^*.$$

Откуда

$$I_K (1 + \beta \gamma_{\delta}) = \beta \frac{E_{\mathcal{E}B} - U_{\mathcal{E}B}}{R_{\mathcal{E}B}} + I_{K0}^*,$$

и окончательно

$$I_K (1 + \beta \gamma_{\delta}) = \beta \frac{E_{\mathcal{E}B} - U_{\mathcal{E}B}}{R_{\mathcal{E}B}} + I_{K0}^* \quad (1.1)$$

Таким образом, ток коллектора может быть определен, если известны параметры транзистора и элементы эмиттерно-базовой цепи. E_K и R_K не оказывают влияния на ток коллектора. Это справедливо, т. к. коллекторный ток образуется токами генераторов βI_B и I_{K0}^* , которые имеются в выражении I_K .

Связь между E_K и R_K можно найти, если рассмотреть другой контур, например, цепь «коллектор — эмиттер». С учетом знаков, сохраняя обход по току базы, получим:

$$-E_K = -I_K R_K + U_{KЭ} + E_Э - I_Э R_Э, \quad (*)$$

или через большой контур:

$$-E_K = -I_K R_K + U_{KB} - E_B + I_B R_B.$$

Первое выражение применяют для каскада по схеме с общим эмиттером, а второе — для схемы с общей базой. Эти уравнения носят название уравнений нагрузочных прямых.

$E_Э - I_Э R_Э = U_Э$ — напряжение на эмиттере транзистора относительно общего провода. $-E_B + I_B R_B = U_B$ — напряжение на базе относительно общего провода.

Уравнение нагрузочной прямой вместе с уравнением тока коллектора образуют систему уравнений, определяющих рабочую точку транзистора. В систему входят известные параметры рабочей точки ($I_K, I_Э, U_{KЭ}, U_{ЭБ}$), справочные данные транзистора (β, I_{K0}^*), а также неизвестные элементы схемы — $E_Э, E_B, E_K, R_Э, R_B, R_K$. Так как неизвестных параметров шесть, а уравнений всего два, то четыре из них надо задать, а остальные два получатся в результате решения системы уравнений.

1.1.3. Температурная стабильность рабочей точки

Рабочая точка транзистора меняется с температурой. Основные причины этого — зависимость $I_{K0}^*, \beta, U_{ЭБ}$ от температуры. Их изменение приводит к изменению тока коллектора. Оценим это изменение.

$$I_K = \beta I_B + I_{K0}^* = \beta I_B + (1 + \beta) I_{K0}.$$

$$\Delta I_K = \Delta \beta I_B + \beta \Delta I_B + (1 + \beta) \Delta I_{K0} + \Delta \beta I_{K0}.$$

Из выражения $I_B = \frac{E_{ЭБ} - U_{ЭБ}}{R_{ЭБ}} - \gamma_{\delta} I_K$ найдем приращение тока базы:

$$\Delta I_B = -\frac{\Delta U_{ЭБ}}{R_{ЭБ}} - \gamma_{\delta} \Delta I_K.$$

Подставим это в выражение ΔI_K и решим его относительно ΔI_K .

$$\Delta I_K = \frac{\beta}{1 + \beta \gamma_{\delta}} \left[\frac{\Delta I_{K0}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{ЭБ}}{R_{ЭБ}} + (I_B + I_{K0}) \frac{\Delta \beta}{\beta} \right]. \quad (1.1a)$$

Обозначим

$$\frac{\beta}{1 + \beta \gamma_{\delta}} = S,$$

а выражение в квадратных скобках через ΔI_T . Тогда получим: $\Delta I_K = S \cdot \Delta I_T$. Из ΔI_K следует, что температурные изменения $I_{K0}^*, \beta, U_{ЭБ}$ умножаются на коэффициент S . Отсюда название S — коэффициент температурной нестабильности. Оценим его предельные значения. Из формулы S следует, что он зависит от коэффициента токораспределения базы $\gamma_{\delta} = R_{Э} / (R_{Э} + R_B)$. Если $R_{Э} \gg R_B$, то $\gamma_{\delta} = 1$, $S = \beta / (1 + \beta) = \alpha$. Если $R_{Э} \ll R_B$, то $\gamma_{\delta} = 0$, а $S = \beta$. Итак, $S_{\min} = \alpha$, а $S_{\max} = \beta$. Обычно считается достаточным $R_{Э} / R_B = 0,5 \dots 1$. Тогда $\gamma_{\delta} = 0,3 \dots 0,5$ и $S = 2 \dots 3$. Для случая $\beta \gg 1$ можно найти связь между сопротивлениями и S :

$$\frac{R_{Э}}{R_B} \approx \frac{1}{S - 1}.$$

В формуле ΔI_K основной вклад вносит первый член, т. е. $\Delta I_{K0} / \alpha$, поэтому $\Delta I_K \approx S \Delta I_{K0} / \alpha$. При $\alpha \approx 1$ $\Delta I_K = S \Delta I_{K0}$. Таким образом, второе определение коэффициента температурной нестабильности будет:

$$S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K0}}.$$

Относительное изменение тока коллектора будет равно:

$$\frac{\Delta I_K}{I_K} = \frac{-\Delta U_{ЭБ} + \left(\frac{\Delta I_{K0}}{\alpha} + I_B \frac{\Delta \beta}{\beta} \right) R_{ЭБ}}{E_{ЭБ} + I_{K0} R_{ЭБ} - U_{ЭБ}}.$$

Отсюда следует, что относительное изменение коллекторного тока не зависит от соотношения $R_{Э}$ и R_B , т. е. от S , а зависит от суммарного резистора $R_{ЭБ}$.

Таким образом, рассмотрение температурной стабильности рабочей точки транзистора от элементов схемы показывает, что на их выбор накладываются ограничения. Первое — на соотношение резисторов $R_{Э}$ и R_B , а второе — на их суммарную величину $R_{ЭБ}$.

Существует еще одно ограничение на выбор резистора R_B . Оно не связано с температурной стабильностью, а вытекает из работы каскада на переменном токе. Для того чтобы R_B не влияло на усилительные свойства каскада, его выбирают из условия: $R_B \gg R_{ВХ}$, где $R_{ВХ}$ — входное сопротивление каскада. Это ограничение часто является основным.

1.1.4. Обеспечение рабочей точки транзистора с учетом зависимости его параметров от температуры

Рассмотрим на примере самой распространенной схемы обеспечения рабочей точки, которая показана на рис. 1.3.

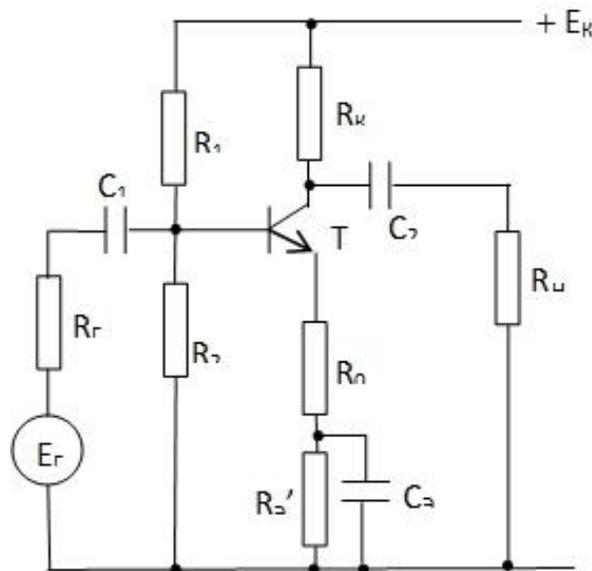


Рис. 1.3. Обеспечение рабочей точки транзистора

В ней отсутствует источник $E_{\mathcal{O}}$, а вместо источника ЭДС базовой цепи включен эквивалентный — резистивный делитель источника питания E_K . Поэтому для данной схемы

$$E_{\mathcal{O}B} = E_B = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Сопроотивления R_1 и R_2 через источник питания E_K включены параллельно (обозначим условно как $R_1 \parallel R_2$), то есть $R_B = R_1 \parallel R_2$.

Мы имели исходное уравнение тока коллектора (1.1). С учетом температурных зависимостей параметров транзистора получили уравнение (1.1а). Из него можно найти, например, $R_{\mathcal{O}}$, задав ΔI_K и R_B . Изменение тока коллектора задают из условия $\Delta I_K \leq \Delta I_{K\text{дон}}$, где $\Delta I_{K\text{дон}}$ — некоторое допустимое изменение тока коллектора, которое мы определим позже. R_B можно задать из условия $R_B \gg R_{BX}$. Итак, из формулы (1.1а) получим:

$$R_{\mathcal{O}} \geq \frac{\alpha(\Delta I_{K\text{дон}} \cdot R_B - \Delta U_{\mathcal{O}B})}{\Delta I_{K\text{дон}} - \left[\Delta I_{K0} + \frac{I_B \Delta \beta}{1 + \beta} \right]} - R_B \quad (1.2)$$

Если задать $R_{\mathcal{O}}$ из условия $U_{\mathcal{O}} = I_{\mathcal{O}} \cdot R_{\mathcal{O}}$, а $\Delta I_K \leq \Delta I_{K\text{дон}}$, то

$$R_B \leq \frac{\beta(\Delta I_{K\text{дон}} \cdot R_{\mathcal{O}} + \Delta U_{B\mathcal{O}})}{(1 + \beta) \left[\Delta I_{K0} + \frac{I_B \Delta \beta}{1 + \beta} \right] - \Delta I_{K\text{дон}}} - R_{\mathcal{O}} \quad (1.3)$$

Выбор $\Delta I_{K\text{дон}}$ проводят из условия

$$I_{K\text{дон}} - I_{KA} \geq \Delta I_{K\text{дон}} \geq \Delta I_{K0} + I_B \frac{\Delta \beta}{1 + \beta} \quad (1.4)$$

Напомним, что $I_B = I_{\mathcal{O}} / (1 + \beta)$. Левая часть неравенства — ограничение изменения тока коллектора под действием сигнала, поступающего на вход усилительного каскада. Правая часть неравенства определяется температурными изменениями параметров транзистора.

Зная $R_{\mathcal{O}}$ и R_B , можно теперь найти резисторы R_1 и R_2 . Из рис. 1.2 (см. параграф 1.1.2) относительно базы транзистора имеем две параллельные ветви с одинаковыми напряжениями: $E_B - I_B R_B = U_{\mathcal{O}B} + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}$. Подставим значение E_B :

$$E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B R_B = U_{ЭБ} + I_Э R_Э.$$

Дополним первый член единичной дробью R_1 / R_1 . Получим:

$$E_K R_B \frac{1}{R_1} - I_B R_B = U_{ЭБ} + I_Э R_Э.$$

Откуда

$$R_1 = \frac{E_K R_B}{U_{ЭБ} + I_Э R_Э + I_B R_B}. \quad (1.5)$$

Так как $\frac{1}{R_B} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}$, то

$$R_2 = \frac{R_1 \cdot R_B}{R_1 - R_B}. \quad (1.6)$$

Остается записать уравнение нагрузочной прямой. Из (*) (см. 1.1.2) для нашей схемы усилительного каскада ($E_Э = 0$) и транзистора $p-n-p$ -типа получим: $-E_K = -I_K R_K + U_{КЭ} - I_Э R_Э$. Для того чтобы не привязываться к типу проводимости транзистора, можно записать так:

$$E_K = I_K R_K + |U_{КЭ}| + I_Э R_Э. \quad (1.7)$$

или

$$E_K = I_K R_K + |U_{КЭ}| + U_Э. \quad (1.7a)$$

1.1.5. Порядок расчета усилительного каскада на постоянном токе

Расчет каскада связан с условиями технического задания (ТЗ), требования которого определяются назначением усилителя. Например, ТЗ на усилитель звуковых частот содержит следующие пункты.

1. Назначение.
2. Выходные данные: $P_{ВЫХ_{ном}}$, $U_{ВЫХ_{ном}}$, R_H , $R_{ВЫХ}$, схему выхода (симметричный или несимметричный).
3. Максимально допустимый коэффициент нелинейных искажений.
4. Диапазон рабочих частот.
5. Уровень искажений на граничных частотах усилителя.

6. Входные данные: $E_{ГЕН_{ном}}$, $R_{ГЕН}$, схему выхода (симметричный, несимметричный).

7. Границы температурного диапазона, т. е. $T_{мин}$ и $T_{макс}$.

8. Вид и напряжение источника питания, общий полюс.

ТЗ на широкополосный усилитель содержит дополнительные пункты. Например, емкость нагрузки (задается C_H), наличие или отсутствие постоянной составляющей на выходе, динамический диапазон входных сигналов.

ТЗ на импульсный усилитель имеет дополнительные пункты: параметры выходного импульса (амплитуду выходного напряжения); полное сопротивление нагрузки, полярность выходного сигнала и наличие постоянной составляющей, длительность импульса; переходные искажения (длительность фронта и среза, величину выброса, коэффициент спада вершины).

Для нас пока из ТЗ необходимы данные, связанные с расчетом рабочей точки транзистора. Последовательность здесь следующая.

1. Выясняем задачу:

1) частоту или полосу усиливаемых частот;

2) мощность;

3) коэффициент усиления или (и) $U_{ВЫХ}$;

4) температурный диапазон $\Delta T = T_{макс} - T_{мин}$;

5) сопротивления $R_{ВХ}$ и $R_{ВЫХ}$;

6) сопротивление нагрузки;

7) коэффициент неустойчивости S (если он задан).

Оцениваем, в состоянии ли мы решить задачу с помощью только одного каскада или это должен быть многокаскадный усилитель. Если можем, то определяем схему включения транзистора. Если не можем, то оцениваем число каскадов и схемы включения транзисторов. Например, если задано большие входное сопротивление и коэффициент усиления по напряжению, то необходимо сначала обеспечить $R_{ВХ}$, поставив каскад с общим коллектором, а потом получить усиление по напряжению на каскаде с общим эмиттером. Пусть задача решается только с помощью каскада с общим эмиттером.

2. Подбираем транзистор:

1) по типу проводимости в соответствии с общим полюсом источника питания ($p-n-p$ или $n-p-n$);

2) по частотному диапазону для обеспечения верхней граничной частоты усилителя f_B (при этом граничная частота коэффициента передачи тока базы транзистора должна удовлетворять условию $f_\beta > f_B$):

3) по температурному диапазону — для выбора материала транзистора (германий, кремний, арсенид галлия);

4) по мощности (малой, средней, большой);

5) по шумам, если требуется малошумящий каскад.

3. Снимаем ВАХ транзистора или пользуемся справочными данными. Обрисовываем рабочую область. Задаем рабочую точку. Определяем координаты рабочей точки ($U_{КЭ}, I_K, U_{БЭ}, I_B$). В окрестности рабочей точки находим физические или h -параметры транзистора.

4. Проверяем, удовлетворяет ли рабочая точка условию: $U_{КЭ} + U_m < U_{КЭдоп}$, т. е. предельному режиму по напряжению. При необходимости корректируем положение рабочей точки.

5. Находим изменения всех величин, входящих в ΔI_K .

Определяем приращение обратного тока коллектора: $\Delta I_{K0} = I_{K0_{T_{\max}}} - I_{K0_{T_{\min}}} \approx I_{K0_{T_{\max}}}$. При вычислениях используем формулу температурной зависимости обратного тока реального диода: $I_{K0}(T) = I_{K0}(T_{комн}) 2^{\Delta T/T^*}$, где T^* — температура удвоения.

Находим изменения β (или $h_{21Э}$) с температурой по справочнику по транзисторам или по формуле, указанной в методичке по расчету усилительных каскадов.

Вычисляем $\Delta U_{БЭ} = |U_{БЭ_{T_{\max}}} - U_{БЭ_{T_{\min}}}|$. Из выражения $U_{БЭ} = \phi_T \ln(1 + I_\Delta / I_{Э0})$ при условии $I_\Delta \gg I_{Э0}$ (нормальное включение транзистора) получим: $U_{БЭ} = \phi_T \ln(I_\Delta / I_{Э0})$. Тогда при T_{\max} получим:

$$U_{БЭ_{T_{\max}}} = \phi_{T_{\max}} \ln \frac{I_\Delta}{I_{Э0_{T_{\max}}}}; U_{БЭ_{T_{\min}}} = \phi_{T_{\min}} \ln \frac{I_\Delta}{I_{Э0_{T_{\min}}}}$$

Можно в диапазоне температур $T = \pm 50^\circ \text{C}$ воспользоваться простым алгоритмом: $\Delta U_{БЭ} \cong \varepsilon \cdot \Delta T$, где $\varepsilon = 1,5$ мВ/град.

6. Вычисляем левую и правую части формулы (1.4) и задаем $\Delta I_{K\text{дон}}$.

Здесь следует отметить, что выбор $\Delta I_{K\text{дон}}$ определяется ТЗ. Если каскад должен работать как предварительный, малосигнальный, то условием малого сигнала принято считать $\Delta I_K = 0,1 \dots 0,2 I_{KA}$, где I_{KA} — ток коллектора в рабочей точке. Если требуется получить большие амплитуды тока или напряжения, то это режим большого сигнала: $\Delta I_K = 0,1 \dots 0,2 I_{K\text{макс}}$.

7. Задаем R_B по условию $R_B \gg R_{BX}$, например, в 2...5 раз.

8. Находим R_9 по формуле (1.2).

9. Проверяем соответствие найденных сопротивлений заданному коэффициенту неустойчивости S . При необходимости корректируем их значения.

10. По формулам (1.5) и (1.6) при заданном E_K находим R_1 и R_2 .

11. Так как мы задали E_K , то по формуле (1.7) определяем R_K . Если E_K не задано, то задается R_K . Принято его задавать так: $R_K = 3 \dots 5 R_H$. В этом случае при работе на переменном токе все определяет как меньший нагрузочный резистор. Возвращаемся к ВАХ, строим динамическую нагрузочную прямую и проверяем обеспечение требуемого напряжения U_m .

Для случая малых сигналов и когда не предъявляется требований по температурной неустойчивости, можно упростить расчет и в формуле (1.7) принять

$$I_9 R_9 = U_9 = 0,1 \dots 0,3 E_K. \quad (1.8)$$

Тогда $|U_{KЭ}| + I_K R_K = 0,9 \dots 0,7 E_K$.

При упрощенных расчетах (в режиме малого сигнала) сопротивление R_B может быть найдено по-иному. Ток делителя I_∂ выбирают из условия $I_\partial = 2 \dots 5 I_{BA}$, чтобы можно было переключать входным сигналом весь этот ток в базу, т. е. иметь запас по току делителя. В формуле I_{BA} — ток базы в рабочей точке. Для базы транзистора $I_\partial R_2 = U_B = U_{BЭА} + U_9$. Если задать U_9 по условию (1.8), то можно определить

$$R_2 = \frac{U_{\text{э}} + U_{\text{БЭА}}}{I_{\text{б}}}$$

Значение резистора R_1 находят при заданном R_2 по формуле

$$R_1 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}.$$

1.1.6. Схемы с температурной стабилизацией

Наиболее часто используемая на практике схема обеспечения режима каскада ОЭ (типичная схема) приведена на рис. 1.3. В данном случае $R_{\text{б}} = R_1 \parallel R_2$, где $R_1 \parallel R_2$ — параллельное соединение резисторов.

Пусть $R_3 = 0$. Принцип стабилизации заключается в том, что делитель $R_1 - R_2$ задает потенциал базы $U_{\text{б}}$. Ток эмиттера, протекая через резистор R_3 , создает напряжение $U_{\text{э}}$ на эмиттере транзистора. Разность напряжений $U_{\text{б}}$ и $U_{\text{э}}$ задает напряжение $U_{\text{бэ}}$ и, следовательно, $I_{\text{б}}$ транзистора.

С увеличением температуры растет $I_{\text{к}}$, растет и $I_{\text{э}} = I_{\text{к}} + I_{\text{б}}$. Увеличивается $U_{\text{э}}$ при неизменном $U_{\text{б}}$. $U_{\text{бэ}}$ уменьшается, уменьшается $I_{\text{к}}$, уменьшается мощность, рассеиваемая коллектором транзистора, уменьшается температура и, наконец, уменьшается $I_{\text{э}}$, т. е. происходит стабилизация рабочей точки.

Можно физический процесс стабилизации трактовать с точки зрения отрицательной обратной связи. Вызванное любыми причинами увеличение тока эмиттера создает на R_3 падение напряжения $\Delta U_{\text{э}} = R_3 \Delta I_{\text{э}}$, которое обратной полярностью («плюс» на n -базу, а «минус» — на p -эмиттер) прикладывается к базе через R_2 и эмиттеру транзистора. Транзистор приоткрывается, а изменения $\Delta I_{\text{э}}$ уничтожаются. В этих условиях ток $I_{\text{э}} = U_{\text{э}} / R_3$ не может сильно меняться за счет отрицательной обратной связи по постоянному току.

Чем меньше сопротивление делителя $R_1 - R_2$, тем лучше стабилизация, однако очень низкоомный делитель $R_1 - R_2$ вызывает большой расход мощности от источника питания и шунтирует

входное сопротивление каскада. Поэтому обычно делают $R_1/R_2 \approx 1$ или больше. Выбор величины R_3 ограничен падением напряжения $I_3 R_3$.

Температурная компенсация режима предусматривает применение в схеме нелинейных элементов, параметры которых определенным образом зависят от температуры. Требуемая стабильность работы достигается без больших потерь энергии в цепях стабилизации. В качестве элементов термокомпенсации могут быть использованы терморезисторы, полупроводниковые диоды, транзисторы.

При использовании терморезистора он включается вместо обычного сопротивления в делитель базы, его сопротивление при нормальной температуре таково, что через коллектор протекает требуемый ток покоя. С повышением температуры сопротивление терморезистора уменьшается, уменьшается напряжение между базой и эмиттером, вследствие чего ток покоя коллектора остается постоянным. С помощью термокомпенсации можно не только обеспечить неизменность тока I_k , но даже добиться уменьшения его при повышении температуры ($S < 0$). Для идеальной компенсации необходимо знать реальную зависимость I_k от температуры при $U_k = const$ и под нее подобрать зависимость сопротивления терморезистора от температуры. Это можно получить комбинацией линейных резисторов с терморезистором.

Терморезисторы обладают неодинаковой с транзистором температурной инерционностью и температурной зависимостью сопротивления. Лучшие результаты можно получить, применяя в качестве термочувствительного элемента полупроводниковый диод или эмиттерный переход транзистора. В такой схеме диод предназначен для компенсации температурного сдвига входной характеристики транзистора, т. к. с ростом температуры падение напряжения на диоде в прямом направлении уменьшается, а следовательно, уменьшается напряжение смещения во входной цепи. Для компенсации обратного тока коллектора можно применять диод, включаемый в обратной полярности параллельно резистору R_2 . Обратный ток диода компенсирует обратный ток коллектора транзистора.

Вопросы и задания для самопроверки к главе I

1. Почему задают рабочую точку транзистора?
2. Какие токи и напряжения определяют режим транзистора?
3. Перечислите ограничения, накладываемые на определение рабочей области транзистора.
4. Обрисуйте общий подход к решению задачи по обеспечению единственности рабочей точки транзистора.
5. Нарисуйте обобщенную схему обеспечения рабочей точки транзистора.
6. Напишите уравнения Кирхгофа для контуров.
7. Какими элементами схемы задается ток коллектора транзистора?
8. Как вы понимаете понятие коэффициента токораспределения базы?
9. Вспомните температурную зависимость параметров транзистора с разными схемами включения.
10. К чему приводит температурная нестабильность параметров транзистора?
11. Какой смысл заложен в понятие коэффициента температурной нестабильности? От чего он зависит? В каких пределах может изменяться?
12. Почему вводятся ограничения на выбор резисторов в базовой и эмиттерной цепях транзисторов.
13. Пользуясь теорией обратной связи, попытайтесь объяснить работу резистора в цепи эмиттера.
14. Объясните работу резистора в цепи эмиттера и делителя в базовой цепи в качестве элементов температурной стабилизации.
15. Как делитель базовой цепи стабилизирует рабочую точку по режиму?

ГЛАВА II. УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

2.1. Общий подход

Типовая схема двухкаскадного усилителя показана на рис. 2.1.

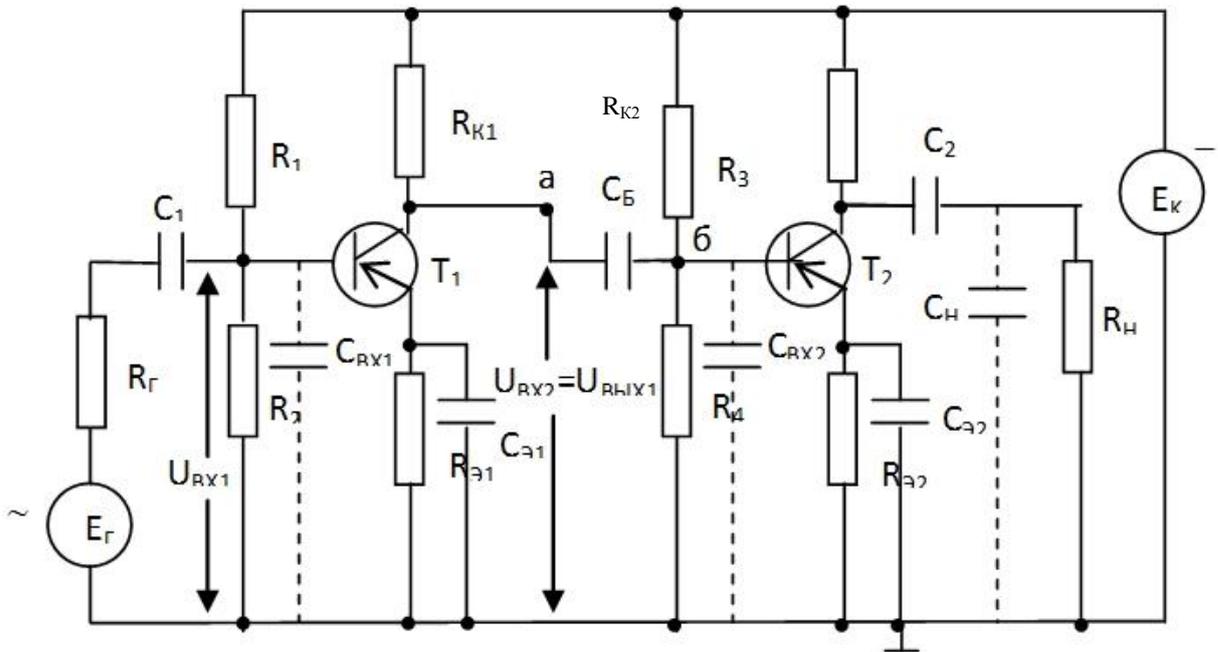


Рис. 2.1. Двухкаскадный усилитель

Режим по постоянному току задается источником питания E_K , внутреннее сопротивление которого можно считать равным нулю, резистивными делителями в цепях баз транзисторов R_1, R_2 и R_3, R_4 и нагрузочными резисторами R_{K1}, R_{K2} и $R_{Э1}, R_{Э2}$. Последние два служат для температурной стабилизации рабочей точки транзистора. Для исключения обратной связи на переменном токе эти резисторы шунтируются конденсаторами большой емкости $C_{Э1}$ и $C_{Э2}$. C_{ex1} — емкость монтажа, т. е. емкость соединительных проводов, резисторов и др. Обычно эта паразитная емкость пренебрежимо мала и учитывается только на очень высоких частотах. При переходе к эквивалентной схеме конденсатор C_1 можно считать включенным параллельно C_{ex1} через R_G . Аналогично включены конденсаторы C_B и C_{ex2} . Емкость C_H обычно является паразитной емкостью. Конденсатор C_1 разделяет генератор и первый каскад, построенный на транзисторе T_1 , C_2 разделяет второй каскад на тран-

зисторе T_2 и нагрузку R_H , а C_B каскады между собой по постоянному току. На переменном токе конденсаторы работают как соединительные элементы. Отсюда происходит название усилителя — «усилитель с RC-связями». При расчетах разделительные конденсаторы обычно относят к последующему каскаду.

Мощность резисторов рассчитывается исходя из мощности, выделяющейся на них в режиме покоя, т. е. при отсутствии входного сигнала. При этом обычно берется полуторный запас.

Разделительные конденсаторы обычно имеют большую емкость и являются, как правило, полярными. Правило включения такое. Рассмотрим на примере C_B . Напряжение на коллекторе T_1 обычно больше, чем на базе T_2 . Поэтому полюс левой обкладки конденсатора должен совпадать с одноименным полюсом источника питания, а правый — с полярностью общего провода схемы. Аналогично включаются полярные конденсаторы в цепях эмиттеров транзисторов. Рабочие напряжения разделительных конденсаторов должны быть не меньше, чем полуторное напряжение источника питания, а конденсаторы в эмиттерных цепях — в полтора раза больше напряжения на эмиттерах транзисторов.

Каскад на T_2 по отношению к каскаду на T_1 является нагрузкой R_H или, в общем случае, Z_H . Каскад на T_1 по отношению к каскаду на T_2 является генератором с ЭДС E_G и сопротивлением R_G . Таким образом, любой многокаскадный усилитель можно рассматривать покаскадно.

Рассмотрим усилительный каскад по схеме с общим эмиттером, показанный на рис. 2.2. Резистор R_0 номиналом несколько десятков Ом, выделен из резистора R_3 , рассчитанного на постоянном токе: $R_0 + R_3' = R_3$. Он не зашунтирован конденсатором и с точки зрения теории цепей выполняет роль элемента цепи отрицательной обратной связи по току.

Определение усилительных параметров каскада проводят отдельно для трех диапазонов частот — низших, средних и высших. Параметры каскада можно определить с разной степенью точности. Для начала будем пренебрегать внутренней обратной связью транзистора по напряжению, т. е. считать,

что $\mu_{\text{ЭК}} \cdot K_u \ll 1$. Это обычно выполняется, так как $\mu_{\text{ЭК}}$ не превышает 10^{-4} , а K_u однокаскадного усилителя не более 100.

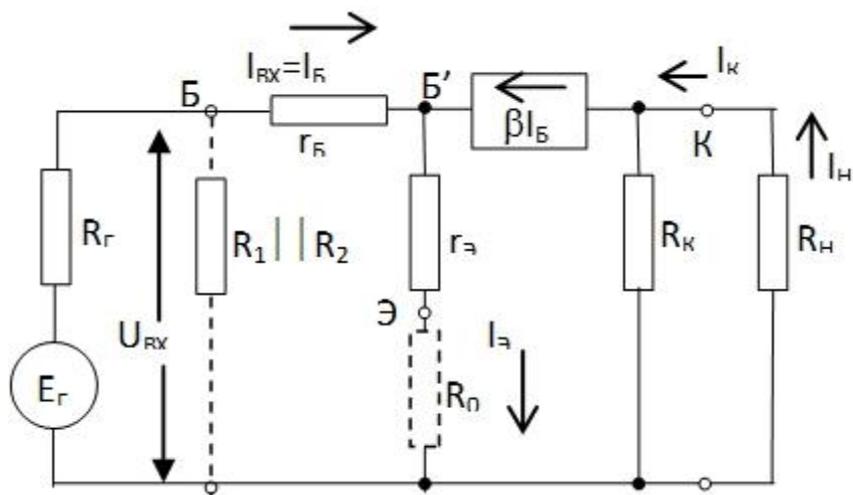


Рис. 2.2. Принципиальная электрическая схема усилительного каскада ОЭ

2.2. Область средних частот

Для этой области считается, что емкости C_1, C_2, C_3 бесконечно большие, а емкость коллекторного перехода незначительна. По этой причине R_3 оказывается зашунтированной емкостью C_3 и в работе не участвует. Будем пренебрегать обратным током коллекторного перехода, а также считать, что $r_k^* = \infty$. Тогда эквивалентная схема будет такой, как показано на рис. 2.3.

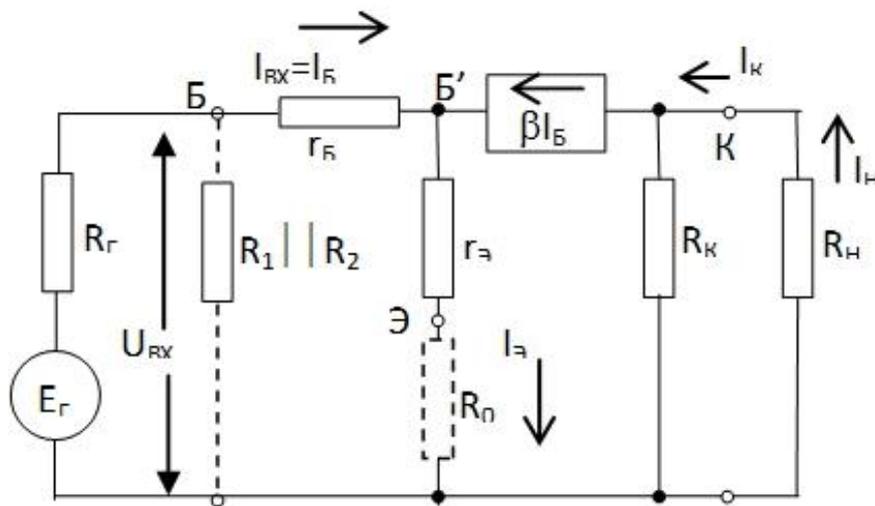


Рис. 2.3. Эквивалентная схема каскада ОЭ в области средних частот

Резисторы базового делителя через источник питания соединены параллельно. Пунктир означает, что если выполняется условие $R_B = R_1 // R_2 \gg R_{ex}$, то на переменном токе делитель в работе не участвует.

2.2.1. Входное сопротивление

$$R_{ex} = \frac{U_{ex}}{I_{ex}}$$

$$U_{ex} = I_B r_B + I_{\mathcal{E}}(r_{\mathcal{E}} + R_0) = I_B r_B + (1 + \beta) I_B (r_{\mathcal{E}} + R_0) = I_B [r_B + (1 + \beta)(r_{\mathcal{E}} + R_0)]$$

Здесь применено $I_{\mathcal{E}} = (1 + \beta) I_B$, а также то, что по эквивалентной схеме $R_K \parallel R_H \parallel (r_{\mathcal{E}} + R_0)$, а при параллельном соединении напряжения на ветках равны и общее сопротивление определяется меньшим, т. е. $r_{\mathcal{E}} + R_0$. Откуда

$$R_{ex} = r_B + (1 + \beta)(r_{\mathcal{E}} + R_0). \quad (2.1)$$

Из формулы следует, что R_0 значительно увеличивает входное сопротивление. Если при расчете каскада на постоянном токе выбрано $R_B = 2 \dots 5 R_{ex}$, то следует уточнить входное сопротивление:

$$R_{exобщ} = R_B \parallel R_{ex}.$$

2.2.2. Выходное сопротивление

$$R_{вых} = \frac{U_{вых}}{I_{вых}}$$

$$U_{вых} = I_{вых} R_K = I_K R_K, \text{ т. к. } I_{вых} = I_K.$$

И окончательно $R_{вых} = R_K$.

2.2.3. Коэффициент передачи по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{E_{\Gamma}}.$$

В ламповых усилителях и усилителях на униполярных транзисторах обычно $R_{\Gamma} \ll R_{\text{ex}}$, и тогда $U_{\text{ex}} = E_{\Gamma}$. Для биполярных транзисторов $R_{\Gamma} \leq R_{\text{ex}}$, и, таким образом, $U_{\text{ex}} \neq E_{\Gamma}$.

Из эквивалентной схемы

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_{\text{Hнер}}, \quad I_{\text{вых}} = I_{\text{К}} = \beta I_{\text{Б}}, \quad R_{\text{Hнер}} = R_{\text{К}} \parallel R_{\text{H}}, \\ U_{\text{вых}} = -\beta I_{\text{Б}} \cdot R_{\text{К}} \parallel R_{\text{H}}.$$

Знак «минус» говорит о том, что фаза выходного тока относительно входного сдвинута на 180° .

ЭДС генератора подается на резистивный делитель из R_{Γ} и R_{ex} , а снимается входное напряжение с R_{ex} . По Кирхгофу для входного контура: $E_{\Gamma} = I_{\text{Б}}(R_{\Gamma} + R_{\text{ex}})$, откуда $I_{\text{Б}} = E_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{\text{ex}})$. Подставив полученные выражения в коэффициент передачи, получим:

$$K_U = -\beta \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{H}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ex}}}. \quad (2.2)$$

Максимум будет при $R_{\Gamma} = 0$ (идеальный генератор) и $R_{\text{H}} = \infty$ (холостой ход на выходе): $K_{U_{\text{xx}}} = -\beta R_{\text{К}} / R_{\text{ex}} \approx -R_{\text{К}} / r_{\text{Э}}$. Если в цепи эмиттера имеется незашунтированный резистор R_0 , то $K_{U_{\text{xx}}} \approx -R_{\text{К}} / (r_{\text{Э}} + R_0) \approx -R_{\text{К}} / R_0$, при $R_0 \gg r_{\text{Э}}$. В этом случае $K_{U_{\text{xx}}}$ не зависит от транзистора. Во всех случаях R_0 существенно уменьшает коэффициент передачи.

Существует еще одна форма записи коэффициента передачи — как произведение коэффициентов передачи:

$$K_U = -K_{U_{\text{xx}}} \cdot \xi_{U_{\text{ex}}} \xi_{U_{\text{вых}}}. \quad (2.2a)$$

Коэффициент входа (передача от генератора в каскад) $\xi_{U_{\text{вх}}}$, коэффициент выхода (передача от каскада в нагрузку) $\xi_{U_{\text{вых}}}$:

$$\xi_{U_{\text{ex}}} = \frac{R_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}} + R_{\Gamma}}, \quad \xi_{U_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{вых}}} = \frac{R_{\text{H}}}{R_{\text{H}} + R_{\text{К}}}$$

Можно доказать, что (2.2) и (2.2a) — одно и то же. Из них также следует, что т. к. обычно $\beta, R_{\Gamma}, R_{\text{ex}}, R_{\text{H}}$ считаются заданными по ТЗ, то единственный путь увеличения коэффициента передачи — увеличение $R_{\text{К}}$.

Рассмотрим некоторые частные случаи.

1. Пусть нагрузкой является аналогичный каскад. Считаем, что $R_{\Gamma} \ll R_{ex}$. Тогда

$$K_U = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_{ex}}.$$

Так как для нашего случая нагрузкой является входное сопротивление следующего каскада, то

$$K_U = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_H} = -\beta \frac{1}{R_H} \cdot \frac{R_K R_H}{R_K + R_H} = -\beta \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Если при расчете каскада на постоянном токе берется $R_K = 2...5R_H$, то $K_U = \frac{2}{3}\beta... \frac{5}{6}\beta$.

2. Промежуточный каскад. Для него $R_{\Gamma} = R_{ввх} = R_K$; $R_H = R_{ex}$. Тогда

$$K_U = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + R_{ex}} = -\beta \frac{R_K}{R_K + R_H} \cdot \frac{R_H}{R_{\Gamma} + R_{ex}} = -\beta \frac{R_K R_H}{(R_K + R_H)(R_K + R_H)}.$$

Если $R_K = 2R_H$, то $K_U = \frac{2}{9}\beta$, если $R_K = 5R_H$, то $K_U = \frac{1}{7}\beta$.

Подводя итог, можно сказать, что коэффициент передачи каскада существенно зависит он нагрузки и генератора.

2.2.4. Коэффициент передачи тока

По определению

$$K_I = I_H / I_{\Gamma},$$

а для идеального генератора $R_{\Gamma} = \infty$, $K_I = I_H / I_{ex}$. Эквивалентная схема входной части усилительного каскада показана на рис. 2.4а.

Из нее $I_{\Gamma} = I_B + I_{R_{\Gamma}}$. $I_{R_{\Gamma}} = I_{\Gamma} - I_B$. Так как $R_{\Gamma} \parallel R_{ex}$, то $U_{R_{\Gamma}} = U_{R_{ex}}$, или через токи: $I_{R_{\Gamma}} R_{\Gamma} = I_B R_{ex}$. Подставим $I_{R_{\Gamma}}$, получим $(I_{\Gamma} - I_B)R_{\Gamma} = I_B R_{ex}$. Отсюда, раскрыв скобки, можно найти

$$I_{\Gamma} = I_B \frac{R_{\Gamma} + R_{ex}}{R_{\Gamma}} \quad \text{или} \quad I_B = I_{\Gamma} \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{ex}}.$$

На рис. 2.4в дана эквивалентная схема выходной цепи (рис. 2.4). Как видим, она подобна эквивалентной схеме входной цепи. Из подобия линейных эквивалентных схем следует подобие уравнений, описывающих схемы, т. е., взяв выражения I_{Γ} и I_B , проведя замену по схеме выходной цепи, получим:

$$I_K = I_H \frac{R_K + R_H}{R_K};$$

$$I_H = I_K \frac{R_K}{R_K + R_H} = \beta I_B \frac{R_K}{R_K + R_H} = \beta I_\Gamma \frac{R_\Gamma}{R_\Gamma + R_{\text{вх}}} \frac{R_K}{R_K + R_H}$$

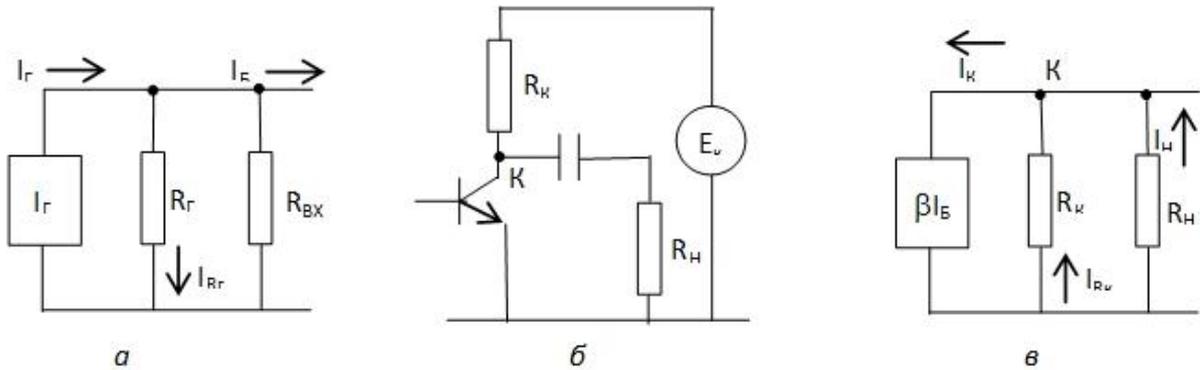


Рис. 2.4. Эквивалентная схема входной части каскада с генератором тока (а), выходная часть усилителя (б), эквивалентная схема выходной части усилительного каскада (в)

Подставим это в формулу коэффициента передачи каскада по току, получим:

$$K_I = -\frac{I_H}{I_\Gamma} = -\beta \frac{R_\Gamma}{R_\Gamma + R_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}. \quad (2.3)$$

Знак «минус» говорит об инверсии фазы выходного тока по отношению к фазе входного тока.

Максимум будет при идеальном генераторе $R_\Gamma = \infty$ и тогда, когда нагрузка не ограничивает тока каскада, т. е. в режиме короткого замыкания $R_H = 0$. Получим $K_{I_{\text{кз}}} = -\beta$. Легко заметить, что в формуле (2.3) первая дробь — коэффициент входа, а вторая — коэффициент выхода по току. Тогда вторая форма записи будет:

$$K_I = K_{I_{\text{кз}}} \xi_{I_{\text{вх}}} \xi_{I_{\text{вых}}}.$$

2.3. Внутренняя обратная связь

Рассматривая работу каскада на постоянном токе, мы получили из обобщенной эквивалентной схемы для тока базы:

$$I_B = \frac{E_{\text{ЭБ}} - U_{\text{ЭБ}}}{R_{\text{ЭБ}}} - \gamma_\delta I_K, \quad \text{где } \gamma_\delta = \frac{R_\delta}{R_\delta + R_B}.$$

Введем обозначение

$$I'_B = \frac{E_{ЭБ} - U_{ЭБ}}{R_{ЭБ}},$$

получим $I_B = I'_B - \gamma_{\phi} I_K = I'_B - \gamma_{\phi} \cdot \beta I_B$. Откуда

$$I_B + \gamma_{\phi} \beta I_B = I'_B; \quad I_B (1 + \beta \gamma_{\phi}) = I'_B; \quad I_B = \frac{I'_B}{1 + \beta \gamma_{\phi}}.$$

Подставим в ток коллектора:

$$I_K = \beta I_B = \frac{\beta}{1 + \beta \gamma_{\phi}} I'_B.$$

Из формулы следует, что если внутренняя обратная связь отсутствует ($\gamma_{\phi} = 0$), то $I_K = \beta I_B$. Если же внутренняя обратная связь есть, то она уменьшает коэффициент передачи тока базы β в $1 + \beta \gamma_{\phi}$ раз. Такое поведение характерно для отрицательной обратной связи.

Естественно предположить, что на переменном токе обратная связь тоже есть. Количественно она оценивается по-иному, т. к. на переменном токе работают другие резисторы. $R_{Э}$ и R_B не входят в эквивалентную схему для средних частот, но подключается генератор, работают дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода и объемное сопротивление базы. В результате

$$\gamma_{\phi} = \frac{r_{Э}}{R_{Г} + r_{\phi} + r_{Э}}.$$

Если в схеме есть незашунтированный резистор в цепи эмиттера, то он добавляется во всех формулах к сопротивлению эмиттерного перехода:

$$\gamma_{\phi} = \frac{r_{Э} + R_0}{R_{Г} + r_{\phi} + r_{Э} + R_0}.$$

Если $R_{Г} = 0$, то получим $\gamma_{\phi_0} = r_{Э} / (r_{\phi} + r_{Э})$ — коэффициент токораспределения транзистора на переменном токе.

Возвращаясь к параметрам каскада K_U, K_I, R_{ex} , можно учесть влияние на них обратной связи. Но сначала будем считать, что обратная связь по току отсутствует. Тогда эквивалентная схема будет такой, как на рис. 2.5, т. е. входная и выходная цепи не связаны.

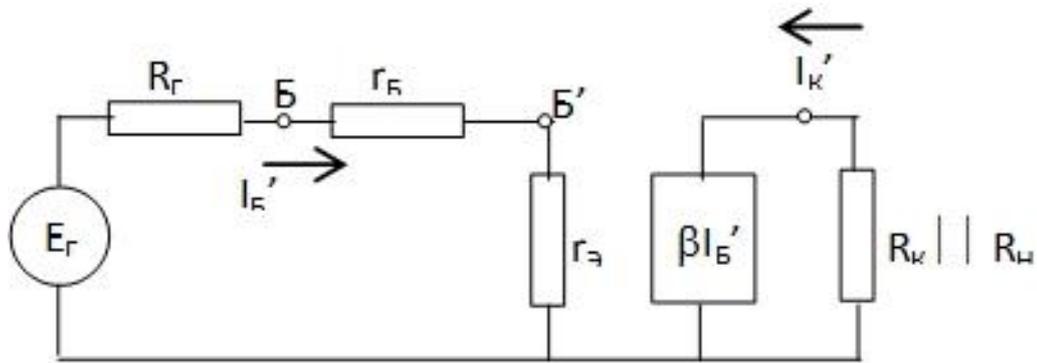


Рис. 2.5. Эквивалентная схема усилительного каскада без учета внутренней обратной связи по току

Найдем входное сопротивление: $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$; $I_{\text{вх}} = I'_B$; $U_{\text{вх}} = I'_B (r_б + r_э)$. Тогда $R_{\text{вх}} = r_б + r_э$. Известно, что отрицательная обратная связь по току увеличивает входное сопротивление. Поэтому, учитывая полученное в начале этого параграфа, получим:

$$R_{\text{вхOC}} = (r_б + r_э)(1 + \beta\gamma_{б0}). \quad (2.4)$$

Найдем коэффициент передачи по току без обратной связи.

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{E_Г} = \frac{I'_K (R_K \parallel R_H)}{I'_B (R_Г + r_б + r_э)} = \frac{\beta I'_B (R_K \parallel R_H)}{I'_B (R_Г + r_б + r_э)} = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_Г + r_б + r_э}.$$

Учтем обратную связь:

$$K_{UOC} = -\frac{\beta}{1 + \beta\gamma_б} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_Г + r_б + r_э}. \quad (2.5)$$

Знак «минус» — учет фазового сдвига.

Определим коэффициент передачи по току без обратной связи.

$$K_I = \frac{I_H}{I_Г}; \quad I_Г = I'_B \frac{R_Г + R_{\text{вх}}}{R_Г}; \quad R_{\text{вх}} = r_б + r_э$$

$$I_H = I'_K \frac{R_K}{R_K + R_H} = \beta I'_B \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Подставим в K_I :

$$K_I = -\beta \frac{R_K R_Г}{(R_K + R_H)(R_Г + r_б + r_э)}.$$

Учтем обратную связь:

$$K_I = -\frac{\beta}{1 + \beta\gamma_б} \cdot \frac{R_K R_Г}{(R_K + R_H)(R_Г + r_б + r_э)}. \quad (2.6)$$

Следует отметить, что первый множитель формулы (2.6) не является коэффициентом температурной нестабильности, т. к. коэффициенты токораспределения базы на постоянном и переменном токе разные.

Отличаются ли выражения (2.4– 2.6) от (2.1–2.3)? Проверим на входном сопротивлении. По (2.4) $R_{вхОС} = (r_{\bar{o}} + r_{\bar{э}})(1 + \beta\gamma_{\bar{o}0}) =$ /подставим $\gamma_{\bar{o}0} = (r_{\bar{o}} + r_{\bar{э}}) / (r_{\bar{o}} + r_{\bar{э}}) =$ /раскроем скобки/
 $= r_{\bar{o}} + r_{\bar{э}} + \beta r_{\bar{э}} = r_{\bar{o}} + (1 + \beta)r_{\bar{э}}$. То есть (2.1) и (2.4) — одно и то же. Аналогично можно доказать и равенство коэффициентов передачи каскада.

Выходное сопротивление каскада уточнять не надо, т. к. оно не содержит коэффициента передачи транзистора по току β .

Таким образом, усилительные параметры каскада можно описывать двумя способами: с внутренней обратной связью и без нее. Это два адекватных метода. Однако формулы с учетом обратной связи более физичны для усилителей на биполярных транзисторах, чем во втором случае.

2.4. Уточнение усилительных параметров

2.4.1. Учет дифференциального сопротивления коллекторного перехода

Рассматривая усилительный каскад, мы ввели упрощение — $r_k^* = \infty$. У реальных транзисторов r_k^* зависит от режима и конечно по времени. Геометрически это выражается изменением наклона выходных характеристик транзистора при изменении напряжения на коллекторе и при смене тока базы. Особенно нельзя пренебрегать сопротивлением коллекторного перехода в режиме большого сигнала, когда r_k^* меняется существенно. Эквивалентная схема усилительного каскада на $n-p-n$ -транзисторе с учетом r_k^* показана на рис. 2.6.

Пусть I_{k0}^* мал. Мы видим, что ток коллектора разветвляется на ток βI_B (есть связь входа и выхода — как бы полезная часть) и часть, ответвляющуюся в r_k^* . Причем эта вторая часть зависит от r_k^* .

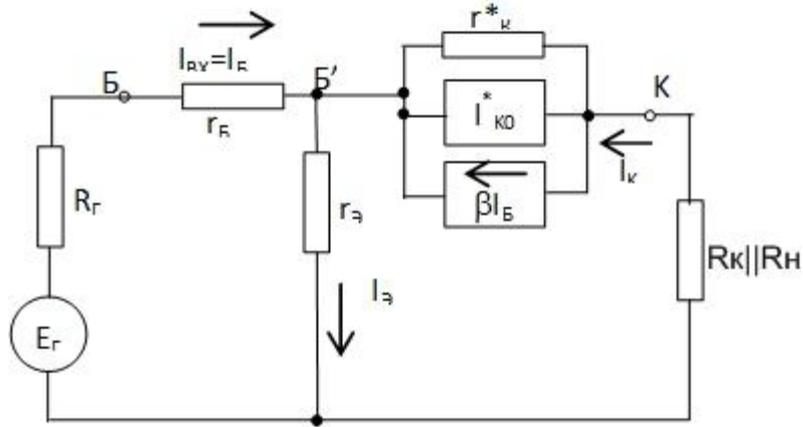


Рис. 2.6. Эквивалентная схема каскада ОЭ с учетом r_K^*

Влияние r_K^* учитывают, введя понятие коэффициента токораспределения коллекторной цепи γ_K^* , который показывает, какая доля тока поступает во внешнюю цепь коллектора (остальная часть ответвляется в r_K^*), то есть

$$\gamma_K^* = \frac{I_K}{\beta I_B}. \quad (*)$$

Через резисторы:

$$\gamma_K^* = \frac{r_K^* + r_э \parallel (R_r + r_б)}{r_K^* + [R_K \parallel R_H + r_э \parallel (R_r + r_б)]} \cong \frac{r_K^*}{r_K^* + R_K \parallel R_H}, \quad (2.7)$$

так как $R_K \parallel R_H \gg r_э \parallel (R_r + r_б)$ и $r_K \gg r_э \parallel (R_r + r_б)$.

Из (*): $I_K = \gamma_K^* \beta I_B$ можно рассматривать $\beta \gamma_K^*$ как эквивалентный статический коэффициент передачи тока базы в цепь коллектора, т. е. $\beta_{0e} = \beta \gamma_K^*$. Из выражения видно, что дифференциальное сопротивление коллекторного перехода уменьшает коэффициент передачи тока базы и, таким образом, в формулы усилительных параметров вместо β надо обязательно вводить β_{0e} .

Подставляя β_{0e} в выражения (2.1)–(2.3) или в (2.4)–(2.6) вместо коэффициента передачи β , получим уточненные формулы R_{ex}, K_U, K_I .

2.4.2. Выходное сопротивление

Из эквивалентной схемы каскада (рис. 2.7) видно, что т. к. $r_k^* \neq \infty$, то оно с целой цепью резисторов эмиттерно-базовой цепи включается параллельно резистору R_K . Поэтому необходимо уточнить $R_{\text{вых}}$. Известно, что выходное сопротивление определяется при отключенной нагрузке в режиме холостого хода на входе ($E_G = 0$), но генератор подключен к схеме. Следовательно, $\beta I_B = 0$ и ток коллектора равен нулю. Для запуска транзистора подадим на коллектор некоторое напряжение E . Под действием его в коллекторной цепи потечет ток

$$I = I_{R_K} + I_{r_k^*} + \beta I_B,$$

где $I_{R_K} = E/R_K$ и $I_{r_k^*} = E/r_k^*$ можно рассчитать, а βI_B — неизвестен. В формуле $I_{r_k^*}$ пренебрегаем из-за малости сопротивлением $r_{\text{э}} \parallel (r_{\text{б}} + R_G)$, которое на эквивалентной схеме включено последовательно с r_k^* .

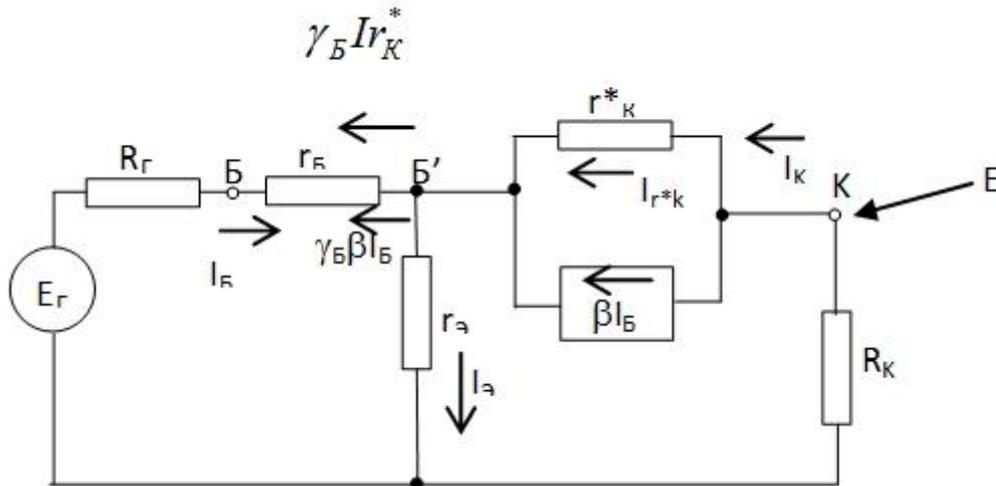


Рис. 2.7. Эквивалентная схема каскада ОЭ для определения точного значения выходного сопротивления

Ток базы будем рассматривать как сумму частей токов $I_{\text{э}}$, $I_{r_k^*}$ и I_{r_k} , ответвляющихся в базу. Тогда, по Кирхгофу, для узла токов B' $I_B + \gamma_{\text{б}} I_{r_k^*} + \gamma_{\text{б}} \beta I_B - \gamma_{\text{б}} I_{\text{э}} = 0$. Ток эмиттера обусловлен обратной связью транзистора по напряжению и мал по величине: $I_{\text{э}} = E \cdot \mu_{\text{ЭК}} / r_{\text{э}}$, тем более что мы в самом начале договорились $\mu_{\text{ЭК}}$

не учитывать. С учетом γ_{δ} вклад I_{δ} значительно меньше двух других составляющих тока базы. Коэффициент γ_{δ} показывает, какая часть того или другого тока ответвляется в базу. Из уравнения Кирхгофа

$$I_B = \frac{\gamma_{\delta} I_{r_k^*}}{1 + \beta \gamma_{\delta}}$$

Знак «минус» (направление тока) опущен. Вернемся к формуле тока, обусловленного источником E , и подставим все составляющие.

$$I = \frac{E}{R_K} + \frac{E}{r_k^*} + \frac{\beta \gamma_{\delta} E}{r_k^* (1 + \beta \gamma_{\delta})}.$$

Делим обе части на E . Получим:

$$\frac{I}{E} = \frac{1}{R_{\text{вых}}} = \frac{1}{R_K} + \frac{1}{r_k^*} + \frac{\beta \gamma_{\delta}}{r_k^* (1 + \beta \gamma_{\delta})}.$$

Сравнивая две первых дроби, отметим, что $1/R_K \gg 1/r_k^*$. Пусть также для простоты $\beta \gamma_{\delta} \cong 1$ в числителе третьей дроби, хотя это и не всегда выполняется. Тогда получим:

$$\frac{1}{R_{\text{вых}}} = \frac{1}{R_K} + \frac{1}{r_k^* (1 + \beta \gamma_{\delta})},$$

откуда

$$R_{\text{вых}} = R_K \parallel (r_k^* (1 + \beta \gamma_{\delta})). \quad (2.8)$$

Если определить выходное сопротивление со стороны R_K (до R_K), то

$$R_{\text{вых}T} = r_k^* (1 + \beta \gamma_{\delta}). \quad (2.8a)$$

Формулу (2.8a) используют в схемотехнике, когда транзисторный каскад выполняет роль нагрузки (динамическая нагрузка). Особенно широко динамическая нагрузка используется в полупроводниковых интегральных микросхемах.

Оценим выходное сопротивление. Оно зависит через γ_{δ} от сопротивления источника сигнала. Максимум будет тогда, когда на входе стоит идеальный генератор напряжения ($R_T = 0$), а минимум — при идеальном генераторе тока ($R_T = \infty$).

2.4.3. Учет внутренней обратной связи по напряжению

Это последнее уточнение. Мы ранее ввели упрощение, что если $\mu_{ЭК} \ll K_U^{-1}$, то влиянием обратной связи по напряжению можно пренебречь. Если же неравенство не выполняется, то по теории цепей обратной связи получим:

$$K_{U_{общ}} = \frac{K_U}{1 + \mu_{ЭК} \cdot K_U}.$$

2.5. Каскад в области больших времен и низших частот

Здесь речь пойдет о передаче усилителем очень низких частот или о передаче вершины импульсов. Вопрос о передаче фронта и среза импульса не стоит, т. к. конденсаторы C_1, C_2, C_3 не успевают зарядиться (фронт) и разрядиться (срез). Конденсаторы влияют на передачу вершины импульса. Поэтому в эквивалентной схеме усилительного каскада в этой частотной области они должны быть представлены (рис. 2.8).

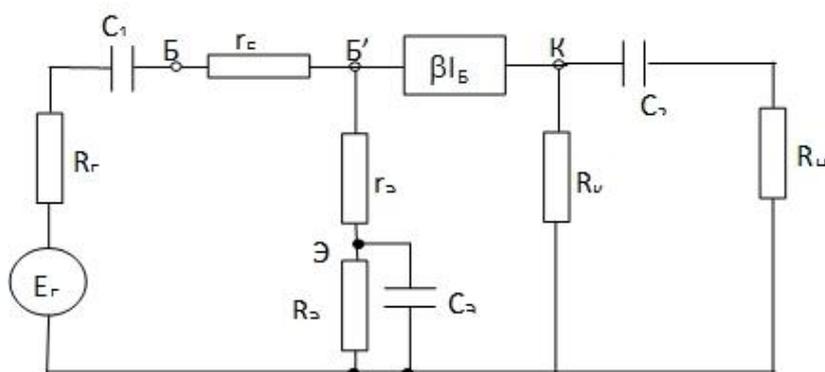


Рис. 2.8. Эквивалентная схема каскада ОЭ в области низших частот и больших времен

Введем упрощения. Будем пренебрегать из-за малости емкостью коллекторного перехода, обратным током коллекторного перехода. Считаем, что базовый делитель R_b и дифференциальное сопротивление коллекторного перехода не влияют на работу каскада. Вклад емкостей рассмотрим последовательно.

Считаем, что C_2, C_3 бесконечно большие. Остается только C_1 . В начальный момент времени она не успевает зарядиться и выходные ток и напряжения будут такими же, как в области сред-

них частот. В дальнейшем емкость начинает заряжаться, забирает на себя часть тока, и на выходе ток и, следовательно, напряжение уменьшаются. При прекращении действия входного сигнала емкость начинает разряжаться. Токи заряда и разряда C_1 определяются резисторами R_{Γ} и R_{ex} . Таким образом, мы имеем входную RC -цепь, постоянная времени которой $\tau_{H1} = C_1(R_{\Gamma} + R_{ex})$.

Теперь считаем, что C_1, C_2 бесконечно большие. Тогда постоянная времени выходной цепи

$$\tau_{H2} = C_2(R_{вых} + R_H) = C_2(R_K + R_H).$$

Аналогично рассуждая, получим постоянную времени эмиттерной цепи:

$$\tau_{HЭ} = C_Э(r_Э + R_Э) \approx C_ЭR_Э.$$

Точное равенство справедливо для микрорежима.

Из теории линейных RC -цепей известно, что коэффициент передачи зависит от времени. Эта зависимость — **переходная характеристика**: $K_U(t) = K_{U0}e^{-t/\tau_H}$, где K_{U0} — коэффициент передачи в области средних частот. В момент $t = 0$ $K_U(0) = K_{U0}$. С ростом времени коэффициент передачи по напряжению уменьшается по экспоненциальному закону. Спад будет тем меньше, чем больше постоянная времени. В этой частотной области общая постоянная времени каскада равна:

$$\frac{1}{\tau_H} = \frac{1}{\tau_{H1}} + \frac{1}{\tau_{H2}} + \frac{1}{\tau_{HЭ}}.$$

Из формулы следует, что если постоянные времени разные, то переходная характеристика определяется меньшей постоянной времени. Если постоянные времени одинаковые, то учитывается их общий вклад.

Постоянная времени связана с **нижней граничной частотой**

$$\tau_H = \frac{1}{\omega_H} = \frac{1}{2\pi f_H}.$$

Комплексный коэффициент передачи по напряжению равен:

$$K_U(j\omega) = \frac{K_{U0}}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_H}} = \frac{K_{U0}}{1 - j\frac{\omega_H}{\omega}}.$$

Модуль коэффициента передачи, или **амплитудно-частотная характеристика (АЧХ)**, для области нижних частот описывается формулой:

$$|K_U(j\omega)| = K_U(\omega) = \frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + (\omega_H / \omega)^2}}.$$

Взяв аргумент комплексного коэффициента передачи, получим его **фазо-частотную характеристику (ФЧХ)**. Следует отметить, что из-за приближенной формулы $K_U(j\omega)$ получается уменьшенный фазовый сдвиг. Так, при $\omega = \omega_H$ запаздывание выходного напряжения от входного по формуле ФЧХ составляет 45° . Реальный сдвиг равен 57° .

Таким образом, из формул переходного процесса и АЧХ следует, что, чем больше постоянная времени, тем короче переходный процесс и ниже граничная частота каскада. В реальных условиях увеличить постоянную времени можно только за счет емкостей. Действительно, увеличить постоянную времени входной цепи за счет резисторов нельзя, т. к. R_r задан по ТЗ, а R_{ex} определяет усилительные свойства каскада в основной области частот — средней. Увеличивать τ_{H2} за счет R_k и τ_{H3} за счет R_3 нельзя, т. к. это приведет к трудностям обеспечения рабочей точки транзистора на постоянном токе, а R_H считается заданным по ТЗ. Что касается сравнительных величин емкостей, то т. к. обычно $r_3 + R_3 \ll R_k + R_H$ и $r_3 + R_3 \ll R_r + R_{\text{ex}}$, то при **равных постоянных времени, к чему обычно стремятся**, получается, что $C_3 \gg C_1$ и $C_3 \gg C_2$. Обычно соотношение этих емкостей равно 10:1.

Постоянная времени в этой частотной области влияет на форму выходного импульса. Вводится понятие **коэффициента спада вершины импульса**: $\delta \cong \tau_u / t_{cn}$, где τ_u — длительность входного импульса, а t_{cn} — время спада вершины импульса. По определению

$$t_{cn} = \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\tau_{Hi}} \right)^{-1}.$$

При равных постоянных времени $\tau_{cn} = \tau_H / m$. Общая граничная частота равна $\omega_{HO} \approx \sum_{i=1}^m \omega_{Hi}$, а при равенстве постоянных вре-

мени — $\omega_{HO} = m\omega_H$. Для нашего каскада с тремя постоянными времени $m = 3$ получим: $\omega_{HO} = 3\omega_H$; $t_{cn} = \tau_H / 3$.

В усилителях, работающих со сложными сигналами, частотные гармоники ниже граничной частоты будут передаваться с амплитудными и фазовыми искажениями. Количественно это характеризуют коэффициентом частотных искажений:

$$M_H = \frac{K_{U0}}{|K_U|} = 20 \ln \left(\frac{K_{U0}}{|K_U|} \right) = \frac{K_{U0}}{\frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + (f/f_H)^2}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H} \right)^2}.$$

2.6. Каскад в области малых времен и высших частот

Здесь речь пойдет о передаче фронта импульса или очень высоких частот. Эквивалентная схема каскада для этой частотной области дана на рис. 2.9.

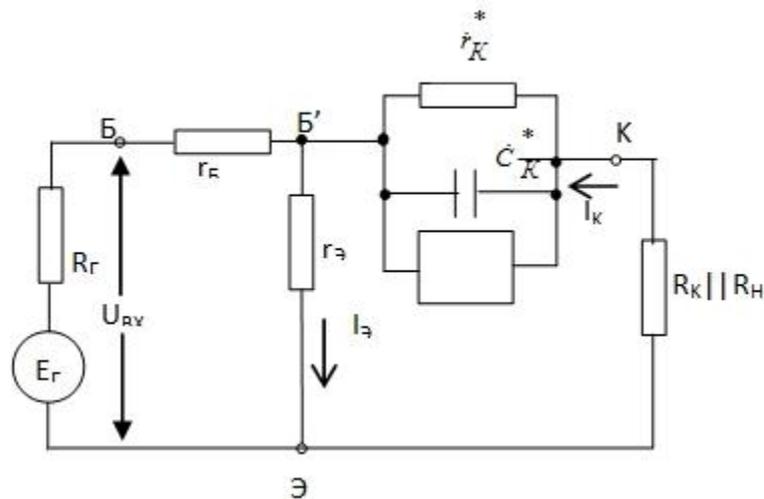


Рис. 2.9. Эквивалентная схема каскада ОЭ в области высших частот и малых времен

Так как частоты очень большие, то емкости C_1, C_2, C_3 дают бесконечно малые емкостные сопротивления, и их не учитывают. Барьерная емкость эмиттерного перехода мала и в работе не участвует. Диффузионная емкость эмиттерного перехода не учитывается, т. к. считаем, что от частоты зависит коэффициент переноса и, таким образом, коэффициент передачи по току транзистора (β — комплексный). Емкость и дифференциальное сопротивление коллекторного перехода также зависят от частоты.

ты. Базовый делитель шунтируется входным сопротивлением и в работе не участвует. Уточним эквивалентный коэффициент передачи β_{oe} :

$$\beta_{oe}(j\omega) = \frac{\beta_{oe}}{1 + j\omega\tau_{oe}}, \quad \text{где } \beta_{oe} = \beta_0\gamma_k^*, \gamma_k^* = \frac{r_k^*}{r_k^* + R_K \parallel R_H}.$$

В формулу комплексного коэффициента передачи тока ввели эквивалентную постоянную времени, которая, в отличие от области средних частот, теперь определяется двумя постоянными времени — коллекторной цепи и коэффициентом передачи: $\tau_{oe} = \tau'_\beta + \tau'_k$, где $\tau'_\beta = \gamma_k^* \cdot \tau_\beta$ и $\tau'_k = (1 - \gamma_k^*)\tau_k$. Вспомним также, что

$$\tau_\beta = \tau_\alpha(1 + \beta), \quad \tau_k = C_k(r_k \parallel R_K \parallel R_H), \quad \tau_k^* = C_k^*r_k^* = C_k r_k = \tau_k.$$

Теперь рассмотрим усилительный каскад. По теории цепей переходная характеристика усилителя в области высших частот описывается следующим образом: $K_U(t) = K_{U0}(1 - e^{-t/\tau_B})$, где K_{U0} — коэффициент передачи усилительного каскада в области средних частот, а τ_B — постоянная времени каскада в области высших частот. Комплексный коэффициент передачи по напряжению каскада равен:

$$K_U(j\omega) = \dot{K}_U = \frac{K_{U0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_B}}.$$

Модуль этого выражения даст АЧХ, а аргумент — ФЧХ усилителя. Известно так же, что $\omega_B = 1/\tau_B$. Для транзисторного каскада постоянная времени τ_B определяется простой следующей формулой:

$$\tau_B = \frac{\tau_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_\beta} \approx \frac{\tau_{oe}}{\beta_{oe}\gamma_\beta},$$

так как обычно $\beta_{oe}\gamma_\beta \gg 1$.

Найдем явный вид τ_B :

$$\tau_{oe} = \tau'_\beta + \tau'_k = \tau'_\beta = \gamma_k^* \cdot \tau_\beta + \tau'_k = (1 - \gamma_k^*)\tau_k.$$

Подставим γ_k^* :

$$\tau_{oe} = \frac{r_k^* \tau_\beta}{r_k^* + R_K \parallel R_H} + \tau_k \left(1 - \frac{r_k^*}{r_k^* + R_K \parallel R_H} \right).$$

Приводим выражение в скобках к общему знаменателю:

$$\tau_{oe} = \frac{r_k^* \tau_\beta}{r_k^* + R_K \parallel R_H} + \frac{\tau_k R_K \parallel R_H}{r_k^* + R_K \parallel R_H}.$$

Вынесем r_k^* и подставим $\tau_k / r_k^* = C_k^*$, затем заменим $\tau_\beta = \tau_\alpha (1 + \beta)$, вынесем $(1 + \beta)$ и после этого заменим $C_k^* / (1 + \beta)$ на C_k :

$$\tau_{oe} = \frac{r_k^*}{r_k^* + R_K \parallel R_H} [\tau_\beta + C_k^* (R_K \parallel R_H)] = \frac{r_k^* (1 + \beta)}{r_k^* + R_K \parallel R_H} [\tau_\alpha + C_k (R_K \parallel R_H)].$$

Считаем $\beta \gg 1$ и заменим дробь перед скобками на β_{oe} . Получим:

$$\beta_{oe} [\tau_\alpha + C_k (R_K \parallel R_H)] = \tau_{oe}.$$

Подставим в τ_B :

$$\tau_B = \frac{\tau_{oe}}{\beta_{oe} \gamma_\delta} = \frac{\beta_{oe} [\tau_\alpha + C_k (R_K \parallel R_H)]}{\beta_{oe} \gamma_\delta} = \frac{1}{\gamma_\delta} (\tau_\alpha + C_k (R_K \parallel R_H)).$$

По этой формуле можно найти верхнюю граничную частоту каскада:

$$f_B = \frac{\omega_B}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_B}.$$

Оценим влияние генератора и нагрузки на частотные свойства каскада. $\gamma_\delta = \frac{r_\delta}{R_\Gamma + r_\delta + r_\delta}$. Чем меньше R_Γ , тем больше γ_δ и меньше τ_B . Следовательно, чем идеальнее генератор напряжения, тем больше коэффициент передачи K_{U0} , выше граничная частота и быстрее заканчивается переходный процесс. Влияние нагрузки проявляется через γ_k^* . При $R_K \parallel R_H \ll r_k^*$ получаем $\gamma_k^* = 1$, $\beta_{oe} = \beta \gamma_k^* = \beta$, $\tau_\beta' = \gamma_k^* \tau_\beta = \tau_\beta$, $\tau_k' = (1 - \gamma_k^*) \tau_k = 0$, $\tau_{oe} = \tau_\beta$. Применительно к импульсам это означает уменьшение длительности фронта выходного импульса.

Поясним последнее. Пусть напряжение на выходе каскада меняется по закону $U(t) = U_0 (1 - e^{-t/\tau_B})$. Раскроем скобки, прологарифмируем и найдем время: $t = \tau_B \ln [U_0 / (U_0 - U)]$. Рассмотрим

график выходного процесса (рис. 2.10), если на входе действует однополярный прямоугольный импульс.

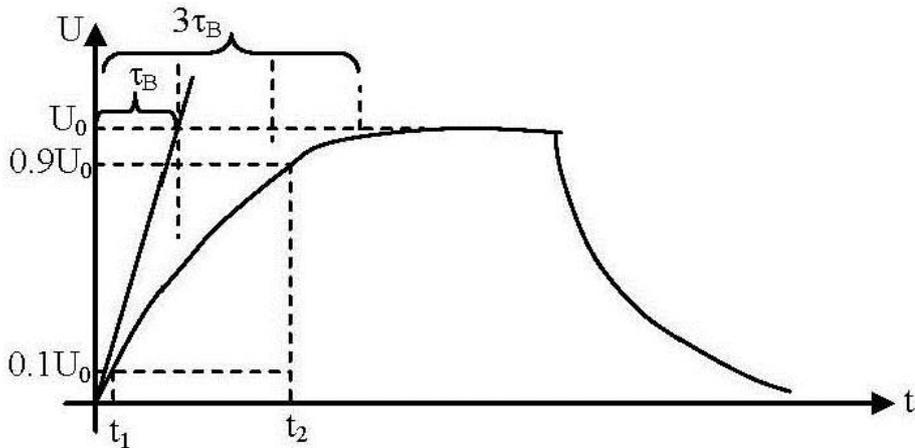


Рис. 2.10. Определение времени нарастания фронта импульса по осциллограмме выходного напряжения

Переходный процесс заканчивается приблизительно за время $t = 3\tau_B$. Действительно, $e^{-3} \approx 0,05$ и $U(3\tau_B) \approx U_0$. Длительность фронта (время нарастания фронта) определяется как $t_\phi = t_2 - t_1$, т. е. временем изменения напряжения от $0,1U_0$ до $0,9U_0$. Для нашего случая

$$t_1 = \tau_B \ln \frac{U_0}{U_0 - 0,1U_0} = \tau_B \ln \frac{10}{9}, \quad t_2 = \tau_B \ln \frac{U_0}{U_0 - 0,9U_0} = \tau_B \ln 10.$$

Найдем время нарастания фронта импульса:

$$t_\phi = \tau_B \left(\ln 10 - \ln \frac{10}{9} \right) = \tau_B \ln 9 = 2,2\tau_B.$$

Итак,

$$t_\phi = t_n = 2,2\tau_B = 2,2 \frac{\tau'_\beta + \tau'_k}{1 + \beta_{oe}\gamma_\delta}.$$

При $R_K \parallel R_H \ll r_k^*$ получим: $\beta_{oe} = \beta$, $\tau'_\beta = \tau_\beta$, $\tau'_k = 0$. Тогда

$$t_n = 2,2 \frac{\tau_\beta}{1 + \beta\gamma_\delta}.$$

В этом случае получается минимальное время нарастания фронта импульса. Выражение времени нарастания можно связать с верхней граничной частотой:

$$t_n = 2,2\tau_B = 2,2\frac{1}{\omega_B}; \quad t_n\omega_B = 2,2; \quad 2\pi f_B \cdot t_n = 2,2; \quad f_B t_n \cong 0,35.$$

Этим соотношением можно пользоваться, если требуется найти f_B или t_n . Например, по осциллограмме прямоугольного импульса найти время нарастания и вычислить верхнюю граничную частоту, не снимая АЧХ.

В области высших частот следует учитывать частотную зависимость входного сопротивления, формулу которого можно получить из (2.4), если заменить β_0 на $\beta_{oe}(j\omega)$:

$$\beta_{oe}(j\omega) = \frac{\beta_{oe}}{1 + j\omega / \omega_{oe}}; \quad \dot{Z}_{ex} = Z(j\omega) = (r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}) \left(1 + \frac{\beta_{oe} \gamma_{\bar{o}}}{1 + j\omega / \omega_{oe}} \right),$$

где

$$\omega_{oe} = \frac{1}{\tau_{oe}}; \quad \tau_{oe} = \beta_{oe} [\tau_{\alpha} + C_{\kappa} (R_{\kappa} // R_H)]$$

Из формулы видно, что, чем больше внутренняя обратная связь (отрицательная) по току, тем больше входное сопротивление. С ростом частоты модуль входного сопротивления уменьшается и стремится к минимальному значению $|Z_{ex, \min}| = r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}$. Из формулы \dot{Z}_{ex} можно получить АЧХ и ФЧХ входного сопротивления.

В усилителях, работающих со сложными сигналами, составляющие сигнала (гармоники) больше верхней граничной частоты будут усиливаться с амплитудными и фазовыми искажениями. Количественно это характеризуют коэффициентом частотных искажений:

$$M_B = \frac{K_{U0}}{|\dot{K}_U|} = 20 \ln \left(\frac{K_{U0}}{|\dot{K}_U|} \right) = \frac{K_{U0}}{\frac{K_{U0}}{\sqrt{1 + (f/f_B)^2}}} = \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_B} \right)^2}.$$

2.7. Добротность каскада

В усилительной технике применяется понятие «**площадь усиления**», или, по-иному, **добротность** каскада. По определению добротность — это:

$$D = K_{U0} \cdot f_B \quad \text{или} \quad D = \frac{K_{U0}}{t_n}.$$

Первая формула используется в усилителях переменного тока, а вторая — в импульсных. По своей физической сути добротность характеризует предельные возможности усиления каскада. Явный вид второй формулы при условии $\gamma_{\beta}\beta_{oe} \gg 1$, при подстановке коэффициента передачи по напряжению в области средних частот и времени нарастания фронта импульса будет:

$$D = 0,45 \frac{\beta_{oe}}{\tau_{\beta}' + \tau_{\kappa}'} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}}.$$

Рассмотрим частные случаи. При $R_K \parallel R_H \ll r_{\kappa}^*$, то есть $\gamma_{\kappa}^* = 1$, $\beta_{oe} = \beta$, $\tau_{\beta}' = \tau_{\beta}$ и $\tau_{\kappa}' \ll \tau_{\beta}$ получим:

$$D \cong \frac{0,45}{\tau_{\alpha}} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}}.$$

При $R_K \parallel R_H \gg r_{\kappa}^*$ получим $\gamma_{\kappa}^* = 0$, $\tau_{\beta}' = 0$,

$$\tau_{\kappa}' = C_{\kappa}^* (R_K \parallel R_H \parallel r_{\kappa}^*) = \tau_{\kappa} (1 - \gamma_{\kappa}^*) = \tau_{\kappa} = C_{\kappa} r_{\kappa}.$$

Применим также $C_{\kappa}^* = C_{\kappa} (1 + \beta) \approx C_{\kappa} \beta$. Тогда:

$$\begin{aligned} D &= 0,45 \frac{\beta_{oe}}{\tau_{\beta}' + \tau_{\kappa}'} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}} = 0,45 \frac{\beta \cdot \gamma_{\kappa}^*}{\tau_{\kappa}'} \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}} = \\ &= 0,45 \frac{\beta \cdot r_{\kappa}^* R_K \parallel R_H}{(r_{\kappa}^* + R_K \parallel R_H) C_{\kappa}^* \cdot r_{\kappa}^* (R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}})} = 0,45 \frac{\beta}{R_K \parallel R_H} \frac{R_K \parallel R_H}{C_{\kappa}^* (R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}})} = \\ &= \frac{0,45 \beta}{C_{\kappa} \beta (R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}})} = \frac{0,45}{C_{\kappa} (R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}})} \end{aligned}$$

Для идеального генератора $R_{\Gamma} = 0$ получим добротность транзистора:

$$D_0 = \frac{0,45}{C_{\kappa} (r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}})}.$$

Обычно $r_{\bar{o}} \gg r_{\bar{e}}$. Тогда $D_0 \approx 0,45 / (C_{\kappa} r_{\bar{o}})$. Выражение в знаменателе — постоянная времени цепи обратной связи транзистора (дается в справочниках по транзисторам).

Для промежуточного каскада, когда $R_{\Gamma} = R_{\text{блх}} = R_K$ при $R_H = \infty$

$$D \approx \frac{0,45}{\tau_{\alpha} + C_{\kappa} R_K} \frac{R_K}{R_K + r_{\bar{o}} + r_{\bar{e}}}$$

Максимум этой функции будет при

$$R_K = R_{Комм} = \sqrt{\frac{\tau_\alpha}{C_k} (r_\delta + r_\varepsilon)},$$

и он равен:

$$D_{\max} \cong \frac{0,45}{C_k (r_\delta + r_\varepsilon)} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\tau_\alpha}{C_k (r_\delta + r_\varepsilon)}}}.$$

Значение $R_{Комм}$ рекомендуют рассчитывать в многокаскадных усилителях.

Существует также ряд схемных решений, позволяющих увеличить площадь усиления каскада как за счет подъема коэффициента усиления по напряжению в области высших, так и в области низших частот. Например, емкостная (RC) коллекторная низкочастотная коррекция, высокочастотная емкостная эмиттерная коррекция и т. д. Со всеми этими вопросами можно подробнее ознакомиться в литературе по широкополосным усилителям.

Вопросы и задания для самопроверки к главе II

1. Почему многокаскадный усилитель с разделительными конденсаторами называется каскадом с RC -связями?
2. В чем состоит подход к рассмотрению многокаскадных усилителей?
3. Что вы можете сказать о точности определения усилительных параметров каскада на биполярном транзисторе в схеме с общим эмиттером (ОЭ)?
4. Выведите R_{ex} , $R_{вых}$, K_u , K_i , K_p для области средних частот.
5. Определите возможные значения K_u , если каскад работает от аналогичного, на аналогичный, являясь промежуточным.
6. Охарактеризуйте частотные свойства каскада. Что влияет на K_u в области низших, а что в области высших частот?
7. Как влияет каскад на передачу импульсных сигналов?
8. Какой смысл вложен в термин «площадь усиления»?
9. Как влияют нагрузка и генератор на добротность каскада?
10. Получите выражение для $R_{вых}$ с учетом дифференциального сопротивления коллекторного перехода.
11. Выведите параметры усилительного каскада для области средних частот с учетом внутренней обратной связи по току.
12. Как влияет внутренняя обратная связь транзистора по напряжению на усилительные параметры каскада?
13. Напишите формулы усилительных параметров каскада, как это принято в теории цепей.

Глава III. ДРУГИЕ ОДНОТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ С RC-СВЯЗЯМИ

3.1. Эмиттерный повторитель

Схема простого эмиттерного повторителя (ЭП) показана на рис. 3.1а. Название объясняется тем, что выходное напряжение практически совпадает с входным по величине и отсутствует фазовый сдвиг (инверсия фазы). Эквивалентная схема для области средних частот представлена на рис. 3.1б. Считаем, что нагрузка чисто активная. Резистор $R_Э$ выполняет роль нагрузки на постоянном токе. Базовый ток задается делителем на резисторах R_1 и R_2 . Иногда резистор R_2 в схему не ставят вообще с целью повышения входного сопротивления. Поскольку резистор в цепи коллектора отсутствует, напряжение источника питания делится между транзистором и $R_Э$, резистор может быть выбран достаточно большим. Следовательно, может быть получена высокая температурная стабильность каскада ($S = 4...5$). Расчет каскада на постоянном токе аналогичен расчету схемы с общим эмиттером. Базовый делитель задается из условия: $R_B = R_1 // R_2 \gg R_{ex}$. По этой причине он отсутствует в эквивалентной схеме. Направление токов соответствует транзистору $n-p-n$. Определим основные усилительные параметры.

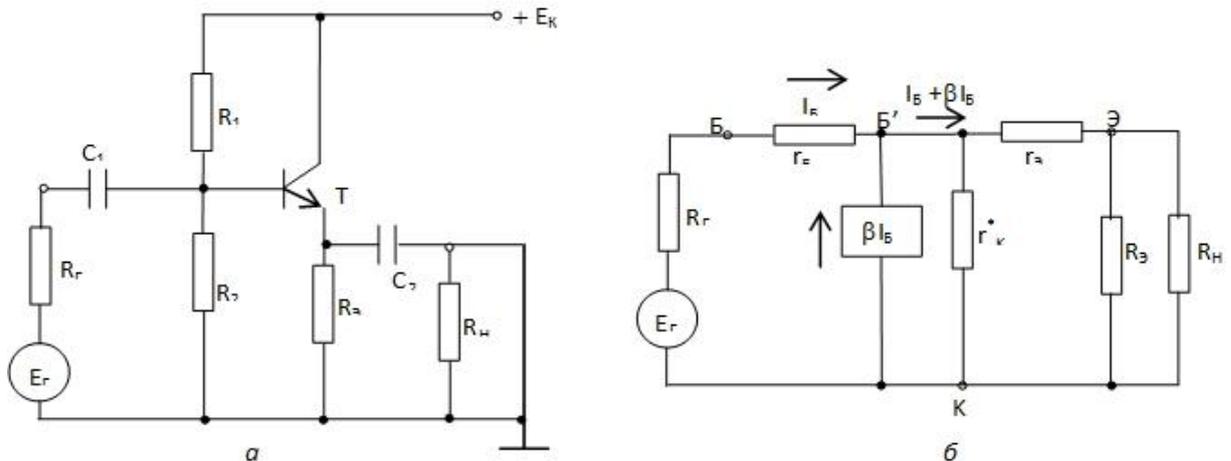


Рис. 3.1. Эмиттерный повторитель (а) и его эквивалентная схема для области средних частот (б)

Входное сопротивление $R_{\text{вх}} = U_{\text{вх}} / I_{\text{вх}}$. Входное напряжение приложено к резистору $r_{\text{б}}$ и цепи $r_{\text{к}}^* \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})$. По первому резистору течет ток $I_{\text{Б}}$, по второму $I_{\text{Б}} + \beta I_{\text{Б}}$. Тогда $U_{\text{вх}} = I_{\text{Б}} r_{\text{б}} + (1 + \beta) I_{\text{Б}} [r_{\text{к}}^* \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})]$. Так как $I_{\text{вх}} = I_{\text{Б}}$, то

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta) [r_{\text{к}}^* \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})], \quad (3.1)$$

Для оптимального режима работы транзистора (не микрорежим) $r_{\text{э}} \ll R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}}$ и

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta) (r_{\text{к}}^* \parallel R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}}),$$

или приближенно:

$$R_{\text{вх}} \approx (1 + \beta) (r_{\text{к}}^* \parallel R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}}).$$

Максимум будет при условии холостого хода на выходе ($R_{\text{H}} = \infty$) и $r_{\text{к}}^* \ll R_{\text{э}}$, т. е. $R_{\text{вх}} = (1 + \beta) r_{\text{к}}^* = r$. Таким образом, входное сопротивление повторителя не может быть больше дифференциального сопротивления коллекторного перехода транзистора в схеме с общей базой. При работе в микрорежиме пренебрегать дифференциальным сопротивлением эмиттерного перехода нельзя. Для малых значений $R_{\text{э}}$, когда $r_{\text{к}}^* \gg R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}}$, $R_{\text{вх}} = (1 + \beta) (R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})$. В самом общем случае $R_{\text{вх общ}} = R_{\text{Б}} \parallel R_{\text{вх}}$.

Коэффициент передачи по напряжению равен $K_U = U_{\text{вых}} / E_{\text{Г}}$. Из эквивалентной схемы $U_{\text{вых}} = (1 + \beta) I_{\text{Б}} [r_{\text{к}}^* \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})]$. Найдем ток базы. На переменном токе по эквивалентной схеме сопротивление генератора включено последовательно с входным сопротивлением каскада. По Кирхгофу, $E_{\text{Г}} = I_{\text{Б}} R_{\text{Г}} + I_{\text{Б}} R_{\text{вх}}$, откуда $I_{\text{Б}} = E_{\text{Г}} / (R_{\text{Г}} + R_{\text{вх}})$. Подставим ток базы в $U_{\text{вых}}$, разделим на $E_{\text{Г}}$ и получим коэффициент передачи:

$$K_U = \frac{(1 + \beta) [r_{\text{к}}^* \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})]}{R_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + (1 + \beta) [r_{\text{к}}^* \parallel (r_{\text{э}} + R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})]}. \quad (3.2)$$

В обычных условиях (не микрорежим) $r_{\text{э}} \ll R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}}$ и

$$K_U = \frac{(1 + \beta) (r_{\text{к}}^* \parallel R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})}{R_{\text{Г}} + r_{\text{б}} + (1 + \beta) (r_{\text{к}}^* \parallel R_{\text{э}} \parallel R_{\text{H}})}.$$

Из выражений следует, что K_U зависит от R_Γ и суммарной нагрузки $R_\mathcal{O} \parallel R_H$, а по величине он меньше единицы. Максимум получается в режиме холостого хода на выходе ($R_\mathcal{O} \parallel R_H \rightarrow \infty$) и при идеальном генераторе ($R_\Gamma = 0$):

$$K_U = \frac{(1 + \beta)r_k^*}{r_o + (1 + \beta)r_k^*} = \frac{r_k}{r_o + r_k}.$$

Получили, что коэффициент передачи каскада равен коэффициенту передачи транзистора по напряжению.

В другом частном случае, когда $r_k^* \gg R_\mathcal{O} \parallel R_H$ получим (без расшифровки входного) сопротивления:

$$K_U = \frac{(1 + \beta)(R_\mathcal{O} \parallel R_H)}{R_\Gamma + R_{ex}}.$$

Коэффициент передачи по току равен $K_I = I_H / I_\Gamma$. Так как мы рассматриваем передачу тока, то воспользуемся эквивалентной схемой рис. 3.2., где для простоты пренебрегли сопротивлением эмиттерного перехода.

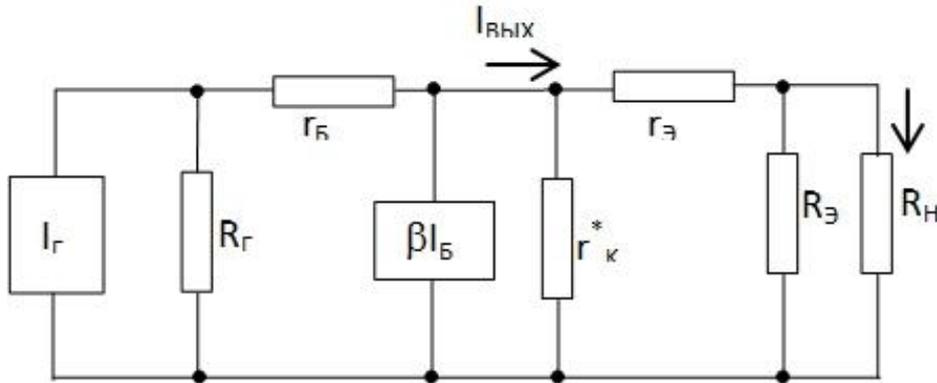


Рис. 3.2. Эквивалентная схема повторителя для определения коэффициента передачи по току

Обозначим $r_k^* \parallel R_\mathcal{O} = R$. Тогда $I_{\text{вых}} = I_R + I_H$, $U_{R_H} = U_R$, $I_H R_H = I_R (R_\mathcal{O} \parallel r_k^*)$. Подставим в последнее $I_R = I_{\text{вых}} - I_H$, расшифруем R и найдем ток нагрузки

$$I_H = I_{\text{вых}} \frac{R_\mathcal{O} \parallel r_k^*}{R_H + R_\mathcal{O} \parallel r_k^*}.$$

Так как выходной ток это ток эмиттера, а $I_\mathcal{O} = (1 + \beta)I_B$, то

$$I_H = I_B (1 + \beta) \frac{R_{\text{э}} \parallel r_{\text{к}}^*}{R_H + R_{\text{э}} \parallel r_{\text{к}}^*}.$$

Воспользуемся выражением тока базы, полученным ранее $I_B = I_{\Gamma} R_{\Gamma} / (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})$. Подставим его в ток нагрузки и, поделив на ток генератора, получим:

$$K_I = (1 + \beta) \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} \frac{R_{\text{э}} \parallel r_{\text{к}}^*}{R_H + R_{\text{э}} \parallel r_{\text{к}}^*}, \quad (3.3)$$

Если $\beta \gg 1$, то коэффициент передачи $K_I > 0$.

Максимум будет, если генератор тока идеальный $R_{\Gamma} = \infty$ и в режиме короткого замыкания на выходе ($R_H = 0$): $K_{I_{\text{макс}}} \cong \beta + 1$.

Таким образом, эмиттерный повторитель может использоваться как усилитель тока или как усилитель мощности.

Выходное сопротивление найдем в несколько этапов. Сначала найдем сопротивление в точке B' (рис. 3.3).

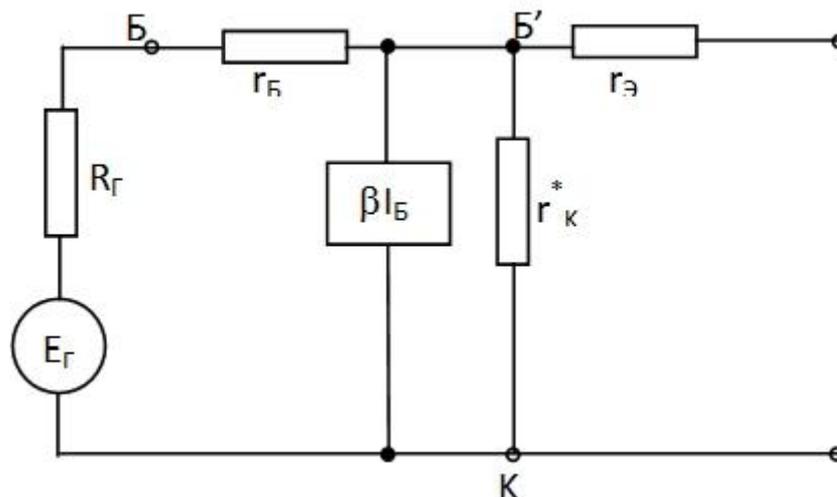


Рис. 3.3. Эквивалентная схема повторителя для определения выходного сопротивления

На переменном токе генератор ЭДС подключен к каскаду через разделительный конденсатор, а выходное сопротивление определяется в режиме холостого хода на входе. Для запуска схемы приложим к участку $B' - K$ вспомогательное напряжение U . При этом потечет ток

$$I = I_1 + I_2 + I_3; \quad I_1 = I_B = \frac{U}{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}; \quad I_2 = \beta I_B = \frac{\beta U}{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}; \quad I_3 = \frac{U}{r_{\text{к}}^*}.$$

Выходное сопротивление в точке Э будет равно:

$$R'_{\text{вых}} = r_{\text{Э}} + \frac{U}{I} = r_{\text{Э}} + \frac{U}{U \left(\frac{1}{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}} + \frac{\beta}{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}} + \frac{1}{r_{\text{к}}^*} \right)} =$$

$$= r_{\text{Э}} + \frac{1}{\frac{1 + \beta}{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}} + \frac{1}{r_{\text{к}}^*}} = r_{\text{Э}} + \left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta} \parallel r_{\text{к}}^* \right)$$

Подключим параллельно $R'_{\text{вых}}$ резистор $R_{\text{Э}}$. Получим $R_{\text{вых}} = R'_{\text{вых}} \parallel R_{\text{Э}}$. Подставим $R'_{\text{вых}}$.

$$R_{\text{вых}} = \left[r_{\text{Э}} + \left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta} \parallel r_{\text{к}}^* \right) \right] \parallel R_{\text{Э}}$$

Так как $\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta} \ll r_{\text{к}}^*$, то

$$R_{\text{вых}} \cong \left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta} + r_{\text{Э}} \right) \parallel R_{\text{Э}}$$

Поскольку $\left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta} + r_{\text{Э}} \right) \ll R_{\text{Э}}$, то окончательно имеем

$$R_{\text{вых}} = r_{\text{Э}} + \frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1 + \beta}$$

Выходное сопротивление зависит от сопротивления источника сигнала и растет с увеличением R_{Γ} .

Минимальное сопротивление получается при $R_{\Gamma} = 0$:

$$R_{\text{выхмин}} = \frac{r_{\text{б}}}{1 + \beta}$$

Выходное сопротивление повторителя обычно лежит в пределах от долей и единиц до одной — двух сотен Ом.

Динамический диапазон входных сигналов у эмиттерного повторителя самый большой из всех усилительных каскадов. Объясняется это тем, что потенциал эмиттера из-за того, что $R_{\text{Э}}$ значительно превышает сопротивление участка «база — эмиттер», практически повторяет потенциал базы, т. е. входной сигнал. Принято считать, что верхний предел равен условно $E_{\text{к}} - 1$ В. Нижний предел определяется условием $r_{\text{Э}} \ll R_{\text{Э}} \parallel R_{\text{н}}$.

Сопrotивление эмиттерного перехода и нагрузочные резисторы образуют резистивный делитель напряжения, коэффициент передачи которого при невыполнении условия становится существенно меньше единицы.

Частотные и временные свойства повторителя в области больших времен и низших частот не отличаются от других усилительных каскадов. Можно воспользоваться формулами схемы с общим эмиттером, подставив в них значения входного и выходного сопротивлений эмиттерного повторителя.

В области высших частот и малых времен повторитель существенно отличается от схемы с общим эмиттером. Основной параметр повторителя — входное сопротивление — зависит от частоты. Комплексный входной импеданс записывается так [1]:

$$Z_{ex}(j\omega) = \frac{R_{ex}}{1 + j\omega / \omega_B}, \quad \text{где } \omega_B = (\tau'_\beta + \tau'_k + \tau'_{HЭ})^{-1}, \quad \tau'_\beta = \gamma_k^* \tau_\beta,$$

$$\tau'_k = (1 - \gamma_k^*) \tau_k = (1 - \gamma_k^*) C_k^* r_k^* = (1 - \gamma_k^*) C_k r_k, \quad \tau'_{HЭ} = \tau_{HЭ} \gamma_k^*,$$

$$\tau_{HЭ} = C_H (R_\mathcal{E} \parallel R_H), \quad \gamma_k^* = \frac{r_k^*}{r_k^* + R_\mathcal{E} \parallel R_H}.$$

Эмиттерные повторители могут применяться как согласующие каскады (малое выходное и большое входное сопротивления) или как усилители мощности.

3.2. Каскад с эмиттерным входом

На рис. 3.4а показана принципиальная, а на рис. 3.4б эквивалентная схема для области средних частот. Как видно, транзистор включен по схеме с общей базой. На эквивалентной схеме отсутствует резистор $R_\mathcal{E}$. По аналогии с R_B в схеме с общим эмиттером он выбирается из условия $R_\mathcal{E} \gg R_{ex}$ и не влияет на работу каскада на переменном токе. По схеме $r_\delta \parallel (r_k + R_K \parallel R_H)$, а при параллельном соединении общее сопротивление определяет меньшее, т. е. сопротивление базы транзистора. Входная цепь будет состоять, таким образом из резисторов $R_\Gamma, r_\mathcal{E}, r_\delta$. Найдем входное сопротивление. $R_{ex} = U_{ex} / I_{ex}$, $I_{ex} = I_\mathcal{E}$, $U_{ex} = I_\mathcal{E} r_\mathcal{E} + I_B r_\delta$. Вспомним, что $I_B = (1 - \alpha) I_\mathcal{E}$. Тогда

$$R_{ex} = r_\mathcal{E} + (1 - \alpha) r_\delta.$$

Из формулы следует, что входное сопротивление каскада мало.

Вывод формулы входного сопротивления можно было бы не проводить, т. к. структурное подобие схем ОЭ и ОБ позволяет во всех выражениях схемы с общим эмиттером просто провести замену:

$$\beta \rightarrow -\alpha, \quad r_{\text{Э}} \rightarrow r_{\text{б}}, \quad r_{\text{б}} \rightarrow r_{\text{Э}}, \quad r_{\text{к}}^* \rightarrow r_{\text{к}}$$

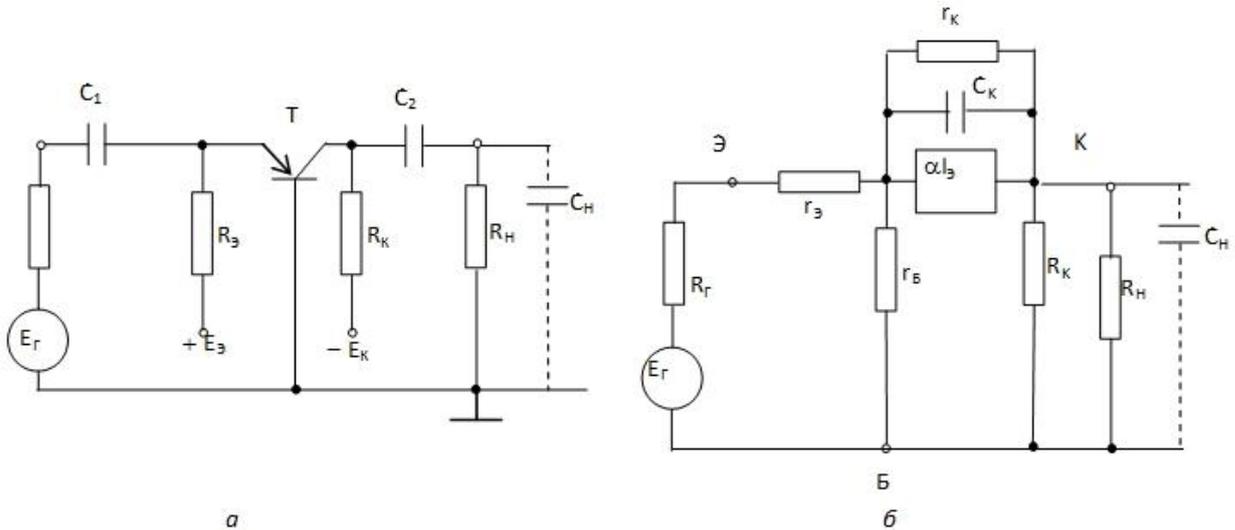


Рис. 3.4. Каскад с эмиттерным входом (а) и его эквивалентная схема для области средних частот (б)

Коэффициенты передачи по напряжению и току в схемах ОЭ и ОБ:

$$K_{U\text{ОЭ}} = -\beta \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{вхОЭ}}}, \quad K_{U\text{ОБ}} = \alpha \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{вхОБ}}}$$

$$K_{I\text{ОЭ}} = -\beta \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{вхОЭ}}} \cdot \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}, \quad K_{I\text{ОБ}} = \alpha \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{вхОБ}}} \cdot \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}$$

В обеих схемах $R_{\text{вх}} = R_{\text{К}}$.

Из формулы коэффициента передачи тока схемы ОБ следует, что $K_I < 1$, а многокаскадные усилители вообще не имеют смысла. Действительно, пусть $R_{\text{Н}} = \infty$, что является лучшим случаем для передачи напряжения. Пусть генератором для него является такой же каскад, т. е. $R_{\text{Г}} = R_{\text{вх}} = R_{\text{К}}$. Тогда

$$K_U = \alpha \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{вхОБ}}} = \alpha \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{вхОБ}}} < 1.$$

В схеме ОБ как и в схеме ОЭ существует внутренняя обратная связь (ОС) по току. Поэтому есть и вторая форма записи ос-

новых усилительных параметров каскада — с учетом внутренней обратной связи. Однако в отличие от схемы ОЭ ОС будет не отрицательной, а положительной. В схеме ОЭ

$$R_{ex} = (r_{\delta} + r_{\varepsilon})(1 + \beta\gamma_{\delta 0})$$

В схеме ОБ

$$R_{ex} = (r_{\delta} + r_{\varepsilon})(1 - \alpha\gamma_{\varepsilon 0}), \quad \gamma_{\varepsilon} = \frac{r_{\delta}}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\varepsilon}},$$

а если $R_{\Gamma} = 0$, то $\gamma_{\varepsilon 0} = r_{\delta} / (r_{\delta} + r_{\varepsilon})$. Чем больше $\gamma_{\delta 0}$, тем больше $R_{exOЭ}$ (ОС отрицательная). Чем больше $\gamma_{\varepsilon 0}$, тем меньше $R_{exOБ}$ (ОС положительная). В схемах ОЭ и ОБ:

$$K_{UOЭ} = -\frac{\beta}{1 + \beta\gamma_{\delta}} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\varepsilon}}, \quad K_{UOБ} = \frac{\alpha}{1 - \alpha\gamma_{\varepsilon}} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\varepsilon}}.$$

С ростом обратной связи в схеме ОЭ K_U уменьшается, а в схеме ОБ растет. В схеме ОЭ

$$K_I = -\frac{\beta}{1 + \beta\gamma_{\delta}} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\varepsilon}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H},$$

в схеме ОБ

$$K_I = \frac{\alpha}{1 - \alpha\gamma_{\varepsilon}} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\varepsilon}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

Точное значение выходного сопротивления с учетом обратной связи в схемах ОЭ и ОБ:

$$R_{выхOЭ} = R_K \parallel [r_k^* (1 + \beta\gamma_{\delta})], \quad R_{выхOБ} = R_K \parallel [r_k (1 - \alpha\gamma_{\varepsilon})]$$

В области больших времен и низших частот различия в схемах ОБ и ОЭ практически нет. В области малых времен и высших частот схема ОБ имеет лучшие характеристики. Действительно,

$$\varpi_{BOЭ} = \frac{1 + \beta_{oe}\gamma_{\delta}}{\tau_{\beta}' + \tau_k'}.$$

Вспомним, что

$$\beta_{oe} = \beta\gamma_k^* = \beta \frac{r_k^*}{r_k^* + R_K \parallel R_H}.$$

Заменим r_k^* на r_k , а β на α . Получим

$$\alpha_{oe} = \alpha\gamma_k = \alpha \frac{r_k}{r_k + R_K \parallel R_H}.$$

Так как $r_k \gg R_K \parallel R_H$, то $\gamma_k = 1$, а $\alpha_{oe} = \alpha$. Вернемся к верхней граничной частоте и проведем замену, чтобы перейти к схеме ОБ. Получим

$$\omega_{\text{ВОб}} = \frac{1 - \alpha \gamma_{\text{Э}}}{\tau_{\alpha} + \tau_k}, \text{ где } \tau_k \approx C_K (R_K \parallel R_H), \tau_{\alpha} = \tau_{\alpha}.$$

Время нарастания фронта импульса $t_n = 2,2\tau_B = 2,2 / \omega_B$.

АЧХ, ФЧХ и переходная характеристика записываются по общим формулам усилительных каскадов. Следует только отметить, что схема ОБ имеет существенную особенность, состоящую в том, что входное сопротивление имеет не емкостной, как в схемах ОЭ и ОК, а индуктивный характер. Действительно, с ростом частоты коэффициент передачи α уменьшается, а входное сопротивление растет.

3.3. Фазоинверсный каскад

Фазоинверсный каскад предназначен для получения сразу двух выходных сигналов, имеющих сдвиг по фазе в 180° . Принципиальная схема каскада показана на рис. 3.5. По выходу 1 транзистор работает по схеме с общим эмиттером и дает фазовый сдвиг на π . По выходу 2 имеем эмиттерный повторитель, не дающий фазового сдвига.

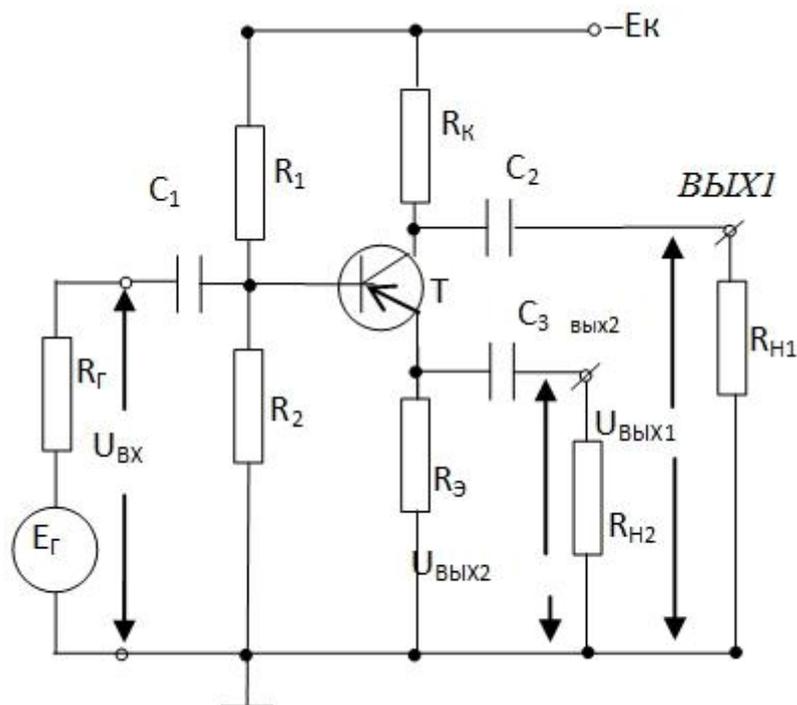


Рис. 3.5 Фазоинверсный каскад

Рассмотрим основные усилительные параметры. $R_{\text{ex.общ}} = R_1 // R_2 // R_{\text{ex}}$; $R_{\text{ex}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + R_{\text{э}} // R_{\text{H2}})$. Обычно $r_{\text{э}} \ll R_{\text{э}} // R_{\text{H2}}$ и тогда

$$R_{\text{ex.общ}} = R_1 // R_2 // [r_{\text{б}} + (1 + \beta)(R_{\text{э}} // R_{\text{H2}})]$$

$$K_{U1} = -\beta \frac{R_{\text{к}} // R_{\text{H1}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ex}}}, \quad K_{U2} \cong \frac{(1 + \beta)R_{\text{э}} // R_{\text{H2}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{ex}}}$$

Здесь имеется в виду, что $r_{\text{к}}^* \gg R_{\text{э}} // R_{\text{H}}$. При $\beta(R_{\text{к}} // R_{\text{H1}}) = (1 + \beta)(R_{\text{э}} // R_{\text{H2}})$ получим $K_{U1} = K_{U2}$. Так как во входное сопротивление входит $(1 + \beta)(R_{\text{э}} // R_{\text{H2}})$, то $K_{U1} = K_{U2} < 1$. Таким образом, выбрав $R_{\text{к}} = R_{\text{э}}$ и $R_{\text{H1}} = R_{\text{H2}}$, при $\beta \gg 1$ получим $K_{U1} = K_{U2}$.

3.4. Усилители на полевых транзисторах

Существуют 3 усилительные схемы на транзисторах — с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС), общим затвором (ОЗ).

Последняя схема из-за низкого входного сопротивления применяется редко.

3.4.1. Усилительный каскад ОИ

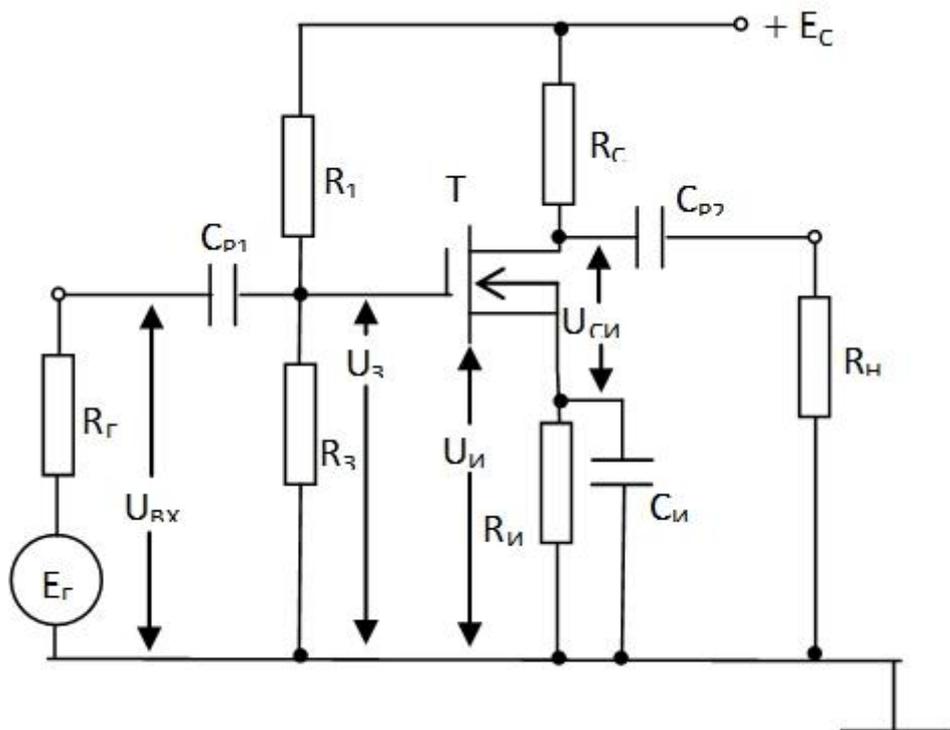


Рис. 3.6. Усилительный каскад на униполярном транзисторе по схеме с общим истоком

Каскад построен на транзисторе МДП с встроенным каналом n-типа.

Транзистор может работать в режиме обогащения и обеднения канала, т. е. на затвор может подаваться даже без R_I двухполярное напряжение. По этой же причине под $U_{зи}$ на всех ВАХ понимаются как положительные, так и отрицательные значения $U_{зи}$, а также и нулевое.

Элементы R_3 , R_I и R_u предназначены для задания рабочей точки. Резистор R_u служит для стабилизации режима каскада (обратная связь на постоянном токе) аналогично каскаду ОЭ (термостабилизация и уменьшение влияния разброса параметров транзисторов). C_u шунтирует R_u на переменном токе.

Обеспечение режима работы как и у биполярного транзистора. Учет $P_{с\max}$, $U_{си\max}$ и $I_{с\max}$.

Нагрузочная прямая на постоянном токе строится по точкам с координатами $I_c=0, U_{си}=E_c$; $U_{си}=0, I_c=E_c/(R_c+R_u)$.

Динамическая прямая мало отличается от статической $R_{н\sim} = R_c \parallel R_u$, а т. к. нагрузкой обычно является каскад на МОП, имеющий большее входное сопротивление, то $R_{н\sim} \approx R_c$.

Наименьшая ошибка такого приближения получается в режиме усиления малых сигналов.

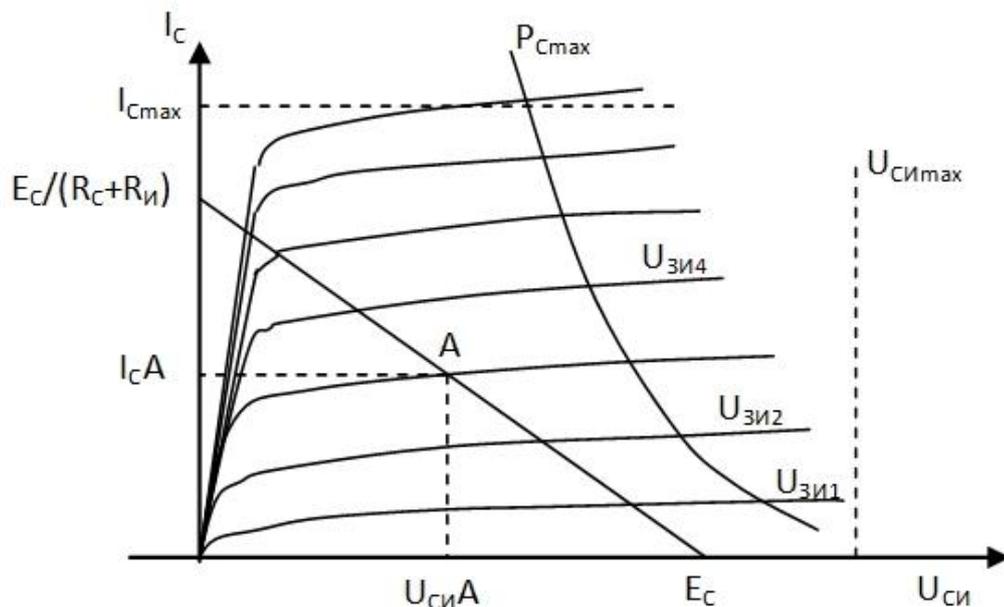


Рис. 3.7. Выходные ВАХ униполярного транзистора со статической нагрузочной прямой и заданной рабочей точкой (т. А)

Если каскад работает в режиме усиления малых сигналов, то возможно задание рабочей точки при $U_{zu} < 0$, и поэтому резистор R_1 вообще можно не ставить, т. к. необходимое напряжение по величине и знаку получается за счет тока истока через R_u .

Условие выбора сопротивления в цепи истока $R_u = U_{zuA} / I_{cA}$.

Резистор в цепи затвора R_3 соединяет затвор общим проводом и на постоянном токе создает напряжение на истоке относительно затвора.

Однако R_3 не любое, а выбирается много меньше R_{ex} . Причины такого выбора: 1) уменьшается температурная нестабильность, 2) уменьшается влияние разброса параметров транзистора на входное сопротивление каскада (т. е. разные входные сопротивления транзистора шунтируются более точным резистором R_3).

Обычно R_3 равен 1–2 МОм.

Если необходим каскад с повышенной термостабильностью, то R_n берут больше U_{zuA} / I_{cA} и, следовательно, обязательно повышают потенциал затвора путем включения в схему R_1 .

Условия выбора R_1 :

$$U_{zuA} = -U_{uA} + U_3 = -I_{cA} R_u + E_c \frac{R_3}{R_3 + R_1}.$$

(Здесь $U_{uA} = -I_{uA} R_u$, но т. к. $I_3 = 0$, то $I_u = I_c$), откуда

$$R_1 = \frac{E_c R_3}{U_{uA} + U_{zuA}} - R_3,$$

U_{zuA} выбираем из ВАХ (вольтамперных характеристик) транзистора.

В формуле неизвестно U_{uA} , и его определяют из условия:

$$E_c = U_{cuA} + U_{uA} + I_{cA} R_c.$$

Значение R_c выбирают так: $R_c = 0,05 \div 0,15 r_c$. Он влияет на частотные свойства в области высших частот.

Аналогично каскаду ОЭ R_u увеличивает стабильность, но и требует увеличения напряжения питания. Поэтому обычно величину R_u выбирают исходя из обеспечения $U_{uA} = 0,1 \dots 0,3 E_c$. Тогда вся остальная цепь от истока до E_c будет соответствовать $0,9 \dots 0,7 E_c$, или

$$E_c = \frac{U_{cuA} + I_{cA} R_c}{0,9 \div 0,7}.$$

Если $U_{зад} > 0$, то рабочая точка при наличии R_u задается делителем напряжения $R_1 R_3$. Такое задание обязательно для транзисторов с индуцированным каналом.

Для p -канала формулы остаются такими же с той лишь разницей, что знак U_3 будет другим.

Рассмотрим усилительные параметры.

Считаем, что C_p не влияет на работу (область средних частот).

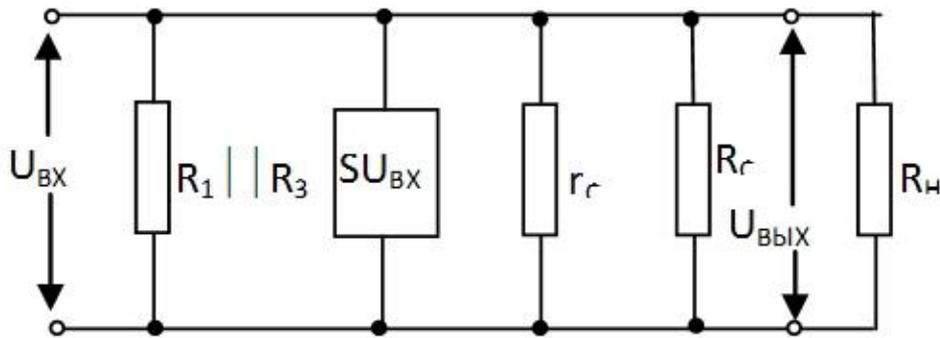


Рис. 3.8. Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе для области средних частот

Обозначим $R_c \parallel R_n = R_{н\sim}$

Обычно $R_r \ll R_{ex}$ и следовательно $U_{ex} = E_r$.

Емкости C_p и C_u велики и сопротивления по переменному току их малы.

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{ex}} = \frac{SU_{ex}(r_c \parallel R_{н\sim})}{U_{ex}} = S \frac{r_c R_{н\sim}}{r_c + R_{н\sim}}.$$

$Sr_c = \mu$ — статический коэффициент усиления транзистора по напряжению.

$$K_u = \frac{\mu R_{н\sim}}{r_c + R_{н\sim}}.$$

Если нагрузка аналогичный каскад, то

$$R_{н\sim} = R_c \parallel R_{ex} \approx R_c,$$

т. к. R_{ex} велико.

С другой стороны $R_c \ll r_c$ и тогда

$$K_u = \mu S(r_c \parallel R_{н\sim}) = S(r_c \parallel R_c) = SR_c = K_u.$$

$R_{ex} = R_1 \parallel R_3 \parallel R_{exT}$. Здесь R_{exT} — входное сопротивление транзистора. Т. к. $R_{exT} = 10^9 \dots 10^{13}$ Ом, то $R_{ex} = R_1 \parallel R_3$, $R_{вых} = R_c \parallel r_c \approx R_c$.

3.4.2. Каскад с общим стоком

Каскад ОС называют также истоковым повторителем.

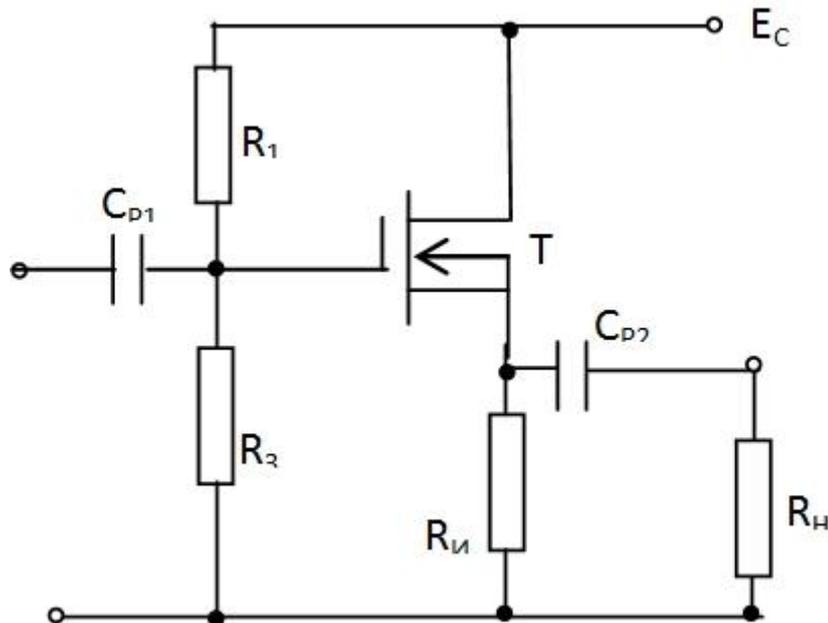


Рис. 3.9. Истоковый повторитель

По постоянному току аналогично с ОИ.

Нагрузка на постоянном токе R_u , на переменном токе

$$R_u \parallel R_H = R_{H\sim}.$$

$R_{ex} = R_1 \parallel R_3 \parallel R_{exT}$. R_{exT} — входное сопротивление транзистора.

$R_{exT} = 10^9 - 10^{13}$ Ом, следовательно

$$R_{ex} = R_1 \parallel R_3.$$

Коэффициент передачи по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{ex}}.$$

$$U_{вых} = I_{вых} r_c \parallel R_u \parallel R_H. I_{вых} = I_u = I_c, \text{ т. к. } I_3 = 0.$$

$$U_{вых} = I_c r_c \parallel R_u \parallel R_H = S U_{zu} r_c \parallel R_u \parallel R_H.$$

Входное напряжение

$$U_{ex} = U_{zu} + U_{вых} = [1 + S(r_c \parallel R_u \parallel R_H)] U_{zu}.$$

$$K_u = \frac{S \cdot R_u \parallel R_H \parallel r_c}{1 + S \cdot r_c \parallel R_u \parallel R_H} \approx \frac{S \cdot R_u \parallel R_H}{1 + S \cdot R_u \parallel R_H} < 1.$$

Здесь считаем, что $r_c \gg R_u \parallel R_H$.

Если нагрузкой является каскад на биполярном транзисторе, то $R_u \gg R_u$ и тогда

$$K_u = \frac{SR_u}{1 + SR_u}.$$

Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{вых}}}{I_{\text{вых}}}.$$

Из $K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$, $U_{\text{вых}} = K_u \cdot U_{\text{вх}}$; $R_{\text{вых}} = \frac{K_u U_{\text{вх}}}{I_{\text{вых}}} = \frac{K_u}{S}$, т. к. $\frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вых}}} = \frac{1}{S}$.

Подставим K_u :

$$K_u = \frac{SR_u}{(1 + SR_u)S} = \frac{R_u}{1 + SR_u}, \text{ т. к. обычно } SR_u \gg 1, \text{ то } R_{\text{вых}} = \frac{1}{S}.$$

Вопросы и задания для самопроверки к главе III

1. По аналогии с каскадом ОЭ проведите расчет эмиттерного повторителя (ЭП) на постоянном токе.
2. Для области средних частот выведите формулы основных усилительных параметров ЭП.
3. Что вы можете сказать о частотных свойствах повторителя?
4. Выведите формулы для задания рабочей точки транзистора в схеме усилителя с эмиттерным входом.
5. Нарисуйте эквивалентную схему усилительного каскада с эмиттерным входом и выведите формулы основных усилительных параметров.
6. Что вы можете сказать о внутренней обратной связи по току транзистора ОБ и ее влиянии на свойства каскада?
7. Как влияет дифференциальное сопротивление коллекторного перехода на усилительные параметры?
8. Сравните частотные свойства каскадов по схемам ОЭ, ОК, ОБ.
9. Нарисуйте принципиальную схему усилительного каскада на униполярном транзисторе с управляющим переходом и каналом *n*-типа при включении его по схеме с общим истоком (ОИ).
10. Получите формулы для расчета каскада (п. 9) на постоянном токе.
11. Нарисуйте принципиальную электрическую схему каскада с общим истоком. Рассчитайте ее на постоянном токе.
12. Построив эквивалентную схему истокового повторителя для области средних частот, выведите основные усилительные параметры.
13. Охарактеризуйте требования, предъявляемые к фазоинверсному каскаду.
14. Дайте сравнительную характеристику каскадов на униполярных и биполярных транзисторах.

ГЛАВА IV. ДВУХТРАНЗИСТОРНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

4.1. Составной транзистор

Простое включение транзистора по схеме ОЭ, ОБ или ОК не всегда удовлетворяет разработчиков аппаратуры по каким-либо параметрам. Поэтому стали соединять транзисторы между собой без дополнительных пассивных элементов (резисторов, реактивных элементов). Простейшие соединения — это включение двух транзисторов по одной схеме: ОК–ОК, ОЭ–ОЭ, ОБ–ОБ. Такие схемы называют составными транзисторами, или схемами Дарлингтона.

Последующие разработки — это соединение транзисторов по разным схемам: ОЭ–ОБ, ОЭ–ОК, ОБ–ОК, ОБ–ОЭ, ОК–ОЭ, ОК–ОБ. Такие схемы называются каскадами. Практикуют как последовательное, так и параллельное включение транзисторов в каскод относительно источника питания.

Часто в схемах используют параллельное включение двух и более транзисторов, или так называемый «параллельный» транзистор. Обычно «параллельный» транзистор используют для сложения выходной мощности.

В микроэлектронике получило широкое распространение соединение транзисторов с разной проводимостью. Их называют композитными транзисторами. Пример композитного транзистора:

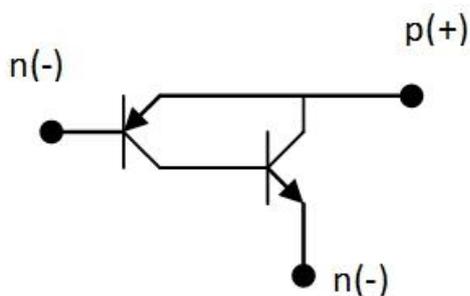


Рис. 4.1. Композитный транзистор

Мы рассмотрим схему Дарлингтона, составной транзистор по схеме ОЭ.

Пусть меняется ток базы $dI_{\bar{\delta}}$. Ясно, что $dI_{\bar{\delta}} = dI_{\delta 1}$. Изменение тока базы вызовет изменение тока I_{δ} , т. е. $dI_{\delta 1}$ причем $dI_{\delta 1} = dI_{\delta 2}$.

По закону Кирхгофа для транзистора $I_э = I_б + I_к$. Из формулы $I_к = \beta I_б + I_{к0}^* + U_к / r_к^*$, считая, что второй и третий члены малы, получим $I_к = \beta I_б$. Подставим в ток эмиттера

$$I_э = I_б + \beta I_б = I_б(1 + \beta).$$

Для нашего случая:

$$dI_{э1} = (1 + \beta_1) dI_{б1} = dI_{б2}$$

$$dI_к = dI_{к1} + dI_{к2} = \beta_1 dI_{б1} + \beta_2 dI_{б2} = \beta_1 dI_{б1} + \beta_2(1 + \beta_1) dI_{б1}$$

$$\frac{dI_к}{dI_{б1}} = \frac{dI_к}{dI_б} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2 = \beta_\Sigma \text{ или } \beta_\Sigma \cong \beta_1\beta_2.$$

Пример: $\beta_1 = \beta_2 = 50$ $\beta_\Sigma = 2500$.

Возвращаясь к схеме, видим, что $I_{э1} = I_{б1}$. Выходной ток одного транзистора является входным током другого, т. е. транзисторы работают в разных режимах. Второй транзистор должен быть более мощным, чем первый. Если же они одинаковы, то для нормальной работы второго транзистора необходимо, чтобы первый транзистор работал в микрорежиме.

Сопротивление базы составного транзистора можно считать равным $r_{б1}$, т. е.

$$r_{б_\Sigma} = r_{б1}$$

Сопротивление эмиттерного перехода $r_{э_\Sigma}$ найдем из выражения для

$$h_{11э} = \left. \frac{U_{бэ}}{I_б} \right|_{U_к=0}.$$

$h_{11э}$ — входное сопротивление при коротком замыкании на выходе. Из теории транзисторов $h_{11э} = r_б + r_э(1 + \beta)$. Отсюда, приписав знак Σ :

$$r_{э_\Sigma} = \frac{h_{11э} - r_{б_\Sigma}}{1 + \beta_\Sigma}$$

Остается определить h_{11} , для составного транзистора. Из эквивалентной схемы входное сопротивление h_{11} , при коротком замыкании найдем исходя из $U_{\bar{o}}$

$$U_{\bar{o}} = I_{\bar{o}} [r_{\bar{o}1} + (r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2})(1 + \beta_1) + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)(1 + \beta_1)],$$

$$I_{\bar{o}} = I_{\bar{o}2} = (1 + \beta_2)I_{\bar{o}2} = (1 + \beta_2)I_{\bar{o}1} = (1 + \beta_2)(1 + \beta_1)I_{\bar{o}1},$$

$$h_{11} = \frac{U_{\bar{o}}}{I_{\bar{o}}} = r_{\bar{o}1} + (r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2})(1 + \beta_1) + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)(1 + \beta_1),$$

$$r_{\bar{o}2} = \frac{(r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2})(1 + \beta_1) + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)(1 + \beta_1)}{1 + \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2} = \frac{(1 + \beta_1)[r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2} + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)]}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)},$$

$$1 + \beta_1 + \beta_2(1 + \beta_1) = (1 + \beta_1)(1 + \beta_2),$$

$$r_{\bar{o}2} = \frac{r_{\bar{o}1}}{1 + \beta_2} + \frac{r_{\bar{o}2}}{1 + \beta_2} + r_{\bar{o}2}.$$

Вспомним, что

$$r_{\bar{o}2} = \frac{\phi_{\Gamma}}{I_{\bar{o}2}} = \frac{\phi_{\Gamma}}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)I_{\bar{o}}},$$

$$\frac{r_{\bar{o}1}}{1 + \beta_2} = \frac{\phi_{\Gamma}}{I_{\bar{o}1}(1 + \beta_2)} = \frac{\phi_{\Gamma}}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)I_{\bar{o}}}$$

Мы видим, что первый и третий члены одинаковы и имеем право записать:

$$r_{\bar{o}2} = \frac{r_{\bar{o}2}}{1 + \beta_2} + 2r_{\bar{o}2}.$$

Пример: $I_{\bar{o}} = 20$ мкА, $\beta_1 = \beta_2 = 50$, $r_{\bar{o}2} = 150$ Ом.

$$r_{\bar{o}2} = \frac{r_{\bar{o}2}}{1 + \beta_2} + 2 \frac{\phi_{\Gamma}}{I_{\bar{o}2}} = \frac{r_{\bar{o}2}}{1 + \beta_2} + 2 \frac{\phi_{\Gamma}}{(1 + \beta_2)I_{\bar{o}1}} = \frac{r_{\bar{o}2}}{1 + \beta_2} + 2 \frac{\phi_{\Gamma}}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)I_{\bar{o}}}.$$

$$r_{\bar{o}2} = \frac{150}{50} + \frac{2 \cdot 25 \cdot 10^{-3}}{50 \cdot 50 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 3 + 1 = 4 [\text{Ома}]$$

Т. е. $r_{\bar{o}2}$ мало. Найдем r_{κ_2} .

Воспользуемся параметром

$$h_{22} = \left. \frac{I_2}{U_2} \right|_{I_2=0}.$$

Известно, что для схемы ОЭ

$$h_{22} = \frac{1}{r_{\kappa}^* + r_{\vartheta}} \approx \frac{1}{r_{\kappa}^*}, \quad \text{или} \quad r_{\kappa\Sigma}^* = \frac{1}{h_{22}}.$$

Из эквивалентной схемы составного транзистора I_{κ} складывается из четырех токов (не считая $I_{\kappa_0}^*$): из токов через $r_{\kappa_1}^*$ и $r_{\kappa_2}^*$ и токов генераторов.

$$I_{\kappa} = I_{r_{\kappa_1}^*} + I_{\beta_1} + I_{r_{\kappa_2}^*} + I_{\beta_2},$$

$$\text{т.к. } I_{\beta} = I_{\beta_1} = 0,$$

$$I_{\kappa} = I_{r_{\kappa_1}^*} + I_{r_{\kappa_2}^*} + I_{\beta_2},$$

$$I_{r_{\kappa_1}^*} = I_{\beta_2} = I_{\vartheta_1},$$

$$I_{\kappa} = I_{r_{\kappa_1}^*} + I_{r_{\kappa_2}^*} + I_{r_{\kappa_1}^*} \beta_2 = I_{r_{\kappa_1}^*} (1 + \beta_2) + I_{r_{\kappa_2}^*}.$$

Выразим токи через напряжения и сопротивления, причем будем пренебрегать r_{ϑ_2} , т.к. оно включено последовательно с большим $r_{\kappa_1}^*$ и $r_{\kappa_2}^*$.

Тогда все напряжение U_{κ} приложено к двум параллельным цепям:

$$\text{первая} \text{ --- } r_{\kappa_1}^* \rightarrow r_{\vartheta_1} \rightarrow r_{\beta_2},$$

$$\text{вторая} \text{ --- } r_{\kappa_2}^*.$$

Т. е. мы можем записать

$$I_{r_{\kappa_2}^*} = \frac{U_{\kappa}}{r_{\kappa_2}^*}; \quad I_{r_{\kappa_1}^*} = \frac{U_{\kappa}}{r_{\kappa_1}^* + r_{\vartheta_1} + r_{\beta_2}}$$

Подставим в I_{κ}

$$I_{\kappa} = \frac{U_{\kappa}}{r_{\kappa_2}^*} + \frac{(1 + \beta_2)U_{\kappa}}{r_{\kappa_1}^* + r_{\vartheta_1} + r_{\beta_2}},$$

откуда

$$\frac{I_{\kappa}}{U_{\kappa}} = \frac{1}{r_{\kappa_2}^*} = \frac{1}{r_{\kappa_2}^*} + \frac{1 + \beta_2}{r_{\kappa_1}^* + r_{\vartheta_1} + r_{\beta_2}},$$

упростим, $r_{\kappa_1}^* \gg r_{\vartheta_1} + r_{\beta_2}$

$$r_{\kappa\Sigma}^* = r_{\kappa_2}^* \parallel \frac{r_{\kappa_1}^*}{1 + \beta_2}$$

Так как у нас две параллельные ветки, то напряжения в этих цепях одинаковы, а токи разные, а именно $I_{\beta 1}$ и $I_{\beta 2}$, причем $I_{\beta 2} = I_{\beta 2}(1+\beta_2) = I_{\beta 1}(1+\beta_2)$, т. е. $I_{\beta 2}$ в $(1+\beta_2)$ раза больше $I_{\beta 1}$, а резисторы, наоборот, должны иметь обратное соотношение, во второй цепи резисторы в $(1+\beta_2)$ раза должны быть меньше, или

$$r_{\kappa 2}^* = \frac{r_{\kappa 1}^*}{1 + \beta_2},$$

тогда

$$r_{\kappa \Sigma}^* = \frac{r_{\kappa 1}^*}{2(1 + \beta_2)}$$

или

$$r_{\kappa \Sigma}^* = \frac{r_{\kappa 1}^*}{2(1 + \beta_1)},$$

т. к. обычно $\beta_1 = \beta_2$. То же, но через $r_{\kappa 2}^*$

$$r_{\kappa \Sigma}^* = \frac{r_{\kappa 2}^*}{2}.$$

Обратный ток составного транзистора складывается из трех токов:

$$I_{\kappa 0 \Sigma}^* = I_{\kappa 0 1}^* + I_{\kappa 0 2}^* + \beta_2 I_{\kappa 0 1}^* = I_{\kappa 0 2}^* + (1 + \beta_2) I_{\kappa 0 1}^*, \quad (*)$$

Действительно,

$$I_{\beta 2} = I_{\beta 1}, I_{\beta 1} = I_{\kappa 1} + I_{\beta 1} = \beta I_{\beta 1} + I_{\kappa 0 1}^* + I_{\beta 1}.$$

$I_{\kappa 0 1}^*$ является входным током второго транзистора, и, следовательно, он усиливается вторым транзистором в β_2 раз.

Из формулы следует, что если транзисторы однотипны, то второе слагаемое в (*) больше, если второй транзистор более мощный, то $I_{\kappa 0 2}^*$ сравним со вторым членом.

Зависимость от температуры. $I_{\kappa 0 \Sigma}^*$ подчиняется общим законам, т. е. необходимо помнить температуру удвоения T^* (10°C). Однако из-за второго члена в целом $I_{\kappa 0 \Sigma}^*$ оказывается

большим. Для уменьшения влияния $I_{к0\Sigma}^*$ используют кремниевые транзисторы. Иногда применяют схемные решения, например:

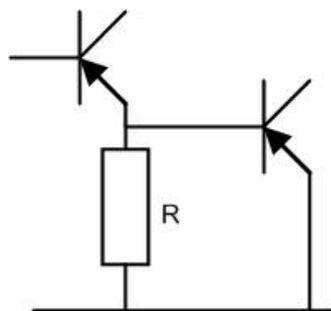


Рис. 4.2. Пример схемного решения

Однако в последнем случае уменьшается усиление составного транзистора. Но все же резистор ставят для облегчения режима работы второго транзистора, если они однотипные.

Достоинства — уменьшение $I_{к0\Sigma}^*$ за счет второго члена, облегчается режим работы второго транзистора.

Частотные свойства составного транзистора в равной степени определяются обоими транзисторами. Если граничная частота коэффициента усиления второго меньше, чем первого, то граничная частота составного транзистора определяется меньшей граничной частотой.

Число транзисторов в схеме Дарлингтона может быть больше двух.

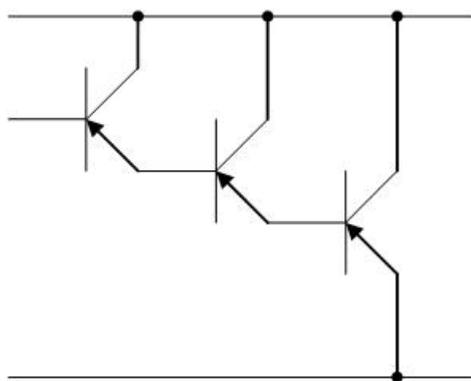


Рис. 4.3. Схема Дарлингтона

Составной транзистор нашел очень широкое применение: стабилизаторы напряжения и тока, повторители, бестрансформаторные усилительные каскады (усилители мощности), интегральные схемы (операционные усилители) и т. д.

4.2. Сложные повторители

Основное достоинство эмиттерного повторителя (ЭП) — это большое входное сопротивление, которое позволяет использовать ЭП для согласования многокаскадных усилителей, в качестве буферных каскадов.

Однако величина входного сопротивления простого ЭП ограничена сверху. Поэтому разработчики аппаратуры нашли способ существенно улучшить характеристики ЭП путем различных схемных решений.

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{к}}^* \parallel R_{\text{э}} \parallel R_{\text{н}}).$$

Из формулы $R_{\text{вх}}$ видно, что есть два пути увеличения сопротивления — β и $r_{\text{к}}^*$. $R_{\text{э}}$ увеличивать значительно нельзя, т. к. возникают трудности обеспечения режима по постоянному току ($E_{\text{к}} = U_{\text{кэ}} + I_{\text{э}}R_{\text{э}}$).

4.2.1. ЭП на составном транзисторе

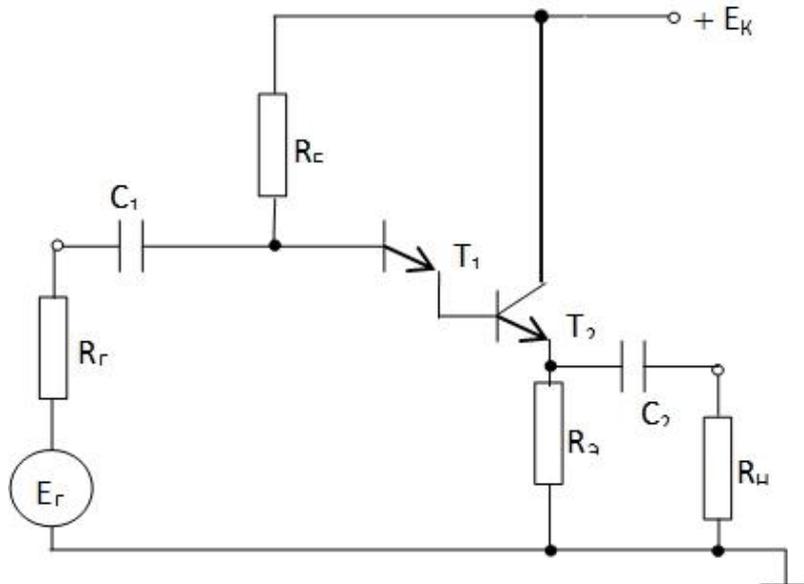


Рис. 4.4. Эмиттерный повторитель на составном транзисторе

Это принципиальная схема, в которой цепь обеспечения рабочей точки первого транзистора обозначена резистором $R_{\text{Б}}$.

Входное сопротивление второго транзистора является нагрузкой первого. В схеме нет делителя в базовой цепи второго транзистора, но он и не нужен, т. к. рабочая точка первого транзистора задает постоянный выходной ток эмиттера первого тран-

зистора такой величины, что второй транзистор работает в режиме усиления (режим А) автоматически.

Известно, что $\beta_{\Sigma} \cong \beta_1\beta_2$, а т. к. обычно $R_{\text{ex}2} > r_{\text{к}1}^*$, то R_{ex} усилителя близко к $r_{\text{к}1}$. Точное значение таково: $R_{\text{exmax}} \cong r_{\text{к}1}/2$

Мы видим, что максимальное входное сопротивление приблизительно такое же, как у простого ЭП, но оно может быть получено при меньшем значении $R_{\text{э}}//R_{\text{н}}$. Намного ближе к единице и $K_{\text{и}}$, (не ниже 0,995).

Результирующее выходное сопротивление сложного ЭП $R_{\text{вых}} \approx 2r_{\text{э}2}$, а для одинаковых токов эмиттеров транзисторов $R_{\text{вых}} \approx r_{\text{э}2} = r_{\text{э}1}$. Получить это сопротивление можно путем включения между базой и «землей» второго транзистора резистора R (речь идет об одинаковом режиме транзисторов при включении резистора).

Переходные и частотные свойства сложного ЭП аналогичны свойствам составного транзистора по схеме ОК и определяются меньшими граничными частотами, т. е. при разных по мощности транзисторах все определяется более мощным, имеющим худшие частотные свойства.

Недостатком схемы следует считать сильную зависимость R_{ex} от температуры из-за зависимости β и $r_{\text{к}}^*$ от температуры, причем эта зависимость значительно сильнее выражена, чем у простого ЭП.

4.2.2. ЭП с внутренней обратной связью

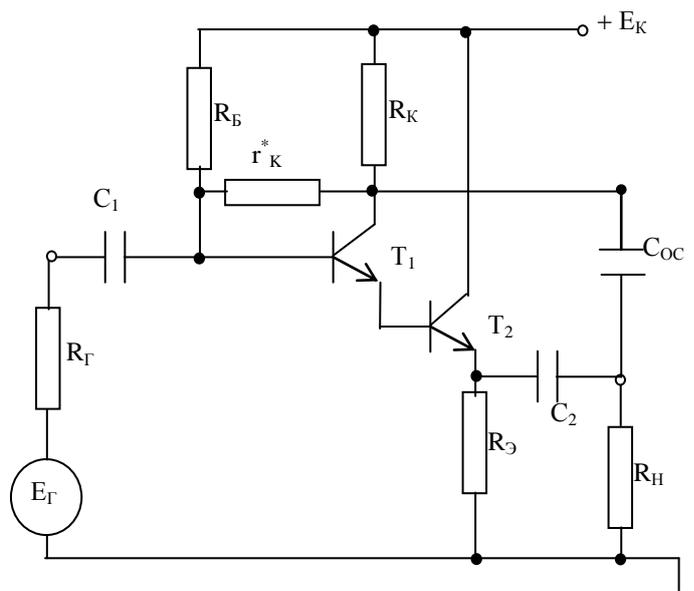


Рис. 4.5. Эмиттерный повторитель с внутренней обратной связью

Резистор $r_{к1}^*$ показывает дифференциальное сопротивление коллекторного перехода первого транзистора.

Напряжение на коллекторе T_1 меняют так, чтобы к $r_{к1}^*$ было приложено минимальное (в идеальном случае нулевое) напряжение. Ток через $r_{к1}^*$ не будет уменьшаться, что равносильно увеличению $r_{к1}^*$. Для реализации этой идеи в цепь первого транзистора включают резистор $R_{к1}$ и на коллектор транзистора подают переменную составляющую выходного напряжения. Конденсатор большой емкости служит, таким образом, для компенсации напряжения на $r_{к1}^*$ первого транзистора.

Количественно получается

$$r_{к1экв}^* = \frac{r_{к1}^*}{1 - K_u},$$

а т. к. K_u составного ЭП близок к единице, то налицо существенное увеличение R_{ex} за счет $r_{к1экв}^*$.

При достаточно больших $R_{\gamma} \parallel R_{\eta}$ такая схема обеспечивает R_{ex} до 100 МОм.

Схеме присущи некоторые недостатки. Так, она имеет частотные свойства хуже, чем ЭП на составном транзисторе. Это объясняется запаздыванием обратной связи на высоких частотах.

Второй недостаток — трудность обеспечения рабочей точки первого транзистора. Т. к. R_{ex} очень большое, то ясно, что $R_{б1}$ должно быть еще больше. Но здесь возникает противоречие. Во-первых, увеличение $R_{б}$ ухудшает стабильность схемы (а составной повторитель очень чувствителен к температуре), а во-вторых, большое $R_{б}$ не обеспечит достаточный ток базы первого транзистора.

4.2.3. ЭП с динамической нагрузкой

Ток второго транзистора определяется только током базы и практически не зависит от напряжения на коллекторе. Следовательно, сопротивление второго транзистора на переменном токе велико (близко к $r_{к}^*$) (точное значение см. в п. 2.4.1: $R_{вых} = r_{к}^* (1 + \beta \cdot \gamma_{б})$).

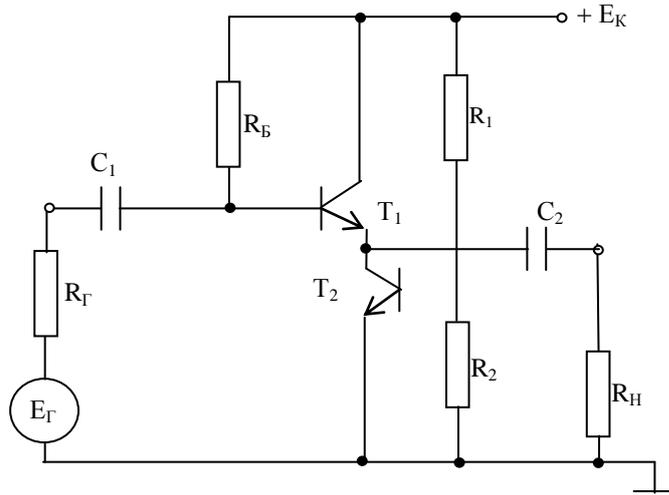


Рис. 4.6. Эмиттерный повторитель с динамической нагрузкой

Зная номинальный ток $I_{\kappa 1}$ и β_2 находим $I_{\delta 2}$ и затем

$$R_{\delta} = \frac{E_{\kappa}}{I_{\delta 2}}.$$

На постоянном токе сопротивление второго транзистора невелико, и никаких трудностей с обеспечением режима первого транзистора не возникает.

Оценим $R_{\delta x}$ для ЭП с динамической нагрузкой.

Пусть $R_H = \infty$.

Получим $R_{\delta x} = r_{\delta} + (1 + \beta)(r_{\kappa 1}^* \parallel R_9 \parallel R_H) =$

[пренебрегаем r_{δ}]

$$= (1 + \beta)(r_{\kappa 1}^* \parallel R_9) =$$

[у нас R_9 это $R_{\text{вых}T_2} = r_{\kappa}^*(1 + \beta \cdot \gamma_{\delta})$]

$$= (1 + \beta) \left\{ r_{\kappa 1}^* \parallel \left[r_{\kappa 2}^*(1 + \beta \cdot \gamma_{\delta}) \right] \right\} =$$

[для простоты можно считать, что $R_{\text{вых}T_2} \approx r_{\kappa 2}^*$]

$$= (1 + \beta)(r_{\kappa 1}^* \parallel r_{\kappa 2}^*) =$$

[т. к. транзисторы одинаковы и работают в одном режиме ($I_{\kappa 1} = I_{\kappa 2}$), то $r_{\kappa 1}^* = r_{\kappa 2}^*$]

$$= (1 + \beta)(r_{\kappa}^* \parallel r_{\kappa}^*) = \frac{1 + \beta}{2} r_{\kappa}^* =$$

$$[\text{т. к. } (1 + \beta)r_{\kappa}^* = r_{\kappa}] \quad = \frac{r_{\kappa}}{2}.$$

Мы видим, что использование динамической нагрузки существенно увеличивает входное сопротивление ЭП.

4.3. Каскад с эмиттерной связью

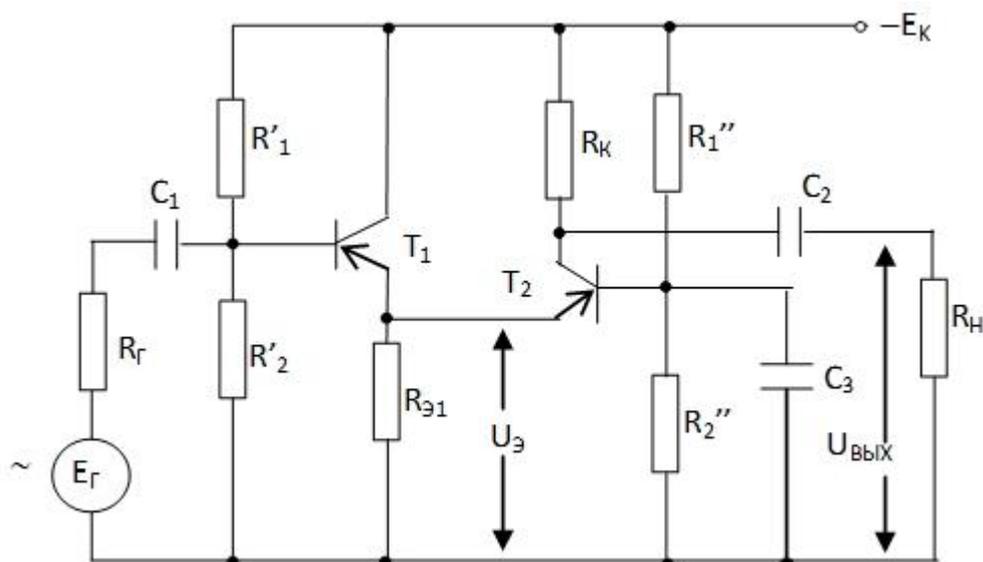


Рис. 4.7. Каскад с эмиттерной связью

Усилитель содержит каскады ОК и ОБ. Сигнал снимается с эмиттера первого транзистора и подается на эмиттер второго — эмиттерная связка. Считаем транзисторы одинаковыми: $\beta_1 = \beta_2 = \beta$ и т. д. На переменном токе $R_э$ в работе не участвует, и его можно положить равным бесконечности ($R_э = \infty$). Действительно: пусть увеличится ток $I_э$ первого транзистора, тогда увеличится потенциал эмиттеров первого и второго транзисторов и уменьшится разность потенциалов Б–Э второго транзистора. В результате уменьшатся ток базы и эмиттера второго транзистора и в целом общий ток через резистор $R_э$ под действием сигнала не изменяется.

Для простоты будем считать, что $r_k^* = \infty$ (r_k тем более)

В области средних частот C_1 и C_2 в работе не участвуют.

$R_{\sigma 1} = R'_1 \parallel R'_2 \gg R_{\text{ex}1}$, и в работе не участвует.

$R_{\sigma 2}$ на переменном токе зашунтировано конденсатором C_3 ($R_{\sigma 2} = R''_1 \parallel R''_2$) и в работе тоже не участвует.

Все емкости и $R_{\sigma 1}$ и $R_{\sigma 2}$ следует учитывать в области малых частот и больших времен. При этом в формулу $R_{\text{ex}2}$ они должны быть включены последовательно с r_{σ} .

В общем случае коэффициент усиления многокаскадного усилителя определяется произведением коэффициентов усиления каскадов $K_{u_{\Sigma}} = K_1 K_2 \dots K_n$.

Для эмиттерного повторителя воспользуемся формулой (3.2).

$$K'_u = \frac{(1 + \beta)(r_k^* \parallel R_3 \parallel R_{H1})}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + (1 + \beta)[r_k^* \parallel (r_3 + R_3 \parallel R_{H1})]}$$

[учтем $r_k^* = \infty$ и $R_3 = \infty$]

$$= \frac{(1 + \beta)R_{H1}}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_3 + R_{H1})}$$

Нагрузкой первого транзистора является входное сопротивление второго:

$$R_{H1} = R_{ex2} = r_3 + (1 - \alpha)r_{\bar{o}}$$

В этом выражении последовательно с $r_{\bar{o}}$ включен делитель $R_{\bar{o}2}$.

$$R_{H1} = r_3 + \frac{1}{1 + \beta}r_{\bar{o}} \quad \text{— заменим } (1 - \alpha) \text{ на } \frac{1}{1 + \beta}$$

Подставим вместо R_H его значение, т. е. R_{H1}

$$K'_u = \frac{r_{\bar{o}} + (1 + \beta)r_3}{R_{\Gamma} + 2[r_{\bar{o}} + (1 + \beta)r_3]}$$

Знаменатель:

$$\begin{aligned} R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_3 + r_3 + \frac{r_{\bar{o}}}{1 + \beta}) &= R_{\Gamma} + r_{\bar{o}} + 2r_3(1 + \beta) + r_{\bar{o}} = \\ &= R_{\Gamma} + 2[r_{\bar{o}} + (1 + \beta)r_3] \end{aligned}$$

В общем виде

$$K'_u = \frac{U_2}{E_{\Gamma}}$$

Замечание. По эквивалентной схеме первого каскада следует, что $R_{\Gamma} \parallel R_{\bar{o}1} = R'_1 \parallel R'_2$. Но т. к. $R_{\bar{o}1}$ выбирается из условия $R_{\bar{o}1} \gg R_{ex}$, то влиянием $R_{\bar{o}1}$ на коэффициент передачи можно пренебречь, как и для однокаскадного усилителя.

Коэффициент передачи второго каскада найдем по формуле K_u схемы ОБ:

$$K_u = \alpha \frac{R_k \parallel R_H}{R_\Gamma + R_{ex}}$$

Уточним ее для нашего случая. Так как в формуле K'_u мы учли R_{ex2} , т. е. учли передачу сигнала от первого каскада ко второму, то вторично это делать нельзя. Мы должны положить для K_{uOB} $R_\Gamma = 0$.

Раскроем R_{ex}

$$K_u'' = \frac{\alpha(R_k \parallel R_H)}{r_3 + (1 - \alpha)r_6} =$$

$$[\text{заменяем } \alpha \text{ на } \beta: \alpha = \frac{\beta}{1 + \beta}, 1 - \alpha = \frac{1}{1 + \beta}]$$

$$= \frac{\beta(R_k \parallel R_H)}{(1 + \beta)r_3 + (1 + \beta)\frac{1}{1 + \beta}r_6} = \frac{\beta(R_k \parallel R_H)}{r_6 + (1 + \beta)r_3}$$

В общем виде

$$K_u'' = \frac{U_{\text{вых}}}{U_3},$$

т. е. U_3 — входное для ОБ.

И окончательно

$$K_u = K'_u K_u'' = \frac{U_3}{E_\Gamma} \frac{U_{\text{вых}}}{U_3} = \frac{r_6 + (1 + \beta)r_3}{R_\Gamma + 2[r_6 + (1 + \beta)r_3]} \times \\ \times \frac{\beta(R_k \parallel R_H)}{r_6 + (1 + \beta)r_3} = \frac{\beta(R_k \parallel R_H)}{R_\Gamma + 2[r_6 + (1 + \beta)r_3]}$$

Выходное сопротивление связки равно $\approx R_k$ и обычно достаточно велико.

Входное сопротивление определяется как

$$R_{ex} = r_6 + (1 + \beta)(r_k^* \parallel R_3 \parallel R_H) =$$

[для нашего случая]

$$= r_{\bar{o}} + (1 + \beta) \left\{ r_{\kappa}^* \parallel \left[\underbrace{(r_3 + R_3)}_{R_3} \parallel \underbrace{\left(r_3 + \frac{r_{\bar{o}}}{1 + \beta} \right)}_{R_H} \right] \right\} =$$

[учитывая, что r_{κ}^* велико и $r_3 + R_3 \gg r_3 + \frac{r_{\bar{o}}}{1 + \beta}$]

$$= r_{\bar{o}} + (1 + \beta) \left(r_3 + \frac{r_{\bar{o}}}{1 + \beta} \right) = r_{\bar{o}} + (1 + \beta) r_3 + r_{\bar{o}} = 2r_{\bar{o}} + (1 + \beta) r_3 = R_{ex}.$$

Таким образом, R_{ex} сравнительно невелико (по отношению к каскаду ОК).

В итоге R_{ex} практически совпадает с R_{ex} схемы с ОЭ.

Недостатком эмиттерной связки является узкий динамический диапазон входных сигналов. Действительно, т. к. потенциал базы T_2 фиксирован и напряжение на эмиттерных переходах равно $U_{ЭБ0}$, то увеличение потенциала базы T_1 больше, чем на $U_{ЭБ0}$ приведет к запираню транзистора T_2 , а уменьшение на такую же величину приведет к запираню T_1 . Реальные сигналы для германиевых транзисторов не могут быть больше 0,1–0,2 В, а для кремниевых 0,4–0,5 В. Одновременно приходится очень тщательно выравнивать потенциалы баз T_1 и T_2 , ибо в противном случае возможно запирание одного из транзисторов.

Эмиттерная связка не дает фазового сдвига сигнала и используется тогда, когда необходимо обеспечить большое входное сопротивление или сместить относительно друг друга уровни постоянных составляющих входного и выходного напряжений. Кроме того, т. к. обе схемы высокочастотные, то эмиттерная связка используется в ВЧ-каскадах.

Еще одно достоинство состоит в том, что малое сопротивление схемы ОБ практически отключает нагрузку всего каскада от источника сигнала. В качестве нагрузки может быть использован колебательный контур, сопротивление которого может меняться от больших значений до нуля в зависимости от частоты. Это изменение не будет влиять на E_{Γ} .

4.4. Каскод

Если характеризовать усилительные свойства транзисторов, можно сказать, что они превосходят усилительные параметры электронных ламп (по крутизне). Однако транзисторы имеют и значительную внутреннюю обратную связь. Напомним, что внутренняя обратная связь влияет не только на параметры в области средних частот ($R_{ВХ}$, K_U), но и на их частотную зависимость. В результате внутренняя обратная связь приводит к существенным фазовым сдвигам и вызывает неустойчивую работу усилителя (возбуждение). Поэтому разработчики аппаратуры стали искать методы борьбы с внутренней обратной связью. Оказалось, что использование двухтранзисторных усилительных элементов позволяет уменьшить внутреннюю обратную связь при такой же или большей крутизне. Примером такой схемы является каскадное включение схем ОЭ–ОБ, или так называемый каскод. Это «классический» каскод. В настоящее время в литературе встречаются под именем каскода и другие связки транзисторных каскадов.

Существуют последовательное и параллельное включение транзисторов по отношению к источнику питания, т. е. последовательный и параллельный каскод.

Рассмотрим параллельный каскод ОЭ–ОБ.

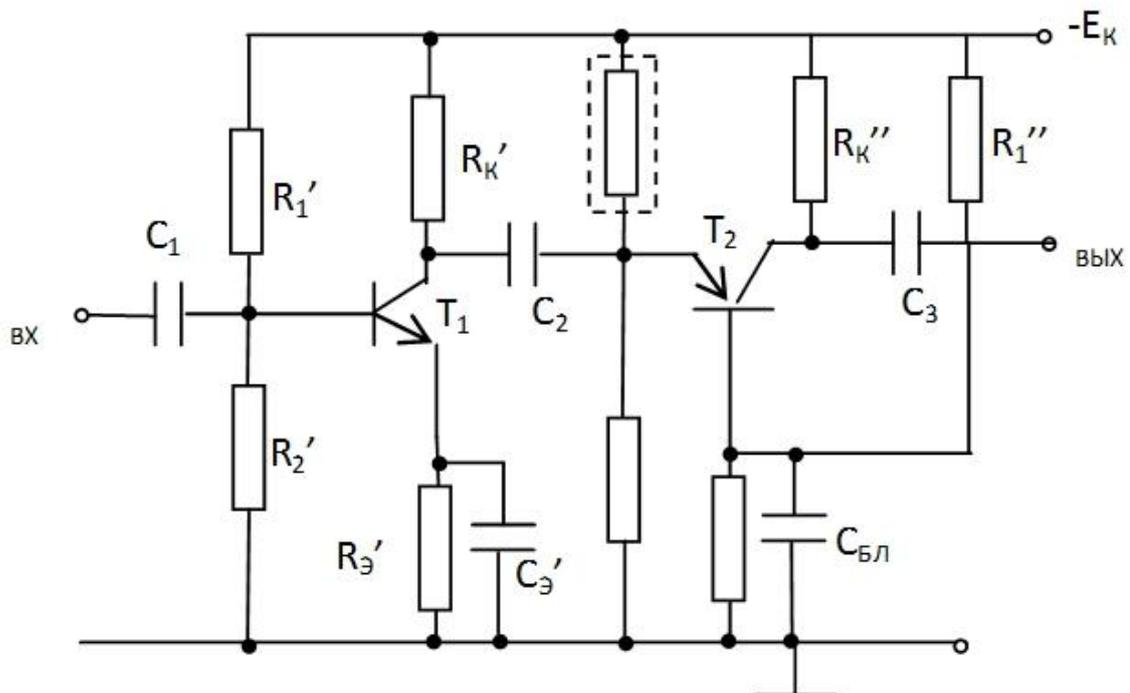


Рис. 4.8. Параллельный каскод

В эмиттерной цепи T_2 можно не ставить резистивный делитель, а оставить нижний по схеме резистор, тогда на постоянном токе $U_3 = 0$ и для работы транзистора потенциал базы мы поднимаем делителем R_1'' и R_2'' , обеспечивая прямое смещение эмиттерного перехода.

Так как эмиттер T_2 не подключен по постоянному току к источнику, то на его базу подается смещение от делителя $R_1''R_2''$. По переменному току база T_2 заземлена через $C_{БЛ}$. C_3 R_3 — схема стабилизации режима T_1 .

Чаще используется последовательный каскод.

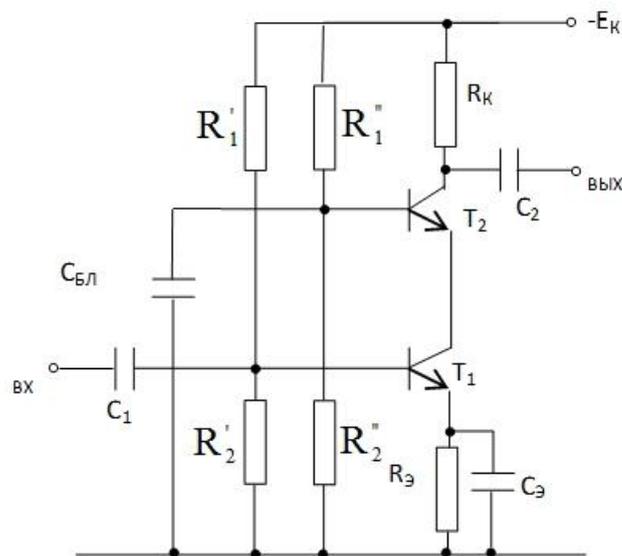


Рис. 4.9. Последовательный каскод

Возможно и такое включение.

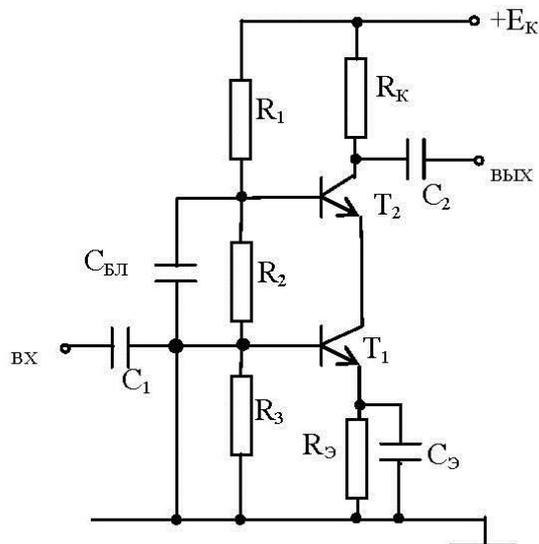


Рис. 4.10. Последовательный каскод

Здесь рабочая точка T_1 и T_2 задана общим делителем.

Найдем усилительные параметры схемы (рис. 4.2). Пусть $K_u = U_H / U_{ex}$. Для простоты считаем $r_{K1}^* = r_{K2}^* = \infty$. Базовые делители в работе не участвуют, транзисторы одного типа. Из схемы видно, что $I_{K1} = I_{Э2}$.

$$U_{ex} = I_{\delta 1} [r_{\delta} + (1 + \beta)r_{Э}] = I_{\delta 1} R_{ex}$$

$$U_{вых} = I_{K2} (R_K \parallel R_H) = \alpha \beta I_{\delta 1} (R_K \parallel R_H)$$

Здесь $I_{K2} = \alpha I_{Э2} = \alpha I_{K1} = \alpha \beta I_{\delta}$.

$$K_U = -\alpha \beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_{ex}}$$

Знак (-) показывает, что входной сигнал проинвертирован схемой ОЭ.

Для реального генератора ($R_{Г}$ отлично от нуля)

$$K_U = \frac{U_{вых}}{E_{Г}},$$

$$E_{Г} = I_{ex} (R_{Г} + R_{ex}) = I_{\delta 1} (R_{Г} + R_{ex}),$$

$$K_U = -\alpha \beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_{Г} + R_{ex}}$$

Входное сопротивление каскада равно $R_{ВХ}$ схемы ОЭ. Выходное сопротивление равно R_K (как в схеме с ОБ).

Достоинством транзисторной каскадной схемы является практически полная независимость ее входного сопротивления от сопротивления нагрузки: изменение в 100–1 000 раз меньше, чем в схеме ОЭ. Это свойство позволяет использовать каскод в многокаскадных резонансных усилителях.

В многокаскадных усилителях частотные свойства определяются каскадом с наихудшими параметрами. В каскоде это схема ОЭ.

Входное сопротивление схемы ОЭ имеет емкостной характер и зависит от нагрузки. Наличие схемы ОБ с индуктивным характером входного сопротивления (нагрузка схемы ОЭ) уменьшает эквивалентную емкость входного каскада, частично нейтрализует ее. В целом получается увеличение по сравнению со схемой ОЭ граничной частоты и площади усиления.

Для получения большой величины выходного сигнала T_2 берут с высоким рабочим напряжением ($U_{КБ}$). Этот транзистор может

иметь небольшую граничную частоту коэффициента передачи α (f_α). T_1 , определяющий частотные свойства каскода, выбирают с высокой граничной частотой коэффициента передачи β . Такие транзисторы имеют обычно малые напряжения $U_{кэ}$. Напряжение питания при этом не делят поровну, как у одинаковых транзисторов.

Каскодные схемы используют в узкополосных резонансных усилителях (УПЧ, УВЧ, смесителях и т. д.) и в импульсной технике. Для коррекции каскода используют обычно эмиттерную RC или индуктивную ВЧ-коррекции.

По свойствам каскод как целое можно считать транзисторным аналогом вакуумных тетродов и пентодов

4.5. Фазоинверсный каскод на эмиттерной связке

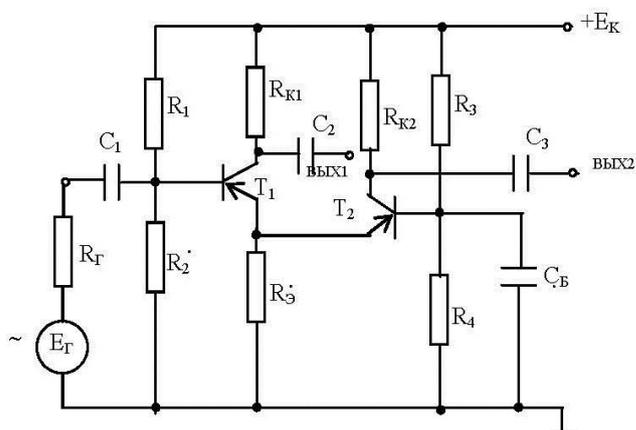


Рис. 4.11. Фазоинверсный каскод

В схему эмиттерной связки добавляется резистор $R_{к1}$ и выход через конденсатор (вых. 1).

По первому выходу получается усилительный каскод по схеме ОЭ, по второму выходу — эмиттерная связка. Так как каскод ОЭ инвертирует фазу входного сигнала, а связка не инвертирует, получаем на выходе два противофазных сигнала.

Достоинства схемы, во-первых, в том, что каскод не просто выдает противофазные сигналы как фазоинвертор на одном транзисторе, но и усиливает входной сигнал. Во-вторых, получается более близкое входное сопротивление каналов.

Предлагаем читателю самостоятельно найти основные усилительные параметры фазоинвертора и определить условия получения равенства коэффициентов усиления каналов.

Вопросы и задания для самопроверки к главе IV

1. Нарисуйте принципиальную и эквивалентную схемы составного транзистора ОЭ–ОЭ.
2. Дайте характеристику (достоинства и недостатки) параметров схемы Дарлингтона.
3. Попробуйте вывести коэффициент передачи по току составного транзистора ОЭ–ОБ.
4. Назовите принципиальные возможности улучшения параметров эмиттерного повторителя. Проиллюстрируйте это на примерах.
5. Нарисуйте эквивалентную схему для области средних частот эмиттерной связки.
6. Выведите усилительные параметры связки для области средних частот.
7. В чем достоинства и недостатки эмиттерной связки?
8. Дайте характеристику каскодного усилителя.
9. Выведите усилительные параметры каскода для области средних частот.
10. Охарактеризуйте фазоинверсный каскад, построенный по двухтранзисторной схеме.

ГЛАВА V. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

5.1. Общие сведения

Усилители, способные усиливать сигнал, меняющийся сколько угодно медленно во времени, называются усилителями постоянного тока (УПТ).

По принципу действия УПТ можно разделить на УПТ прямого усиления и УПТ с преобразованием частоты сигнала.

Рассмотрим сначала первый тип усилителей. В связи с тем что УПТ должен усиливать как переменные, так и постоянные составляющие сигнала, связь между каскадами может быть только непосредственная, или гальваническая. Применение реактивных элементов исключается.

В качестве примера рассмотрим трехкаскадный УПТ на транзисторах по схеме ОЭ. Для простоты считаем, что транзисторы однотипные, т. е. работают в одном режиме.

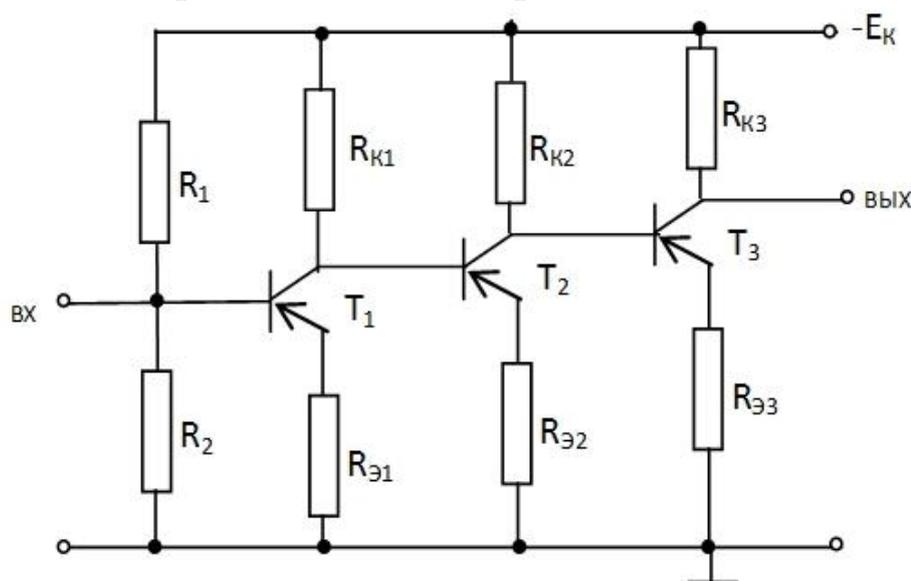


Рис. 5.1. Трехкаскадный усилитель постоянного тока

Резисторы в цепях эмиттеров стабилизируют рабочую точку каскадов, выполняют роль элементов цепи отрицательной обратной связи по сигналу, т. е. уменьшают усиление каскада, но увеличивают R_{ex} и динамический диапазон усиливаемых сигналов. Одновременно они обеспечивают необходимую разность потенциалов БЭ транзисторов для работы их в активном режиме. Наличие резисторов обязательно, т. к., например, на базу T_2 подается постоян-

ный потенциал (даже в отсутствие сигнала) с коллектора T_1 . Следовательно, чтобы потенциал БЭ T_2 был равен для Si-транзисторов, например, 0,65 В, необходимо поднять потенциал эмиттера T_2 почти до уровня потенциала коллектора T_1 , что можно сделать лишь увеличивая $R_{Э2}$ по сравнению с $R_{Э1}$. Делитель в цепи базы можно у T_2 и T_3 не ставить, он необходим лишь на входе.

Следует отметить, что многокаскадные усилители данного типа не имеют смысла. Вспомним K_U схемы ОЭ, когда в цепи эмиттера стоит незашунтированный резистор. Для больших $R_{Э}$, т. е. когда $R_{Э} \gg r_{Э}$:

$$|K_U| = \frac{R_K}{R_{Э}}$$

Увеличивая $R_{Э2}$ и уменьшая R_{K2} , мы получаем, что $K_{U2} \ll K_{U1}$, а $K_{U3} \ll K_{U2}$ и т. д., т. е. в итоге $K_{U\Sigma} < 1$.

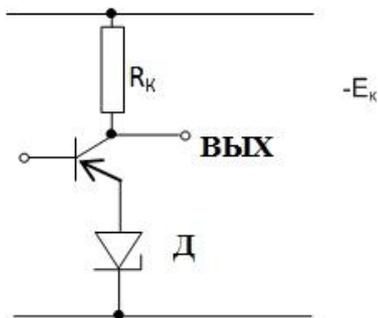


Рис. 5.2. Схема сдвига постоянного уровня на стабилитроне

Устранить обратную связь по сигналу переменного тока и поднять усиление в каскадах можно, используя вместо резисторов $R_{Э}$ стабилитроны с соответствующим напряжением стабилизации.

Такое решение обеспечивает $K_{U2} < K_{U1}$, $K_{U3} < K_{U2}$ и т. д., но все равно в итоге будет $K_{U\Sigma} < 1$, т. к. уменьшится R_K .

Возможно и такое компромиссное решение, более гибкое.

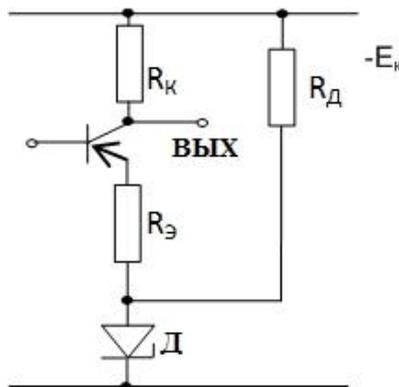


Рис. 5.3. Комбинированная схема сдвига

R_D обеспечивает режим стабилизации диода, а R_3 расширяет возможности, дополняет U_{CT} до необходимого потенциала эмиттера. Одновременно резистор обеспечивает динамический диапазон и входное сопротивление каскада. При этом не надо забывать, что режимный ток T должен соответствовать току диода в режиме стабилизации при максимальном сигнале на входе. Что касается усилителей мощности, то сказанное выше к ним не относится из-за того, что в каждом последующем каскаде ставится более мощный транзистор, чем в предыдущем, и с совершенно другими рабочими напряжениями. Возможны и другие варианты УПТ.

Рассмотрим один каскад УПТ.

Здесь не показана базовая цепь обеспечения режима транзистора (для простоты). Из схемы видно, что у каскада с генератором и нагрузкой непосредственная связь. Значит ток базы T (режимный) протекает через генератор и влияет на его работу.

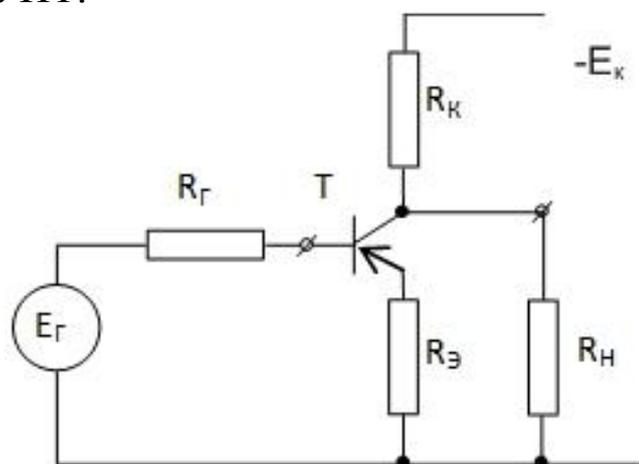


Рис. 5.4. Однокаскадный УПТ

Составляющая коллекторного тока в режиме покоя попадает в цепь нагрузки, и даже в отсутствие сигнала на входе мы имеем постоянный уровень на выходе.

Устранить эти явления можно следующим образом: включить в цепь нагрузки и генератора компенсирующие ЭДС E_H и E_B с полярностью, указанной на схеме (для р-п-р транзистора) (рис. 5.5).

E_B обеспечивает необходимый режим транзистора. Практически реализовать вспомогательные генераторы можно с помощью резистивных делителей или делителей «резистор — стабилитрон». Из-за того что стабилитрон на переменном токе имеет малое сопротивление в режиме стабилизации, генератор E_G оказывается заземленным. В случае резисторов E_G не заземляется. Поэтому какую конкретно схему выбрать, зависит от того, заземляется или нет E_G по техническим условиям.

Недостаток этой схемы (входной цепи) в том, что через генератор E_G течет сравнительно большой постоянный ток. Поэтому

делают так: рабочую точку транзистора задают с помощью стандартной схемы (делитель R_1 и R_2), а часть базового тока, протекающую через источник сигнала, компенсируют вспомогательным источником E_B , который может быть реализован, как в предыдущем случае.

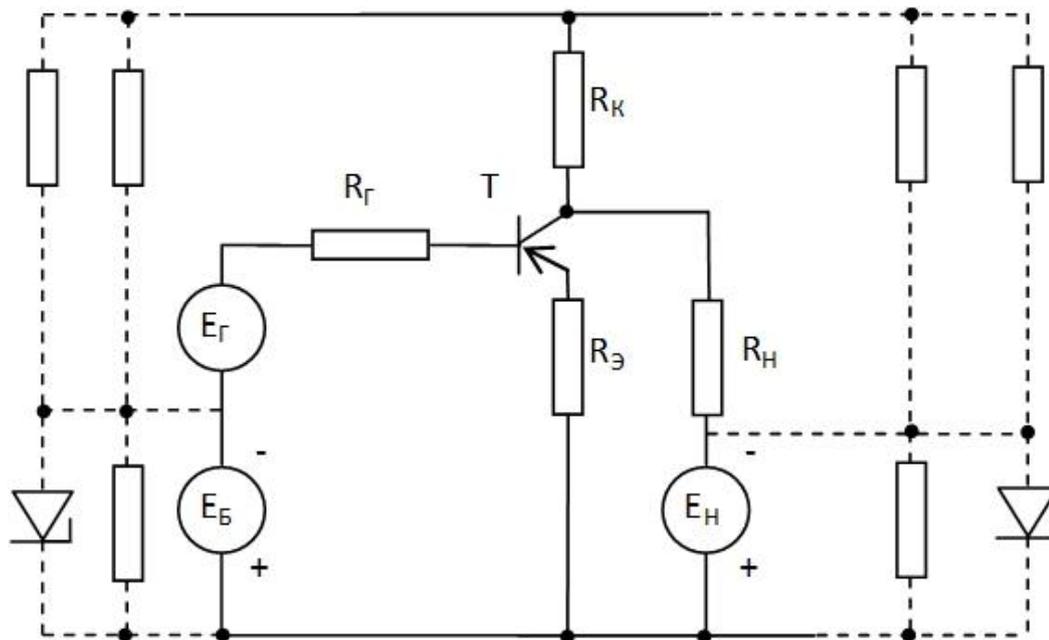


Рис. 5.5. Варианты компенсации постоянного уровня на входе и выходе УПТ

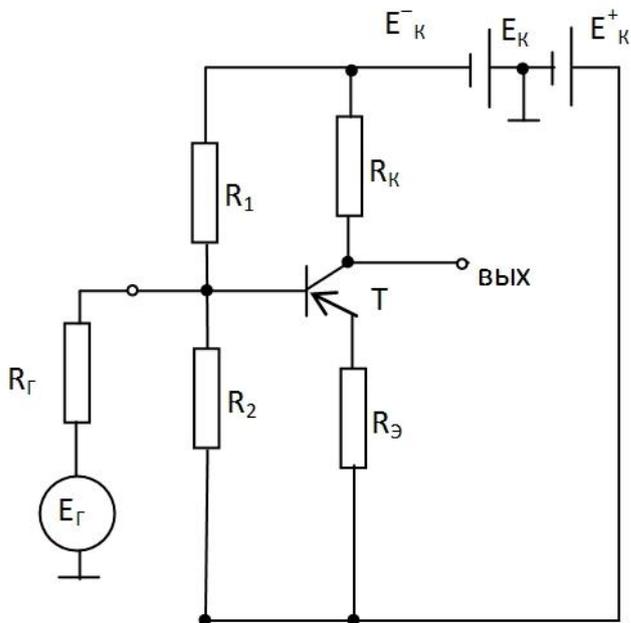


Рис. 5.6. УПТ с двухполярным источником питания со средней точкой

В последнее время широко стали использовать УПТ с питанием от двухполярных источников.

В этом случае генератор автоматически оказывается заземленным (искусственная средняя точка базы).

Однако эта схема не устраняет постоянного напряжения на нагрузке, и требуется ее компенсировать. Разработаны схемы, обеспечивающие нулевой потенциал на нагрузке, — схема сдвига постоянного уровня, которую мы рассмотрим в разделе «Операционные усилители».

5.2. Температурный дрейф

При недостаточной стабильности напряжения источников питания и электрических параметров схем (нагрев, старение элементов) на выходе усилителя постоянного тока прямого усиления появляется напряжение при отсутствии сигнала на его входе. Это явление называют дрейфом нуля. Дрейф нуля оценивают в единицах напряжения за единицу времени (например, мВ/ч).

Напряжение дрейфа на выходе УПТ во времени имеет как медленно меняющуюся, так и беспорядочно меняющуюся составляющую. Основную роль в появлении дрейфа играет температурная зависимость параметров транзистора.

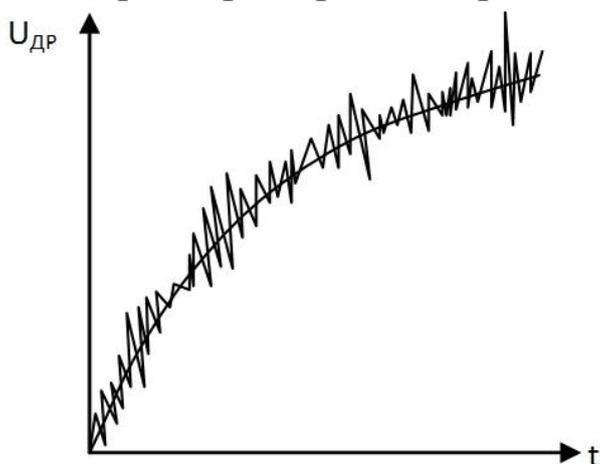


Рис. 5.7. График зависимости напряжения дрейфа УПТ от времени

Если рассмотреть приведенный дрейф, т. е. напряжение дрейфа на выходе, деленное на коэффициент усиления усилителя, то оказывается, что изменение температуры на 10° вызывает приведенный дрейф (напряжения) порядка 20 мВ. Такой же дрейф получается при изменении напряжения источника питания на 1–2 В.

Если дрейф, вызванный питанием, устранить легко путем использования стабилизированных источников, то с температурным дрейфом бороться сложнее.

Перейдем к количественной оценке.

Любое изменение параметров схемы приводит к изменению тока коллектора транзистора δI_K . Протекая через R_K , этот ток создает напряжение $\delta U_K = \delta I_K R_K$. Поделив это напряжение на $|K_U|$, получим приведенный дрейф в виде входного напряжения.

$$\delta U_{\text{вх}} = \frac{U_K}{|K_U|}.$$

Изменения тока коллектора определяется изменением коллекторного тока от температуры и от коэффициента неустойчивости схемы:

$$\delta I_K = S \delta I_T.$$

Если $S=1$, то $\delta I_K = \delta I_T$, т. е. δI_T имеет смысл теплового дрейфового тока.

Выражение для δI_T мы получали, когда рассматривали режим каскада ОЭ на постоянном токе.

$$\delta I_T = \Delta I_{K0} + \frac{\Delta U_{БЭ}}{R_{БЭ}} + \frac{I_{Э}}{1+\beta} \cdot \frac{\Delta \beta}{\beta} + \left[\frac{I_{Э}}{1+\beta} (1-\gamma_K^*) - \frac{E}{r_K} \right] \frac{\Delta r_K}{r_K}.$$

Отличие лишь в том, что УПТ работает и на переменном токе, т. е. мы должны учитывать r_K^* и его изменение.

Напомним:

1 член — прирост обратного тока I_{K0} ,

2 член — изменение тока в цепи «база — эмиттер»,

3 член — изменение тока за счет изменения β .

В формуле:

I_{K0} — для схемы ОБ,

$R_{ЭБ}$ — суммарный резистор эмиттерной и базовой цепи, т. е. $r_{Э}$, $r_{Б}$, $R_{Э}$, $R_{Б}$ и $R_{Г}$,

γ_K^* — коэффициент токораспределения (для схемы ОЭ),

r_K и Δr_K — дифференциальное сопротивление (схема ОБ) и его изменение,

$$E = E_K + \gamma_{Э} E_{Э} + \gamma_{Б} E_{Б}.$$

Выражение δI_T дает возможность выявить меры борьбы с дрейфом. Например, подбор транзисторов по I_{K0}^* : чем меньше I_{K0}^* , тем лучше.

Для усилительного каскада по схеме ОЭ мы имели:

$$K_U = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_B} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_T + r_o + r_{\varepsilon}}$$

Для УПТ мы должны формулу уточнить, учитывая R_{ε} и R_B

$$K_U = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_B} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_B + R_{\varepsilon}} = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_B} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\varepsilon B}}$$

Под R_B понимают $R_T + r_B + R_B$, под $R_{\varepsilon} = r_{\varepsilon} + R_{\varepsilon}$.

Одновременно $\beta_{oe}/(1 + \beta_{oe}\gamma_B)$ для УПТ имеет смысл коэффициента нестабильности S .

Т. о. $K_U = -S \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\varepsilon B}}$, а для $R_H = \infty$ $K_U = -S \frac{R_K}{R_{\varepsilon B}}$

$$\delta U_{\text{ex}} = \frac{\delta U_k}{|K_U|} = \frac{S \cdot \delta I_T \cdot R_K}{S \cdot R_K} \cdot R_{\varepsilon B} = \delta I_T \cdot R_{\varepsilon B}$$

$\delta U_k = S \delta I_T R_K$ показывает, что дрейф нуля зависит от γ_B , т. е. от соотношения резисторов R_{ε} и R_B . Т. о., приведенный дрейф не зависит от коэффициента нестабильности S и тем меньше, чем меньше суммарный резистор эмиттерно-базовой цепи. Здесь мы имеем полную аналогию со стабильностью рабочей точки транзистора.

Анализ функции δU_{BX} показывает, что

$$\delta U_{\text{ex min}} = |\Delta U_{\varepsilon B}|,$$

т. е. путем различных ухищрений можно свести дрейф к изменению потенциала ЭБ.

Оказалось, что напряжение ЭБ связано с температурой

$$\Delta U_{\varepsilon B} = \varepsilon \Delta T,$$

ε — коэффициент, показывающий изменение $U_{\varepsilon B}$ при изменении температуры на один градус,

$\varepsilon \cong 1,6$ мВ/град (можно считать 1,5 мВ/град).

Если, например, УПТ работает в диапазоне $\Delta T = 100^\circ$ (например от -40° до $+60^\circ\text{C}$), то $\Delta U_{\varepsilon B} = 1,6 \cdot 100 = 160$ мВ.

Т. е. изменение ΔT на 100° вызывает изменение потенциала БЭ равное действию сигнала в 160 мВ.

Напряжение дрейфа можно перевести в ток, если разделить его на входное сопротивление каскада. Например, при приведен-

ном дрейфе 0,2 В в диапазоне $\pm 60^\circ\text{C}$ и $R_{\text{ВХ}} = 1 \text{ кОм}$, приведенный дрейф будет $\frac{0,2}{1 \cdot 10^3} = 2 \cdot 10^{-4} \text{ А}$.

5.3. Методы борьбы с дрейфом

1. Применение отрицательной обратной связи (ООС). С выхода усилителя в отсутствие сигнала напряжение подается на вход сдвинутым по фазе на 180° . Коэффициент передачи цепи ОС задается, например, делителем.

Этим способом можно устранить (уменьшить) дрейф всех каскадов, кроме первого. Поэтому к первому каскаду предъявляются особые требования по стабильности. Дополнительно следует строить УПТ с четным числом каскадов.

2. Термокомпенсация.

Этот вопрос подробно рассматривается в лабораторном практикуме.

Для примера приведем пример схемы термокомпенсации для двухтактного усилителя мощности (рис. 5.8).

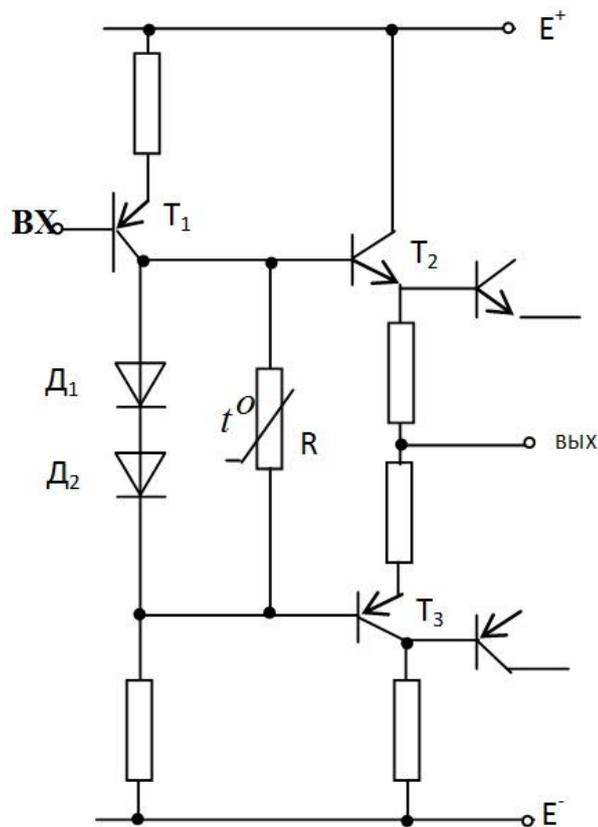


Рис. 5.8. Двухтактный усилитель мощности с элементом термокомпенсации

T_1 и D_1, D_2 — задают смещения на базах T_2 и T_3 в пределах 1,2–1,5 В (режим АБ). Терморезистор R крепят на радиаторе одного из выходных T . При нагревании T греется терморезистор, сопротивление его уменьшается и шунтируются диоды D_1 и D_2 . В результате T_2 и T_3 переходят в режим Б, их ток покоя уменьшается, уменьшается температура и увеличивается сопротивление R — возврат в режим АБ.

Недостаток этой схемы — разная температурная зависимость параметров транзисторов и R . Поэтому чаще используют вместо резистора транзистор (рис. 5.9).

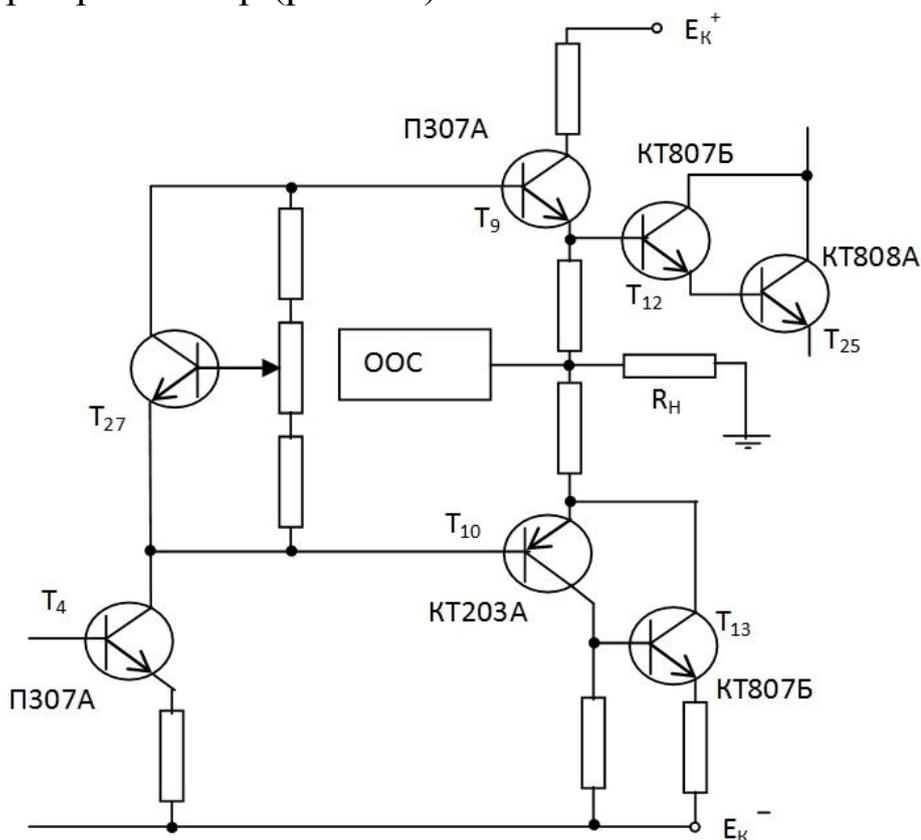


Рис. 5.9. Пример температурной компенсации на транзисторе

Данная схема температурной компенсации применена в усилительно-коммутационном устройстве «Радиотехника-020-стерео». В схеме опущены узлы и элементы, не относящиеся к температурной компенсации.

Усилитель мощности представляет собой УПТ. Предоконечный каскад собран на транзисторе T_4 , фазоинверсные каскады на транзисторах T_9 и T_{10} и окончные каскады на транзисторах $T_{12}-T_{25}$ и $T_{13}-T_{26}$ (T_{26} на схеме не показан). В схеме применен двухполярный источник питания, что позволило применить на входе за-

земленный генератор. Цепочка ООС служит для компенсации постоянной составляющей тока через нагрузку R_H . Роль термокомпенсирующего элемента выполняет транзистор T_{27} . Он устанавливается на радиаторе окончных транзисторов. При повышении температуры радиаторов сопротивление транзистора уменьшается, а т. к. он включен в коллекторную цепь транзистора T_4 , то уменьшается сопротивление коллекторной цепи T_4 . Из характеристик транзистора с нагрузкой известно, что уменьшение R_K ведет к уменьшению I_K и к уменьшению мощности, выделяющейся на окончных транзисторах, и в итоге к уменьшению температуры радиаторов. Сопротивление T_{27} увеличивается, базовый ток фазоинверсных каскадов растет и т. д.

В этой схеме применена компенсация дрейфа и с помощью ООС, о которой говорилось раньше.

3. Усилители с модуляцией сигнала.

Применение температурной компенсации не устраняет полностью дрейф нуля. В усилителях существует градиент температуры, приводящий к дрейфу, который не всегда возможно учесть при проектировании схем термокомпенсации. Элементы схемы обладают тепловой инертностью, что также затрудняет решение задачи устранения дрейфа.

С другой стороны, термокомпенсация не устраняет временного дрейфа из-за случайности процесса.

Еще одной проблемой усилителей постоянного тока являются низкочастотные шумы. Спектр низкочастотных шумов усиливается УПТ и нередко оказывается более существенным, чем температурный дрейф. Выход был найден: преобразование постоянного тока в переменный или в общем случае преобразование частоты. Блок-схема усилителя показана на рис. 5.10.

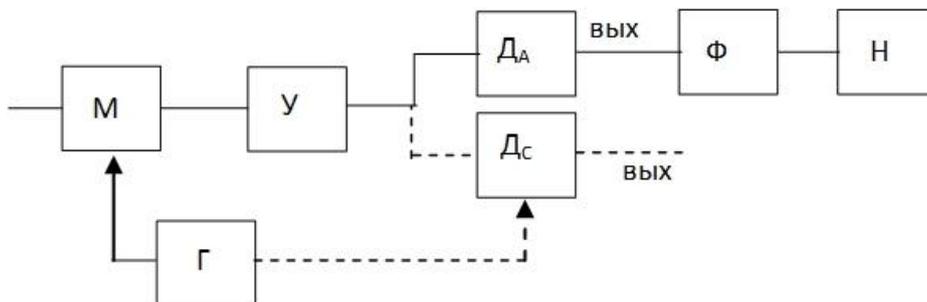


Рис. 5.10. Блок-схема усилителя с преобразованием частоты

Работа заключается в следующем. Входной сигнал $U_{вх}(t)$ с помощью модулятора M преобразуется в сигнал переменного тока с несущей частотой ω , которая по законам модуляции должна быть по крайней мере в 5–10 раз больше верхней частоты спектра сигнала. Далее эта частота усиливается усилителем переменного тока ($У$), а затем преобразуется в сигнал постоянного тока с помощью детектора. На рисунке показан сигнал на выходе асинхронного $Д_A$ и синхронного $Д_C$ детекторов. Остается только отфильтровать высокочастотное заполнение с помощью фильтра низких частот. H — нагрузка.

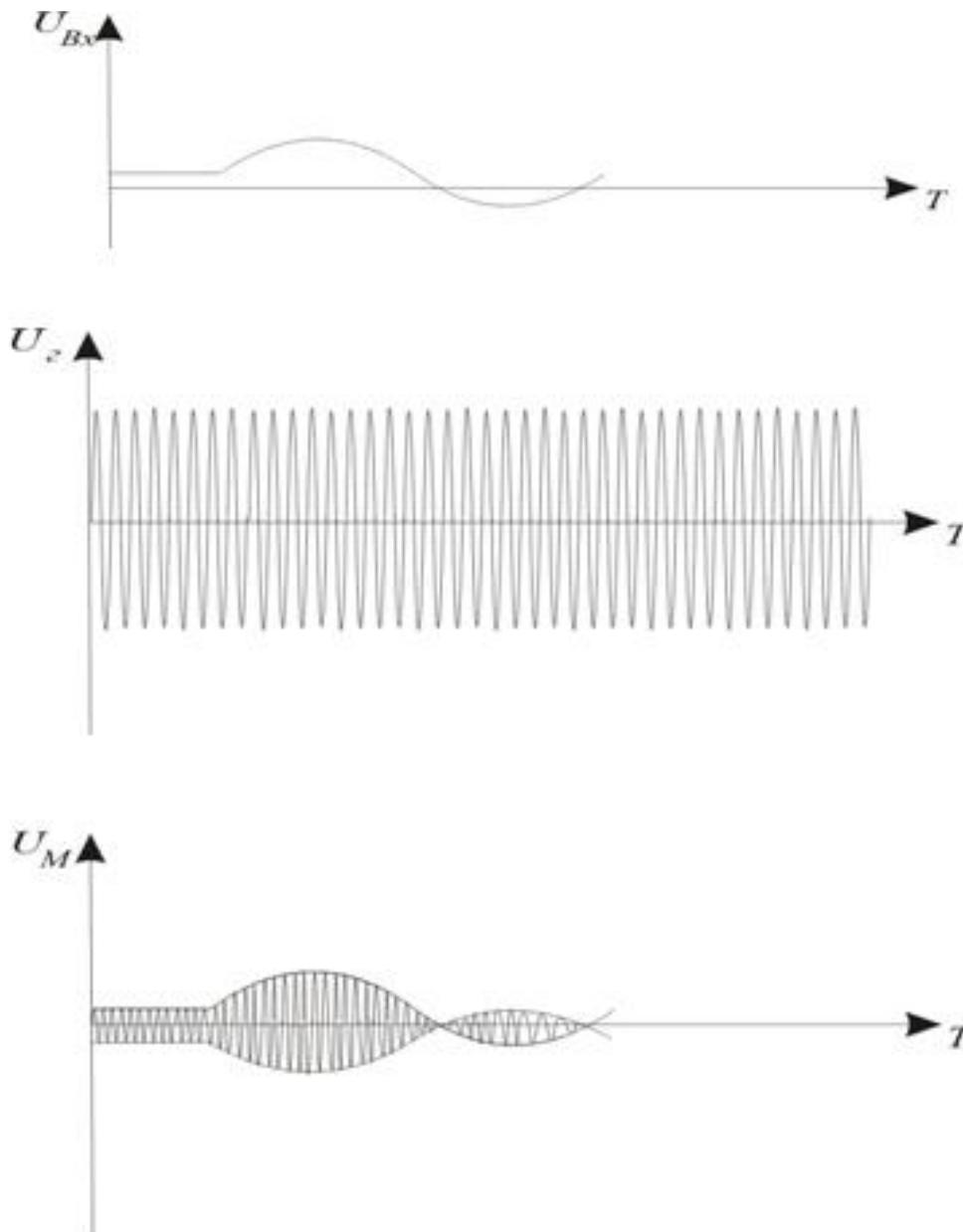


Рис. 5.11а. Осциллограммы напряжений усилителя М-ДМ

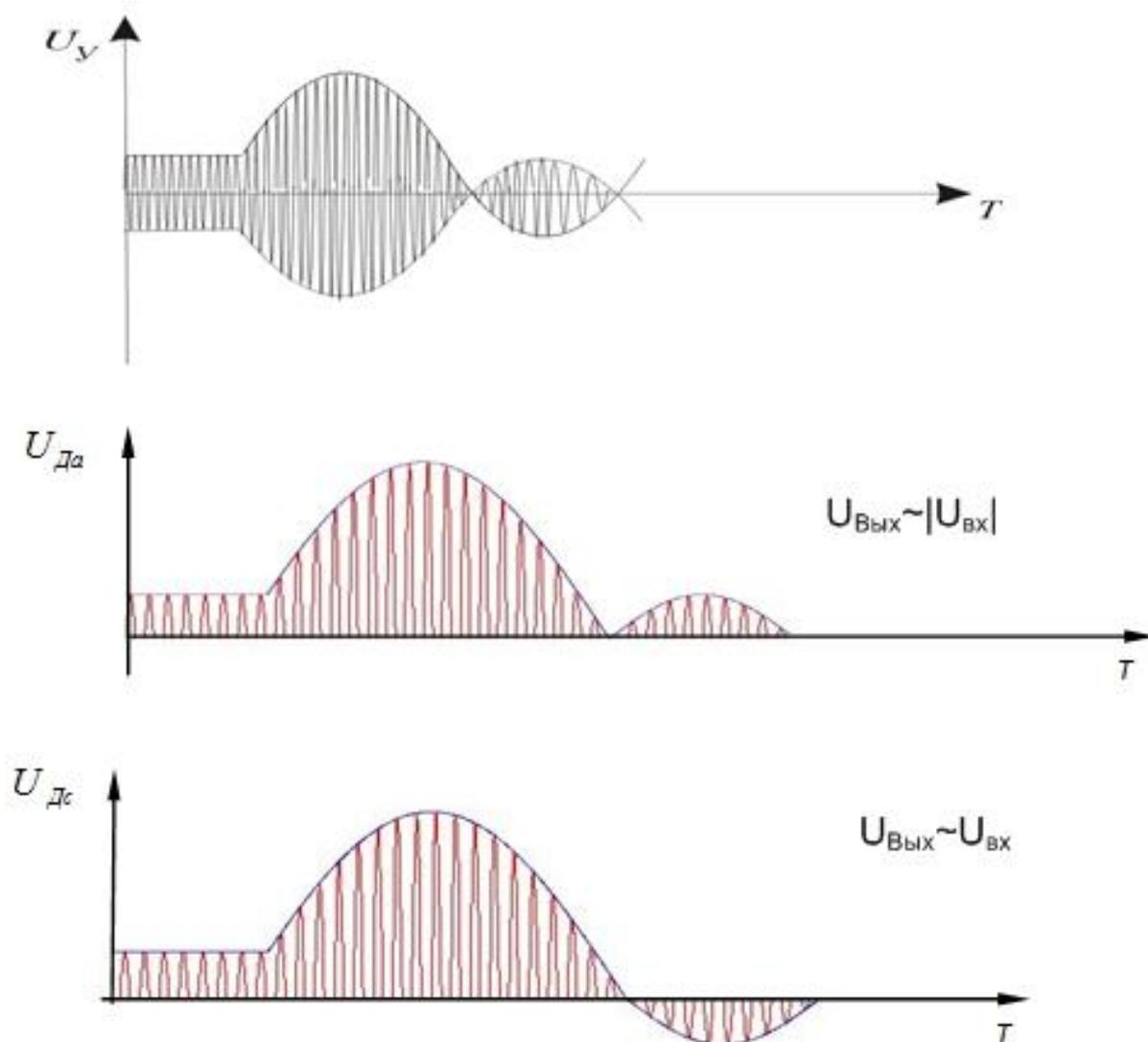


Рис. 5.11б. Осциллограммы напряжений усилителя М-ДМ

Достоинства такой системы следующие. Усилитель переменного тока не имеет собственного дрейфа и не передает его от каскада к каскаду. В связи с тем что нижняя граничная частота отлична от нуля, уменьшается общий уровень шумов на выходе. Недостатком усилителей, которые называют М-ДМ (или МОДЕМ), является высокая частота модуляции (при большом спектре частот входного сигнала) и необходимость в стабильном генераторе.

На выходе усилителя несущей частоты установлены демодуляторы. Это в простейшем случае двухполупериодный детектор $Д_{д}$. Во втором случае синхронный детектор $Д_{с}$ позволяет восстановить фазу входного сигнала.

5.4. Дифференциальный каскад

Усилитель с симметрично выполненным входом, реагирующий на разность напряжений, приложенных к зажимам V_{x1} и V_{x2} , называется дифференциальным или разностным.

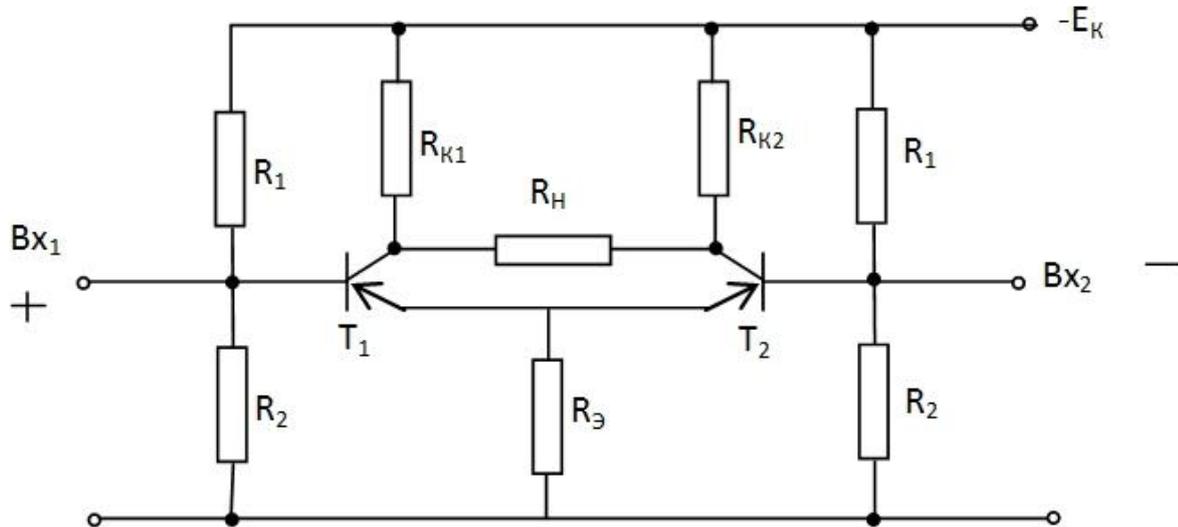


Рис. 5.12. Дифференциальный каскад

Действительно, если сигналы одной частоты и фазы, но разной амплитуды подавать на входы, то токи через нагрузку от двух транзисторов будут направлены в разные стороны, т. е. произойдет вычитание усиленных сигналов.

Если задать полярность входного сигнала от T_1 как положительную (при положительной полярности сигнала), то такой вход называют неинвертирующим. Ясно, что положительный сигнал на T_2 даст на выходе противоположное направление тока, и, следовательно, напряжение и V_{x2} можно назвать инвертирующим. Т. о., какой вход инвертирующий ($-$), а какой неинвертирующий ($+$) — понятие для дифференциального каскада условное.

В литературе дифференциальный каскад называют параллельно-балансным каскадом, мостовым каскадом. В настоящее время самое распространенное название — дифференциальный каскад.

Дифференциальный каскад симметричен. Симметрия уменьшает дрейф нуля. Чем ближе параметры T_1 и T_2 , их базовые цепи и R_{K1} и R_{K2} , тем меньше дрейф.

$$\delta I_{K1} R_{K1} \cong \delta I_{K2} R_{K2}; \quad \frac{R_{K1}}{R_{K2}} \cong \frac{\delta I_{K2}}{\delta I_{K1}} = \frac{\delta I_{T2}}{\delta I_{T1}}.$$

Для идеального дифференциального каскада знак (=).

Эти соотношения позволяют проводить балансировку дифференциального каскада. Если δI_T разные, то подбором R_{K1} и R_{K2} можно получить условие балансировки.

В реальных схемах такой метод применяется редко. Чаще для уменьшения дрейфа используют так называемые эмиттерные связки.

Последовательная связка

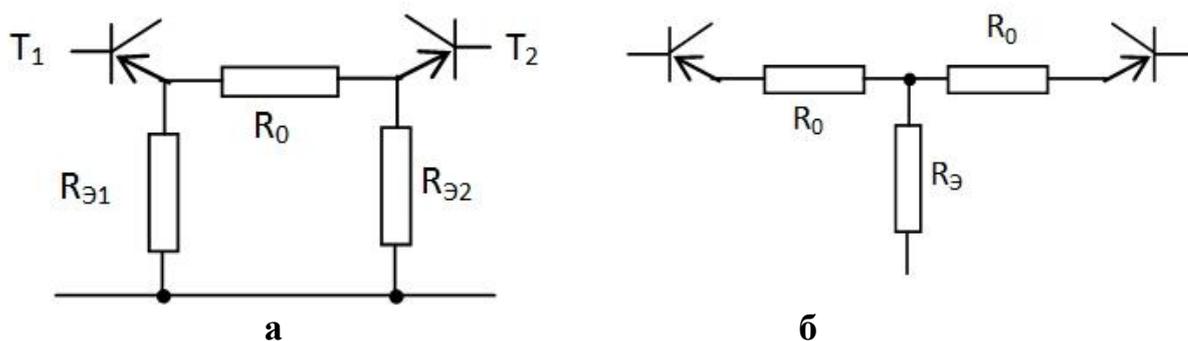


Рис. 5.13. Схемы последовательной (а) и параллельной (б) эмиттерных связок

В ней R_0 составляет несколько сотен Ом, т. е. $R_0 \gg r_{Э}$. Тем самым влияние $r_{Э}$ на дрейф становится пренебрежимо мало. Во-вторых, R_0 как бы выравнивает разные $r_{Э1}$ и $r_{Э2}$, и т. о. уменьшает дрейф. В-третьих, R_0 увеличивает динамический диапазон входных сигналов. Если в каскаде с эмиттерной связью диапазон входных сигналов не может быть больше $2U_{БЭ}$, то в дифференциальном каскаде к $U_{БЭ}$ следует приплюсовать падение напряжения на R_0 и тогда диапазон будет $2(U_{БЭ} + I_{Э1}R_0)$. R_0 может быть выполнен как потенциометр.

Параллельная связка

Связка используется в том случае, если R_0 выполняет роль нагрузки, например в случае балансного повторителя.

Вернемся к первоначальной схеме. Если транзисторы одинаковые и каскады симметричны, то при любом большом значении их дрейфа потенциалы коллекторов изменяются на одинаковую величину, а напряжение на нагрузке остается неизменным. То же получается, если на V_{x1} и V_{x2} подаются синфазные сигналы, т. е. имеющие одинаковую амплитуду и фазу. Для получения

между коллекторами транзисторов полезного усиливаемого сигнала необходимо подавать его на базы транзисторов в противоположных фазах. Такой сигнал называется парафазным, или дифференциальным. В этом случае напряжение на выходе определяется только входным сигналом и не зависит от дрейфа нуля, т. е. от синфазного сигнала.

В реальных дифференциальных каскадах избежать синфазных сигналов на выходе нельзя, т. к. невозможно добиться абсолютной симметрии плеч дифференциального каскада, но все же величина дрейфа оказывается значительно меньше, чем дрейф в УПТ прямого действия. Применяя балансировку связки, можно еще больше ослабить влияние дрейфа. Особая роль в этом принадлежит резистору в цепи эмиттеров $R_{\text{Э}}$. Сопротивление $R_{\text{Э}}$ создает в цепях каждого транзистора отрицательную обратную связь, которая уменьшает усиление синфазных компонент и, следовательно, дрейф усилителя. Сигнал парафазный не создает на $R_{\text{Э}}$ дополнительного напряжения, и $R_{\text{Э}}$ в процессе передачи дифференциальным каскадом дифференциальных сигналов не участвует. Действительно, отрицательная часть дифференциального сигнала открывает, например, первый транзистор, увеличивая ток эмиттера T_1 , положительная же часть закрывает T_2 , уменьшая его ток эмиттера точно на такую же величину. В результате итоговый ток через $R_{\text{Э}}$ остается постоянным. Это эквивалентно равенству $R_{\text{Э}}$ для дифференциальных сигналов бесконечности.

Вывод: $R_{\text{Э}}$ не влияет на дифференциальный сигнал и уменьшает синфазные. Чем больше $R_{\text{Э}}$, тем лучше. Но существует предел — обеспечение рабочей точки транзисторов T_1 и T_2 в соответствии с уравнением нагрузочной прямой

$$E_K = I_{K1}R_{K1} + U_{KЭ1} + 2I_{Э1}R_{Э} \text{ — для } T_1$$

$$\text{или } E_K = I_{K2}R_{K2} + U_{KЭ2} + 2I_{Э2}R_{Э} \text{ — для } T_2.$$

Выход из этого положения — замена резистора на диод (стабилитрон), однако чаще вместо $R_{\text{Э}}$ используется так называемый генератор стабильного тока (ГСТ).

5.4.1. Генератор стабильного тока

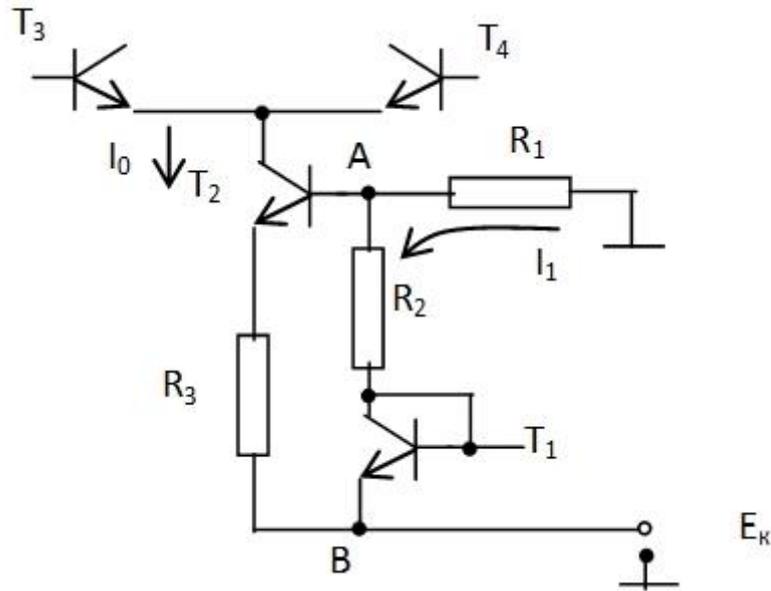


Рис. 5.14. Генератор стабильного тока

Суммарный ток эмиттеров транзисторов дифференциального каскада равен току коллектора T_2 , T_1 , T_2 и R_1 , R_2 , R_3 – ГСТ. T_1 в диодном включении служит для стабилизации рабочей точки T_2 (термокомпенсация). Найдем напряжение между точками А и В. Если пренебречь током базы T_2 , что совершенно обоснованно, т. к. $I_{ЭТ2} \gg I_{БТ2}$ и принять, что

$$I_{Э2} = I_{К2} = I_0 = I_{Э3} + I_{Э4}, \text{ то можно записать}$$

$$U_{БЭ2} + I_0 R_3 = I_1 R_2 + U_{БЭ1}, \quad (*)$$

где $I_1 = \frac{E_K - U_{БЭ1}}{R_1 + R_2} \approx \frac{E_K}{R_1 + R_2}$.

Это из $E_K = U_{БЭ1} + I_1 R_2 + I_1 R_1$ и т. к. $E_K \gg U_{БЭ1}$.

Из (*) находим $I_0 = \frac{I_1 R_2 + (U_{БЭ1} - U_{БЭ2})}{R_3}$.

При $I_1 R_2 \gg (U_{БЭ1} - U_{БЭ2})$ получим $I_0 = I_1 \frac{R_2}{R_3}$.

Существуют различные схемные варианты ГСТ, но главное, что ток I_3 целиком и полностью определяется ГСТ. Выходное сопротивление ГСТ близко к величине r_K^* , т. е. достаточно велико. А если T_3 и T_4 работают еще в микрорежиме, то $R_{ВЫХ}$ ГСТ может быть более 10 МОм. На постоянном токе сопротивление ГСТ

определяется рабочей точкой T_2 и, следовательно, мало. ГСТ называют также отражателем тока. Отношение резисторов можно считать как бы коэффициентом «отражения». При равенстве $R_2 = R_3$ получим коэффициент «отражения» 1, что является аналогом зеркала в оптике. По этой причине ГСТ с $R_2 = R_3$ называют токовым зеркалом. Существуют различные варианты схемных решений ГСТ.

В общем случае:

$$U_{\sigma_{\varepsilon_2}} - U_{\sigma_{\varepsilon_1}} = \phi_T \left[\ln \frac{I_1}{I_{S_2}} - \ln \frac{I_0}{I_{S_1}} \right] = \phi_T \left(\ln \frac{I_1 - I_{S_1}}{I_0 \cdot I_{S_2}} \right) = \phi_T \left(\ln \frac{I_1}{I_0} + \ln \frac{I_{S_1}}{I_{S_2}} \right).$$

Возможны следующие варианты:

1. Когда выполняется неравенство:

$$(U_{BЭ2} - U_{BЭ1}) \ll I_1 R_2.$$

Тогда получаем, что

$$I_0 = I_1 \frac{R_2}{R_3}.$$

При условии, что $R_2 = R_1 \Rightarrow I_0 = I_1$. И мы имеем «токовое зеркало». Ток I_1 задается условием:

$$E_K = I_1 R_2 + U_{BЭ2} + I_1 R_1,$$

т. е. из вольтамперных характеристик транзистора задаем рабочую точку, т. е. I_1 и $U_{BЭ2}$. E_K задано по техническому заданию.

$$U_K = I_1 (R_2 - R_1).$$

2. Случай особо малых (микро-) токов.

Этот случай обеспечивается условием $R_2 = 0$ (иначе наличие $R_2 \neq 0$ не обеспечивает входного тока), тогда при условии, что

$$\ln \frac{I_{S1}}{I_{S2}} \ll \ln \frac{I_{S1}}{I_{S0}}$$

получим трансцендентное уравнение

$$I_0 = \frac{\phi_T}{R_2} \ln \frac{I_1}{I_0}.$$

Приближенно можно считать, что

$$I_0 \approx \sqrt{\left(\frac{\phi_T}{R_3}\right)} I_1,$$

т. е. управление током I_0 затруднительно. Например, $I_1=0,5\text{мА}$, $I_0=10\text{мкА}$, что справедливо при $R_3 \equiv 10\text{кОм}$. При этом $U_{\phi_2} - U_{\phi_1} \approx 100\text{мВ}$.

3. Случай $R_2 = R_3 = 0$.

Он дает экономию площади кристалла. В этом случае оказывается, что отношение токов I_0/I_1 пропорционально отношению обратных токов, т. е.

$$\frac{I_0}{I_1} = \frac{I_{S1}}{I_{S2}},$$

а т. к. обратные токи — токи утечки, и они прямо пропорциональны площади переходов, то $I_0 = I_1(S_1/S_2)$, где S — площадь эмиттерных переходов. Этот случай имеет преимущества при приблизительном равенстве I_0 и I_1 . Если $I_0 \neq I_1$, то приходится получать соотношение токов за счет увеличения площади переходов.

5.4.2. Характеристики (параметры) ДК

Если подать на выходы ДК дифференциальный сигнал, то на нагрузке $U_{\text{вых}}$ будут протекать токи одного направления, и мы получим усиленный дифференцированный сигнал. Если ДК реальный, то в отсутствие сигнала через нагрузку течет ток, который накладывается на ток, обусловленный дифференциальным сигналом (со знаком + или -). В результате выходной дифференцированный сигнал окажется измененным. Мы можем сказать, что дифференцированный сигнал усиливается как бы дифференциально и синфазно одновременно. Очевидно, что коэффициенты этих усилений будут разными. Аналогично можно рассмотреть и прохождение синфазных сигналов через ДК (это обозначается через КД и ДС).

Математически это можно записать так:

$$U_{\text{вых.С}} = K_{\text{СС}} U_{\text{вх.С}} + K_{\text{СД}} U_{\text{вх.Д}}$$

$$U_{\text{вых.Д}} = K_{\text{ДС}} U_{\text{вх.С}} + K_{\text{ДД}} U_{\text{вх.Д}}$$

Мы имеем как бы 4 усилителя со своими коэффициентами передачи по напряжению. У коэффициента K первый индекс — усилитель, второй — сигнал.

$K_{дд}$ — коэффициент передачи дифференциальным усилителем дифференциального сигнала.

$K_{сс}$ — коэффициент передачи синфазным усилителем синфазного сигнала.

$K_{дс}$ — коэффициент передачи синфазным усилителем дифференциального сигнала.

$K_{сд}$ — коэффициент передачи дифференциальным усилителем синфазного сигнала.

Для идеального ДК $K_{сд} = K_{дс} = 0$. Усиление синфазных и дифференциальных сигналов в идеальных усилителях происходит независимо, т. к. стремятся получить как можно более симметричную схему, поэтому $K_{дс}$ и $K_{сд}$ оказываются малы ($\ll 1$).

Рассмотрим основные коэффициенты $K_{дд}$ и $K_{сс}$. Дифференциальный коэффициент усиления $K_{дд}$ в дальнейшем будем обозначать просто $K_{д}$, а $K_{сс}$ просто $K_{с}$.

Пусть на входы ДК подаются некоторые ΔU_{δ_1} , и ΔU_{δ_2} , имеющие синфазный и парафазный сигналы. Для синфазного сигнала $U_{вх.с}$ можно считать B_{x_1} и B_{x_2} объединенными. Для парафазного сигнала половина его (например, положительная) подается на вход первый, а вторая (отрицательная) половина на второй вход.

Аналитически:

$$\Delta U_{Б1} = U_{вх.с} + \frac{1}{2} U_{вх.д}$$

$$\Delta U_{Б1} = U_{вх.с} + \frac{1}{2} U_{вх.д}$$

Так как $U_{вх.с}$ подаются на цепочки $r_{\delta_1} - r_{\varepsilon_1} - R_9$ и $r_{\delta_2} - r_{\varepsilon_2} - R_9$ в которых $R_9 \ll r_{\delta_1} + r_{\varepsilon_1}$, то можно считать, что $U_{вх.с}$ подается на общий резистор R_9 .

На коллекторах транзисторов получим изменения коллекторного напряжения относительно первоначального $\Delta U_{к_0}$.

Синфазный сигнал вызывает одинаковое приращение потенциалов коллекторов.

Если сигнал снимается с коллектора одного транзистора на нагрузку (в этом случае получается несимметричный выход и можно использовать заземленную нагрузку), то половина дифференциального сигнала на заземленной нагрузке теряется. Для устранения этого недостатка используют специальные схемы, которые называются схемами перехода к несимметричному выходу.

Определим коэффициент передачи по напряжению $K_{U\partial}$.

Для дифференциальных сигналов ДК можно рассматривать как обычную схему ОЭ, в которой сопротивление нагрузки равно $\frac{1}{2}R_H$ (R_H как бы разделено между плечами ДК). Не учитывается R_3 :

$$K_{U\partial} = \frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_{\bar{\sigma}}} \frac{R_K \parallel \left(R_H \frac{1}{2}\right)}{R_r + r_{\bar{\sigma}} + r_3},$$

т. к. обычно $\beta_{oe}\gamma_{\bar{\sigma}} \gg 1$, то

$$K_{U\partial} = -\frac{1}{\gamma_{\bar{\sigma}}} \frac{R_K \parallel \left(R_H \frac{1}{2}\right)}{R_r + r_{\bar{\sigma}} + r_3}.$$

Если используется последовательная связка, то

$$K_{U\partial} = -\frac{1}{\gamma_{\bar{\sigma}}} \frac{R_K \parallel \left(R_H \frac{1}{2}\right)}{R_r + r_{\bar{\sigma}} + r_3 + R_0} = \left(\gamma_{\bar{\sigma}} = \frac{r_3 + R_0}{R_r + r_{\bar{\sigma}} + r_3 + R_0} \right) = -\frac{R_K \parallel \left(\frac{1}{2}R_H\right)}{r_3 + R_0}$$

В случае $R_0 \gg r_3$

$$K_{U\partial} = -\frac{R_K \parallel \left(\frac{1}{2}R_H\right)}{R_0}.$$

В режиме холостого хода или при работе на высокоомную нагрузку $R_H \gg R_K$

$$K_{U\partial} = -\frac{R_K}{R_0}.$$

Из формулы следует, что увеличивать K_U можно путем введения эквивалентного R_K , т. е. динамической нагрузки.

Для сигналов нагрузка будет общая, но надо учесть R_3 :

$$K_{UC} = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_{\delta}} \frac{R_K \parallel R_H}{R_r + r_{\delta} + r_3 + R_3}.$$

Уточним выражение. Так как синфазный сигнал практически выделяется на R_3 , то считаем $R_H = \infty$, а также т. к. R_3 стремится сделать как можно больше, то $\gamma_{\delta} \approx 1$ и согласно $\beta_{oe}\gamma_{\delta} \gg 1$, получим

$$\gamma_{\delta} = \frac{r_3 + R_0}{R_r + r_{\delta} + r_3 + R_0}$$

$$K_{UC} = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_{\delta}} \frac{R_K \parallel R_H}{R_r + r_{\delta} + r_3 + R_3} =$$

подставляем $\gamma_{\delta} = -\frac{R_K}{r_3 + R_3} \approx -\frac{R_K}{R_3}$.

Остается уточнить R_K . Для синфазных сигналов $R_{K_1} \parallel R_{K_2}$ и окончательно

$$K_{UC} = -\frac{R_K}{2R_3}.$$

Для ДК с последовательной связкой эмиттерная цепь будет $r_3 - R_0 + R_3$.

Отношения коэффициентов $K_{U\delta}$ и K_{UC} называют коэффициентом ослабления (коэффициентом подавления) синфазной составляющей. Для случая ДК с последовательной связкой

$$K_{\Pi} = \frac{K_{U\delta}}{K_{Uc}} = \frac{R_H 2R_3}{R_0 R_H} = \frac{2R_3}{R_0}.$$

Его чаще выражают в децибелах

$$K_{\Pi} = 20 \log \frac{K_{U\delta}}{K_{Uc}}.$$

Для простейшего ДК K_{Π} составляет 50–60 дБ. K_{Π} имеет большое значение с точки зрения помехоустойчивости. Помехи и наводки действуют сразу на два входа, т. е. по своей сути являются синфазными сигналами, и, чем больше K_{Π} , тем помехоустойчивей ДК и последующая цепь.

Входные сопротивления

Так как дифференциальный сигнал поступает на 2 каскада ОЭ, то входное сопротивление R_{ex} равно удвоенному R_{ex} каскада ОЭ:

$$R_{ex.Д} = 2[r_{\bar{o}} + (1 + \beta)r_{\bar{c}}].$$

При наличии последовательной эмиттерной связки

$$R_{ex.Д} = 2[r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_{\bar{c}} + R_0)].$$

Пример: $\beta = 100$, $r_{\bar{c}} = 25$ Ом, $r_{\bar{o}} = 150$ Ом, $R_{ex.Д} = 5,35$ кОм.

Существенно увеличить $R_{ex.Д}$ можно при работе T_1 и T_2 в микрорежиме (рост $r_{\bar{c}}$) или используя схему Дарлингтона. Например: если, $I_{\bar{c}} = 50$ мкА, $\beta = 2000$, то $r_{\bar{c}} = 0,5$ кОм и $R_{ex.Д} \cong 2$ МОм.

Из формул следуют пути увеличения R_{ex} :

1. Микрорежим (за счет $r_{\bar{c}}$).
2. «Супербета» транзистора (за счет β);
3. Составной транзистор в каждом плече ДК (схема Дарлингтона).
4. Входное сопротивление для синфазной составляющей равно $R_{ex.C} = r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_{\bar{c}} + R_0) \approx \beta R_{\bar{c}}$

или в другой форме:

$$R_{ex.C} = (r_{\bar{o}} + r_{\bar{c}} + R_0)(1 + \beta_{oe} \gamma_{\bar{o}\bar{c}}) \approx \beta_{oe} R_{\bar{c}}.$$

Сравнивая $R_{ex.Д}$ и $R_{ex.C}$, видим, что $R_{ex.C} \gg R_{ex.Д}$ из-за $R_0 \gg R_0$ или $R_{\bar{c}} \gg r_{\bar{c}}$.

Выходное сопротивление

$$R_{вых} \cong 2R_K \text{ (без учета } r_k \text{*)}.$$

Для синфазных сигналов, т. к. нагрузка бездействует ($R_K \approx \infty$).

$$R_{вых.C} \cong R_K.$$

Начальный разбаланс входного напряжения

Даже при самой тщательной подборке элементов ДК и настройки добиться полной балансировки его не удастся. Старение элементов, изменение температуры приводит к появлению на входе напряжения. Если его привести ко входу, поделив на K_U ДК, получим, что разбалансу усилителя соответствует некоторый мнимый дифференциальный сигнал, который называют напряжением смещения нуля или начальным разбалансом входного напряжения. То есть, подавая на вход ДК сигнал этой величины, но противоположного знака, мы сбалансируем ДК.

Потенциал коллектора взят без сигнала на входе. Знак «0» означает, что

$$U_{cm} = \frac{U_{K1}^0}{K} - \frac{U_{K2}^0}{K} = U_{БЭ1} - U_{БЭ2}.$$

Воспользуемся ВАХ-характеристикой идеального транзистора

$$U_{БЭ} = \phi_t \ln \frac{I_{э}}{I_{э0}^l}$$

и считаем, что $I_{э0}^l = I_{э0}$.

Напомним, что $I_{э0}^l$ — обратный ток эмиттера при $U_K = 0$, ($U_{э} < 0$) ($|U_{э}| \gg \phi_t$),

$I_{э0}$ — обратный ток эмиттера при $I_K = 0$, ($|U_{э}| \gg \phi_t$).

Получим:

$$U_{cm} = \phi_t \ln \frac{I_{э02}}{I_{э01}}.$$

Из формулы следует, что если, например, обратные токи эмиттеров транзисторов отличаются на 20 %, то это соответствует начальному разбалансу ≈ 5 мВ.

U_{cm} зависит от температуры через ϕ_t . Эту зависимость характеризуют температурной чувствительностью начального разбаланса

$$E_{U_{cm}} = \frac{U_{cm}}{T}.$$

Например: при $T = 300$ °K и $U_{cm} = 5$ мВ, $E_{U_{cm}} = 17$ мкВ/град.

Чем меньше начальный разбаланс, тем меньше $E_{U_{cm}}$ и тем меньше будет влиять температура на разбалансировку каскада. Следует отметить, что выражение для $E_{U_{cm}}$ справедливо лишь для $U_{cm} > 1$ мВ.

Пусть $U_{cm} = 1$ мВ, $\phi_t = 25$ мВ. Подставим их в U_{cm} .

$$1 = 25 \ln \frac{I_{э02}}{I_{э01}}; \quad \frac{1}{25} = \ln \frac{I_{э02}}{I_{э01}}; \quad 0,04 = \ln \frac{I_{э02}}{I_{э01}}; \quad e^{0,04} \cong 1,04 = \frac{I_{э02}}{I_{э01}};$$

$$I_{э02} = 1,04 I_{э01}; \quad \Delta I_{э} = I_{э02} - I_{э01} = 0,04 I_{э01}.$$

Если, например, $I_{э01} = 5 \cdot 10^{-7}$ А, то $\Delta I_{э} = 0,2 \cdot 10^{-7}$ А и $I_{э02} = 4,8 \cdot 10^{-7}$.

Если $U_{CM} > 1mB$, то разбаланс обусловлен не обратными токами эмиттеров (их можно считать одинаковыми), а разбросом R_K . В этом случае:

$$U_{CM} = 2\phi_t \frac{\Delta R_K}{R_K}.$$

Например, если $\frac{\Delta R_K}{R_K} = 0,02$, получаем при $T = 300^0 K$

$$U_{CM} \approx 1mB.$$

Таким образом, на напряжение смещения нуля основное влияние оказывает разброс обратных токов эмиттеров транзисторов и разброс значений резисторов коллекторных цепей. По сравнению с этими параметрами (элементами) влияние на U_{CM} коэффициента передачи β , r_K^* и др. значительно меньше.

Разностный входной ток (ток смещения, разбаланс входных токов)

$$\Delta I_{ex} = I_{\sigma_1} - I_{\sigma_2} = \frac{I_{K_1}}{\beta_1} - \frac{I_{K_2}}{\beta_2}.$$

Смысл ΔI_{ex} в том, что, протекая по сопротивлению источника сигнала $R_{ГД}$, он создает на $R_{ГД}$ падение напряжения $\Delta I_{ex} R_{ГД}$, что равносильно напряжению смещения, т. е. ложному сигналу.

Из выражения ΔI_{ex} видно, что даже если выровнять токи I_{K_1} и I_{K_2} , то на ΔI_{ex} влияет разброс β .

В этом случае

$$\Delta I_{ex} = \left(\frac{1}{\beta_1} - \frac{1}{\beta_2} \right) I_K = \frac{\beta_2 - \beta_1}{\beta_1 \cdot \beta_2} I_K = \frac{\Delta \beta}{\beta_1 \cdot \beta_2} I_K.$$

Средний входной ток

$$I_{ex.ср.} = \frac{1}{2} (I_{\sigma_1} + I_{\sigma_2}) = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{K_1}}{\beta_1} + \frac{I_{K_2}}{\beta_2} \right) = . \text{ При } I_{K_1} = I_{K_2} \quad I_K = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} \cdot \frac{I_K}{\beta_1 \cdot \beta_2}.$$

Если заменить $\beta_1 \cdot \beta_2$ на среднее значение $\bar{\beta}$, а $\frac{\beta_1 + \beta_2}{2} = \bar{\beta}$

по определению, то

$$I_{ex.ср.} = \bar{\beta} \frac{I_K}{\bar{\beta} \cdot \bar{\beta}} = \frac{I_K}{\bar{\beta}}.$$

Смысл $I_{ex.ср.}$: протекая по источнику $R_{Гс}$, он создает на нем падение напряжения равносильно действию на входе синфазного сигнала. ΔI_{ex} характеризует ДК с точки зрения дифференциальных сигналов (эквивалент разбаланса напряжений), а $I_{ex.ср.}$ — с точки зрения синфазных сигналов.

Возвращаясь к ΔI_{ex} :

$$\Delta I_{ex} = \frac{\Delta\beta}{\beta_1 \cdot \beta_2} I_K = \frac{\Delta\beta}{\beta \cdot \beta} I_K = \frac{\Delta\beta}{\beta} \cdot \frac{I_K}{\beta} = \frac{\Delta\beta}{\beta} \cdot I_{ex.ср.}$$

Следует отметить, что вывод связи между ΔI_{ex} и $I_{ex.ср.}$ — приближенный вывод.

В связи с тем что β зависит от температуры, ввели параметр «температурная чувствительность токов».

$$\varepsilon I_{ex.ср.} = \left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) I_{ex.ср.} = B I_{ex.ср.},$$

где $B = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT}$

$$\varepsilon \Delta I_{ex} = \left(\frac{1}{\beta} \cdot \frac{d\beta}{dT} \right) \Delta I_{ex} = B \Delta I_{ex}.$$

По данным литературы, $B = (-1,5) \dots (-1) \%$ /град. в диапазоне от -60 до 0°C , а в диапазоне от 0 до $+125^\circ\text{C}$ меняется от (-1) до $(-0,5) \%$ / $^\circ\text{C}$.

Коротко о частотных свойствах ДК

Поскольку ДК рассматривается как усилитель постоянного тока, нет смысла говорить о его работе в области низших частот и больших времен. В области высших частот и малых времен ДК ведет себя для дифференциальных и синфазных сигналов по-разному. Для дифференциальных сигналов ДК можно рассматривать как схему с общим эмиттером с применением всех полученных ранее формул, характеризующих частотные и переходные свойства схемы ОЭ. Для синфазных сигналов во всех выражениях частотных и временных характеристик следует учитывать сопротивление в цепи эмиттеров транзисторов ДК. Из-за R_e частотные свойства ДК для синфазных и парафазных сигналов получаются очень разными.

Предлагаем читателю самостоятельно проследить влияние R_3 на коэффициент токораспределения базы и далее на частотные свойства и переходный процесс в ДК.

5.5. Интегральный умножитель двух сигналов

На линейном устройстве, каким является дифференциальный каскад, провести умножение нельзя. Дополним ДК небольшой схемой, как показано на рис. 5.15.

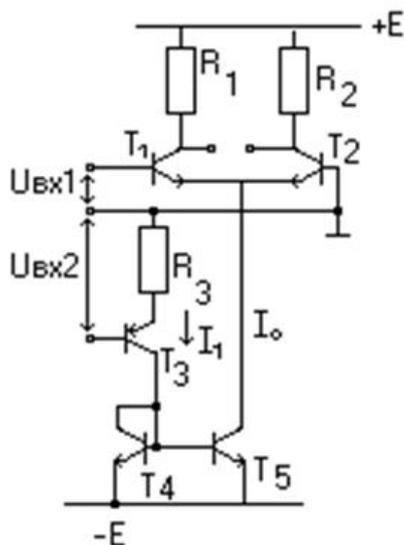


Рис. 5.15. Интегральный умножитель

Дифференциальный каскад выполнен на транзисторах T_1 и T_2 с резистивными нагрузками R_1 и R_2 .

Транзистор T_2 включен по схеме с общей базой. ДК запускается от генератора стабильного тока на транзисторах T_3 и T_4 в диодном включении, транзисторе T_5 и резисторе R_3 . Если бы потенциал базы транзистора T_3 был зафиксирован, то мы получили бы чистый ГСТ. В умножителе база транзистора T_3 используется для подачи второго сигнала.

Этот сигнал меняет ток I_{β_3} , который меняет ток I_{κ_3} и, таким образом, задающий ток I_1 генератора стабильного тока. Транзистор T_5 вырабатывает меняющийся ток I_0 , питающий транзисторы дифференциального каскада. Вход 1 является второй точкой управления транзисторами T_1 и T_2 .

Рассмотрим математику процесса.

$$U_{\text{вых}} = I_K R_H = \beta I_{B1} R_H = \beta I_{\text{ex1}} R_H = \beta \frac{U_{\text{ex1}}}{R_{\text{ex1}}} \cdot R_H ;$$

$$R_{\text{ex1}} = r_{\beta} + (1 + \beta) r_{\beta} = r_{\beta} + (1 + \beta) \frac{\phi_T}{I_{\beta}} \approx \beta \frac{\phi_T}{I_{\beta}}.$$

Подставим R_{ex1} в выражение для определения $U_{\text{вых}}$:

$$U_{\text{вых}} = I_{\beta} \frac{U_{\text{ex1}}}{\phi_T} \cdot R_H.$$

Генератор стабильного тока питает оба транзистра дифференциального каскада.

Следовательно, $I_0 = \frac{1}{2} I_1$. Тогда получим, что

$$U_{\text{вых}} = \frac{I_0 U_{\text{ex1}}}{2 \phi_T} \cdot R_H.$$

Найдем I_0 . Для этого сигнала определим I_1 .

$$I_1 = I_{K_3} \cong I_{\text{Э}_3}; \quad I_{\text{Э}_3} = (1 + \beta) I_{\text{б}_2} = (1 + \beta) I_{\text{ex}_2}; \quad I_{\text{ex}_2} = \frac{U_{\text{ex}_2}}{R_{\text{ex}_2}};$$

$$R_{\text{ex}_2} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + R_3) \approx \beta \cdot R_3;$$

$$I_1 = (1 + \beta) \cdot \frac{U_{\text{ex}_2}}{R_{\text{ex}_2}} = (1 + \beta) \cdot \frac{U_{\text{ex}_2}}{R_3} \approx \frac{U_{\text{ex}_2}}{R_3}.$$

Мы считаем, что все транзисторы однотипные и имеют одинаковые коэффициенты передачи тока базы β .

$$I_0 = \frac{I_1}{K}, \text{ где } K \text{ — коэффициент отражения тока } I_1.$$

В интегральной схемотехнике K определяется соотношением площадей эмиттерных переходов транзисторов T_4 и T_5 .

Подставим I_1 в I_0 .

Получим:

$$I_0 = \frac{U_{\text{ex}_2}}{R_3 K}.$$

Найдем $U_{\text{вых}}$:

$$U_{\text{вых}} = \frac{U_{\text{ex}_2}}{2R_3 K} \frac{U_{\text{ex}_1}}{\phi_T} \cdot R_H.$$

Введем обозначение:

$$\frac{R_H}{2R_3 K \phi_T} = A.$$

Получим, что

$$U_{\text{вых}} = A \cdot U_{\text{ex}_1} \cdot U_{\text{ex}_2}.$$

Из формулы видно, что выходное напряжение с некоторым коэффициентом A , который можно задавать, пропорционально произведению входных сигналов U_{ex_1} и U_{ex_2} .

Вопросы и задания для самопроверки к главе V

1. Дайте определение усилителя постоянного тока (УПТ).
2. Перечислите недостатки УПТ прямого действия и методы их устранения.
3. Назовите причины дрейфа нуля УПТ. Как влияют элементы схемы на температурный дрейф?
4. В чем достоинство дифференциального каскада (ДК) как УПТ?
5. Дайте характеристику сигналов, с которыми работает ДК.
6. Проведите сравнение усилительных параметров ДК для синфазных и дифференциальных сигналов. В чем причины отличия их друг от друга?
7. Что такое ГСТ, «токовое зеркало», «отражатель тока»?
8. В чем преимущество ДК с ГСТ от обычного ДК?
9. Охарактеризуйте точностные параметры ДК.
10. Сравните частотные свойства ДК для дифференциальных и синфазных сигналов.
11. Приведите примеры схем балансировки ДК. Что дает использование эмиттерных связок?
12. По какому принципу называют (обозначают) входы ДК?

ГЛАВА VI. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

Операционный усилитель (ОУ) — усилитель, совершающий определенную операцию над входным сигналом. Название связано с применением ОУ на их ранней стадии развития в решающих устройствах для выполнения математических операций. Современный ОУ имеет громадное применение во многих областях электроники: усилители, фильтры, генераторы, компараторы, стабилизаторы и т. д. Такое широкое применение стало возможным благодаря микроэлектронике.

Операционный усилитель относится к усилителям постоянного тока.

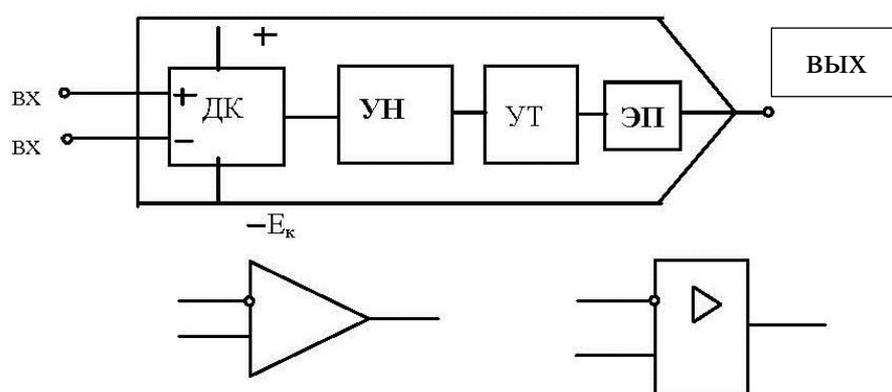


Рис. 6.1. Блок-схема операционного усилителя и его обозначения на схемах

На условных обозначениях ОУ слева входы, справа — выход.

Входы — инвертирующий (-) и неинвертирующий (+). При подаче сигнала на (+) вход на выходе получается сигнал такой же полярности, а при подаче сигнала на (-) вход полярность входного сигнала меняется на противоположный.

Входы ОУ могут использоваться как симметричные, так и несимметричные. Генератор может включаться к обоим входам сразу — симметричный вход, или два генератора, заземленных к двум входам, или заземленный генератор включается на один вход, а на второй вход сигнал не подается.

Выход ОУ несимметричный, используется заземленная нагрузка.

6.1. Схемотехника ОУ

В настоящее время существует большое количество разнообразных ОУ, однако блок-схема ОУ имеет целый ряд общих элементов. На входе ОУ стоит дифференциальный каскад (ДК), далее следует каскад усиления по напряжению (УН), по току (УТ), и на выходе ставится эмиттерный повторитель. ЭП обычно двухтактный. В целом получается усилитель постоянного тока (УПТ) с большим коэффициентом усиления. Идеальный ОУ имеет $K_U = \infty$. В дальнейшем коэффициент усиления ОУ по напряжению будет обозначаться K_0 . Для обеспечения режима ОУ используется двухполярный источник питания со средней точкой.

Кроме простых ДК, используют сложные схемы.

6.1.1. ДК по схеме Дарлингтона

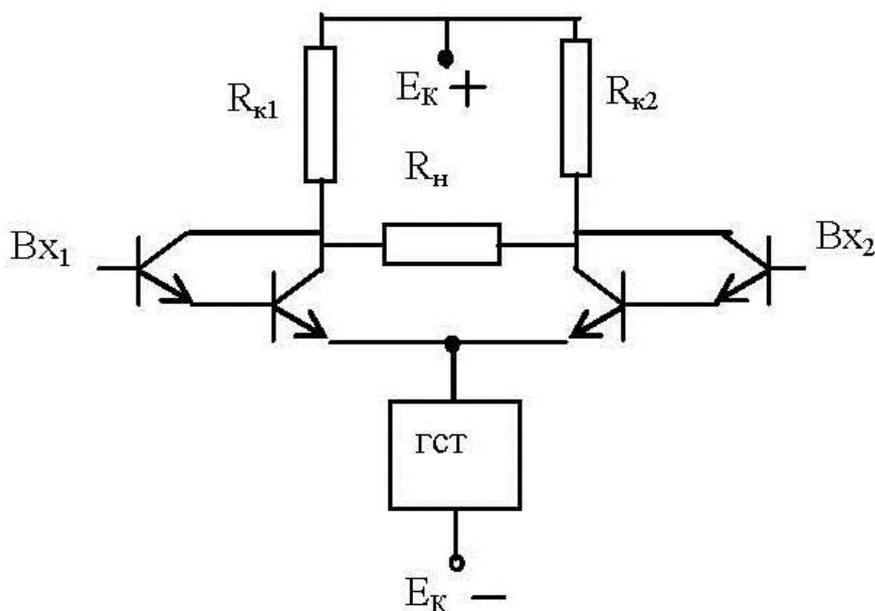


Рис. 6.2. Дифференциальный каскад на составных транзисторах

В данной схеме используется основное достоинство схемы Дарлингтона $\beta_2 \cong \beta_1 \cdot \beta_2$. Оно обеспечивает большой коэффициент передачи по напряжению. Еще больше коэффициент передачи можно поднять, если использовать «супербета»-транзисторы. Если первые транзисторы плеч ДК работают в микрорежиме, то получаются большие дифференциальные сопротивления эмиттерных переходов этих транзисторов и, следовательно, очень большое входное сопротивление ДК. Сильная температурная зависи-

мость обратных токов коллекторных переходов и других параметров транзисторов не играет роли, лишь бы все в плечах менялось одинаково.

В эмиттерных цепях транзисторов ДК обычно вместо резистора ставят ГСТ, который запускает транзисторы ДК, освобождая базовые цепи для подключения сигнальных, а не вспомогательных цепей, отслеживает помехи за счет большой своей динамической нагрузки.

6.1.2. ДК с динамической нагрузкой

Каскад показан на рис. 6.3. T_3 в диодном включении Э-КБ обеспечивает температурную стабилизацию рабочей точки транзистора T_4 .

Пусть ток I_0 ГСТ переключился весь в T_1 . $T_3 - T_4$ — «токовое зеркало», и, следовательно, через нагрузку в коллекторной цепи T_4 потечет весь ток I_0 . T_2 в этом случае — динамическая нагрузка T_4 .

Если ток I_0 переключить весь в T_2 , то T_4 работает как динамическая нагрузка (большое сопротивление) и весь ток T_2 потечет в R_H .

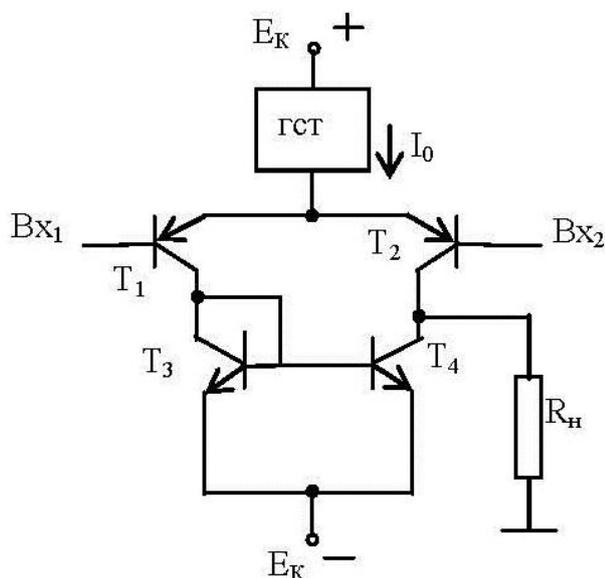


Рис. 6.3. Дифференциальный каскад с динамической нагрузкой

Кроме выигрыша в K_U из-за динамической нагрузки, это один из способов перехода к несимметричному выходу и получения полного дифференциального сигнала на нагрузке.

6.1.3. ДК по схеме эмиттерной связки

На входе ДК стоит схема с общим коллектором ОК, что обеспечивает большое R_{ex} . T_3 и T_4 — р-п-р-типа схемы ОБ (рис. 6.4).

Под R_H можно понимать и динамические нагрузки. ГСТ обеспечивает режим ОБ T_3 и T_4 . T_1 и T_2 , работая на малое R_{ex} ОБ

и обеспечивая усиление по току, «раскачивают» T_3 и T_4 . T_3 и T_4 , работая на динамическую нагрузку, обеспечивают большое усиление по напряжению.

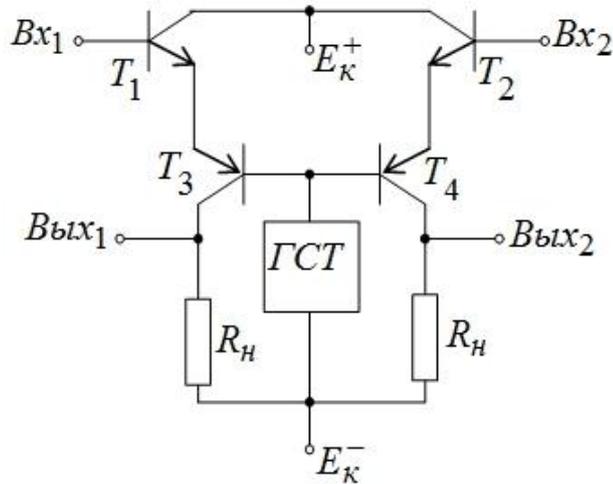


Рис. 6.4. Дифференциальный каскад по схеме эмиттерной связи

Свойства эмиттерной связи были подробно рассмотрены в главе III.

6.1.4. ДК по каскодной схеме

На рис. 6.5. показана принципиальная схема устройства. $T_1 - T_3$ и $T_2 T_2 - T_4$ — каскоды. T_3 и T_4 — схемы с эмиттерным входом. $T_3 T_4 T_3$ и T_4 дают усиление по напряжению

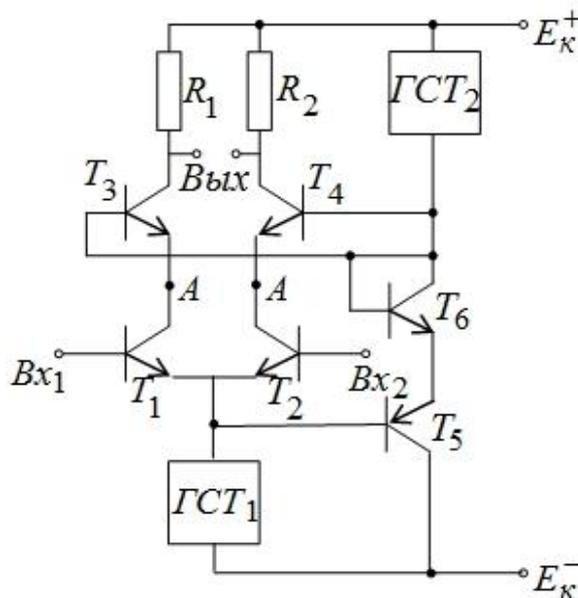


Рис. 6.5. Дифференциальный каскад по каскодной схеме

Запуск каскодных плеч ДК осуществляется ГСТ₁. Режим ОБ транзисторов T_3 и T_4 обеспечивает ГСТ₂. Транзисторы T_1 и T_2 , работая на малое входное сопротивление транзисторов T_3 и T_4 , выполняют роль усилителей тока.

Свойство входных транзисторов каскода — независимость напряжений на коллекторах от входного сигнала (см. тему «Каскод») — позволяет использовать «супербета»-транзистор. В качестве T_3 и T_4 в этом случае могут быть выбраны высоковольтные транзисторы, что обеспечивает получение схемой в целом очень больших коэффициентов передачи по напряжению.

Кроме того, ГСТ₁ по отношению T_1 и T_2 — динамическая нагрузка для синфазных сигналов. Они отслеживаются на эмиттере T_1 и T_2 и поступают на базу T_5 — схема ОК. T_5 через диод T_6 подает синфазный сигнал на коллекторы T_1 и T_2 через повторители T_3 и T_4 . В точке А встречаются с одной стороны прошедший через T_1 и T_3 проинвертированный синфазный сигнал, а с другой стороны — непроинвертированный сигнал с ГСТ₁. В точке А происходит противофазное сложение и почти полное отслеживание синфазных сигналов.

Итак, ГСТ₁- T_5 - T_6 - T_3 и T_4 — схема отслеживания синфазного сигнала. Кроме того, из-за режима КЗ на выходе T_1 и T_2 перепад напряжений $KЭ_1$ и $KЭ_2$ не зависит от входных сигналов. Следовательно, ослабляется влияние емкостей коллекторных переходов T_1 и T_2 на частотные свойства ДК.

Но в схеме есть и недостаток. Так как существует обратная связь T_5 - T_6 - T_3 - T_4 , то возможен переход ДК в триггерный режим, когда одно плечо ДК входит в режим насыщения, а другое — в режим отсечки. Такое устойчивое состояние характерно для работы бистабильного генератора прямоугольных импульсов — триггера с эмиттерными связями. Вывести ДК из устойчивого состояния можно только путем выключения питания.

6.1.5. Схема перехода к несимметричному (заземленному) выходу

Рассмотрим рис. 6.6. Транзистор T_1 усиливает и инвертирует входной ток. Часть этого выходного коллекторного тока через резистор R_3 поступает вновь на вход, где происходит противофазное сложение токов.

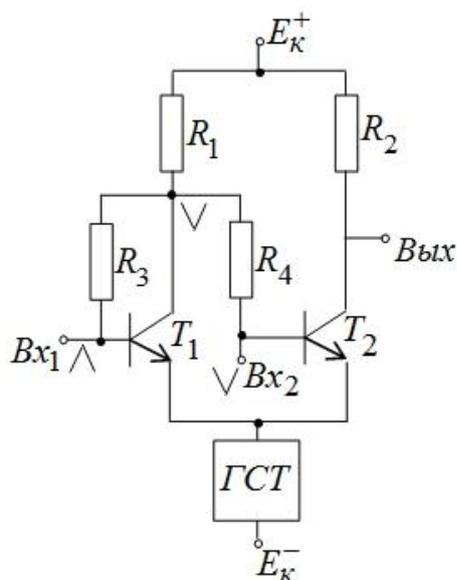


Рис. 6.6. Схема перехода к несимметричному выходу

С точки зрения теории цепей мы имеем инвертирующий усилитель с отрицательной обратной связью. В целом, T_1 работает как «единичный инвертор» входного сигнала. Проинвертированный без усиления сигнал с Bx_1 через R_4 поступает на Bx_2 , где в «фазе» встречается со второй частью дифференциального сигнала. Происходит синфазное сложение, или, по-другому, удвоение половины дифференциального сигнала. Таким образом, T_2 усиливает полный дифференциальный сигнал, который можно подавать с коллектора T_2 на заземленную нагрузку.

6.1.6. Выходная схема

Пример выходной схемы показан на рис. 6.7. T_1 и T_2 — составной транзистор — работает как сложный эмиттерный повторитель. T_3 работает как выходной транзистор ГСТ и создает на R_1 напряжение сдвига постоянного уровня $U_{сдв}$.

Сигнал проходит T_1 и T_2 и поступает на R_n и делитель R_2 и R_4 . С делителя сигнал поступает через R_3 на эмиттер T_3 — схема ОБ. Таким образом, T_2 – T_3 — эмиттерная связка, которая не дает инверсии фазы сигнала. Сигнал с транзистора T_4 встречается в фазе на базе T_2 с сигналом, усиленным связкой. Получается положительная обратная связь (ПОС). Делитель R_2 – R_4 обеспе-

чивает малый коэффициент обратной связи (не более 5). Таким образом, усилитель не возбуждается.

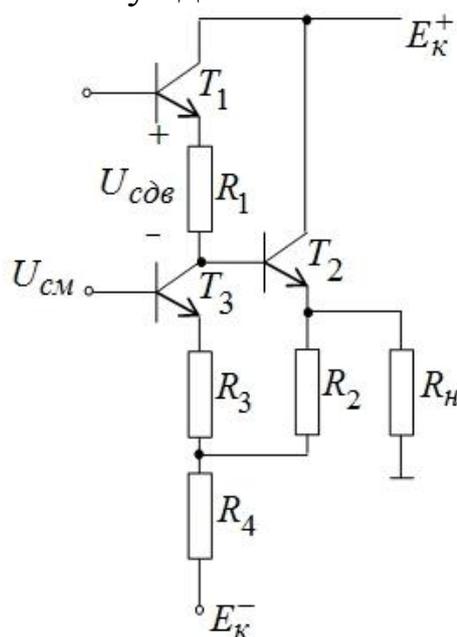


Рис. 6.7. Схема выходного каскада операционного усилителя

Такое построение выходной схемы, с одной стороны, обеспечивает дополнительный коэффициент усиления операционного усилителя по напряжению, с другой стороны — обеспечивает сдвиг постоянного уровня выходного сигнала на нулевой потенциал схемы и позволяет использовать заземленную нагрузку и, наконец, дает усилитель мощности для увеличения нагрузочной способности ОУ.

6.1.7. Схемы защиты ОУ

В связи с тем что транзисторы, на которых строятся ОУ, имеют предельные режимы работы, разработаны схемы защиты входа и выхода ОУ от перегрузок. Защита ОУ по входу обеспечивается, например, диодными ограничителями. Между базами входных транзисторов ДК ставят два параллельно включенных диода так, чтобы анод одного и катод другого попадали в один токовый узел. Такая схема обеспечивает ограничение сигнала любой полярности на уровне напряжения прямосмещенного диода (менее 1 В). Вместо диодов используются транзисторы в диодном включении. Ограничители предотвращают перегрузку входных транзисторов по напряжению как для синфазных, так и для дифференциальных сигналов.

Защита по выходу ОУ в простейшем случае сводится к предотвращению короткого замыкания в нагрузке. В режиме КЗ нагрузки ток транзистора T_2 (рис. 6.7) не ограничен. Транзистор войдет в режим теплового пробоя. Для предотвращения выхода транзистора из строя последовательно с ОУ на его выход ставится ограничитель тока — резистор. Номинал резистора обычно указывается в типовой схеме включения ОУ.

6.2. Параметры ОУ

ОУ характеризуется усилительными, входными, выходными, энергетическими, дрейфовыми, частотными и скоростными параметрами.

Важнейшими характеристиками ОУ являются амплитудные (передаточные) характеристики.

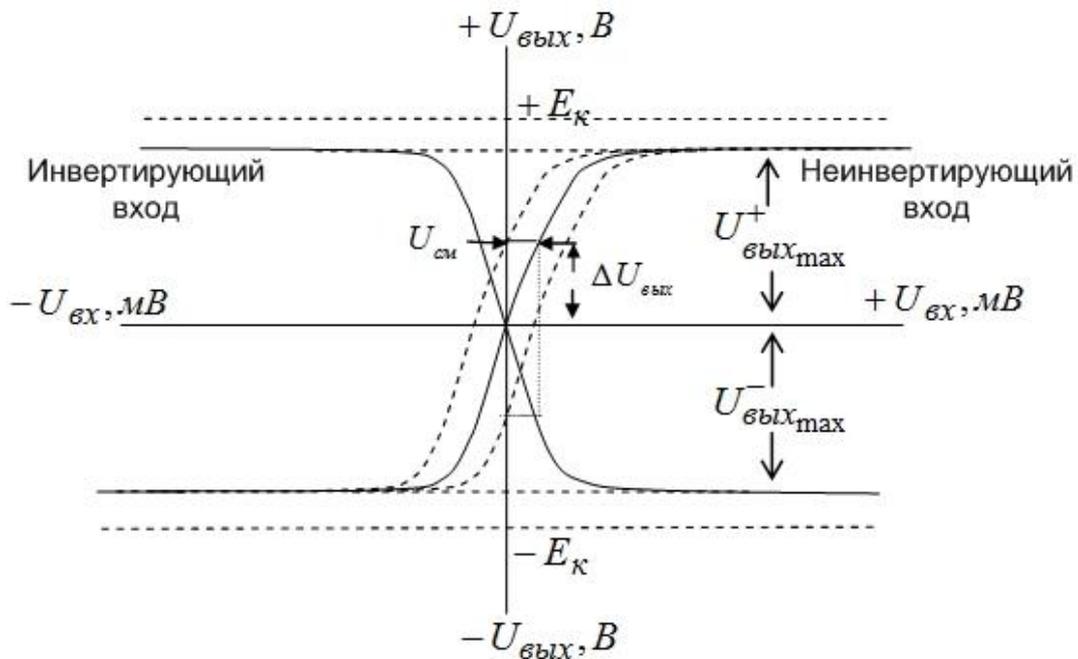


Рис. 6.8. Передаточная характеристика операционного усилителя

Характеристики снимают при подаче сигнала на один из входов при нулевом сигнале на другом.

При подаче на вход достаточно большого сигнала ЭП окажется в режиме насыщения и выходное напряжение не будет зависеть от входного. Это горизонтальные участки. Им соответствуют напряжения $U_{\text{вых.max}}^+$ и $U_{\text{вых.min}}^-$. Эти напряжения близки к напряжению источников питания.

Наклонным участкам (линейным) соответствует пропорциональная зависимость выходного напряжения от входного. Угол наклона участка определяется **коэффициентом усиления ОУ по напряжению**.

$$K_0 = \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta U_{\text{вх}}}.$$

Для различных типов ОУ K_0 составляет от нескольких сотен до сотен тысяч и более.

Для идеального ОУ ($K_0 = \infty$) при подаче сигнала на один вход и при нулевом потенциале на другом получить конечное значение напряжения на выходе можно лишь при бесконечно малом значении входного напряжения, т. е. мы получаем, что в этом случае разность потенциалов между входами идеального ОУ равна или одинакова. Такое свойство входов называли виртуальным (фактическим) нулем. Основываясь на этом свойстве, можно существенно упростить задачу определения параметров ОУ, охваченного цепями обратной связи.

Из передаточных характеристик следует, что при $U_{\text{вх}} = 0$ получается $U_{\text{вых}} = 0$, т. е. графики проходят через ноль. Такое состояние ОУ называется балансом ОУ. Для реальных ОУ это состояние не выполняется и наблюдается разбаланс. Обусловлен он реальностью входного ДК. Основная причина разбаланса ОУ — это разброс обратных токов эмиттеров транзисторов, разброс значений резисторов R_k . В результате мы имеем **напряжение смещения нуля** $U_{\text{см}}$ и $\Delta U_{\text{вых}}$. Естественно, что характеристика может быть смещена не только вправо, но и влево.

Зависимость от температуры вызывает температурный дрейф напряжения смещения нуля и температурный дрейф выходного напряжения.

Наличие на входе ДК обуславливает и такие дрейфовые параметры или параметры ОУ как УПТ, как **средний входной ток** и **разностный входной ток**. Протекая по источникам сигнала, они создают мнимые синфазные и дифференциальные сигналы, которые усиливаются ОУ и поступают на вход. Основная причина этих токов — разброс коэффициентов усиления транзисторов по току входного ДК. В реальных схемах, если используется

лишь один вход ДК, то второй должен быть заземлен через резистор, равный по величине резистору сигнального канала.

Если входные токи (+) и (–) входов ОУ одинаковы, а резисторы в базовых цепях не равны, то на входах ОУ образуется мнимый входной дифференциальный сигнал, т. е. наблюдается разбаланс ОУ.

В целом же наличие разностного входного тока, среднего входного тока и напряжения смещения нуля заставляет в обязательном порядке дополнять ОУ элементами, предназначенными для начальной балансировки ОУ. Для конкретного типа ОУ существуют конкретные, типовые схемы балансировки. Кратко рассмотрим другие параметры ОУ.

Максимальное дифференциальное входное напряжение обусловлено предельным напряжением, превышение которого вызовет пробой эмиттерного перехода входных транзисторов.

Коэффициент ослабления синфазного сигнала $K_{осс}$

– параметр, аналогичный параметру ДК.

Входное сопротивление

– обусловлено схемой входного ДК и режимом его работы. Например, если во входном ДК по схеме ОЭ стоят составные «супербета»-транзисторы, из которых первый работает в микро-режиме, то $R_{вх}$ может достигать до сотен МОм.

Выходное сопротивление обусловлено сопротивлением выходного эмиттерного повторителя и составляет для ОУ десятки и сотни Ом.

Максимальное выходное напряжение обусловлено напряжением насыщения выходных транзисторов и близко к $E_{К}^+$, т. е. может составлять от 3 до 15 В.

Максимальный выходной ток определяется максимальным выходным током транзисторов эмиттерных повторителей.

К этим параметрам можно добавить **максимальный потребляемый ток** и **суммарную потребляемую мощность**.

Частотные параметры ОУ обусловлены наличием паразитных емкостей, а также зависимостью параметров транзисторов от частоты.

Частота среза $f_{ср}$ — частота, с которой начинается спад амплитудной характеристики.

Граничная частота f_{cp} — частота, на которой коэффициент передачи K_0 уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.

Частота единичного усиления — частота, на которой $K_0=1$.

Полоса пропускания — оценивают по f_{cp} .

В связи с тем что ОУ имеет очень большие значения K_0 , в большинстве случаев для получения конечных сигналов (без насыщения или ограничения) используют цепи ООС. Однако из-за спада АЧХ и, соответственно, фазового сдвига K_0 на высоких частотах цепь ООС может стать цепью ПОС и привести к самовозбуждению ОУ. С другой стороны, любое многокаскадное устройство для предотвращения возбуждения требует организации цепей ООС для высоких частот. Количество цепей ООС обычно на 1 меньше числа усилительных каскадов. В некоторых ОУ эти цепи, называемые цепями коррекции, вводят внутрь микросхем. В тех ОУ, где нет встроенных цепей ООС, их вводят навесным (внешним) монтажом. Тип цепей (RC-, C-) и номиналы элементов обычно указывают в справочниках по ОУ.

Усиление импульсных сигналов ОУ характеризуют **динамическими параметрами**:

– скоростью нарастания выходного напряжения (скорость отклика), которая определяется по реакции ОУ на действие скачка напряжения на входе путем оценки отношения приращения выходного напряжения от уровня $0,1 U_{вых}$ до уровня $0,9 U_{вых}$ к времени этого изменения. Существующие типовые схемы включения ОУ позволяют дополнить его элементами, обеспечивающими скорость нарастания $V_{U_{вых}} = 0,1...100 \dot{B}/мкс$;

– временем установления выходного напряжения — временем, за которое выходное напряжение меняется от 0,1 до $0,9 U_{вых}$. $t_{уст} = 0,05...2$ мкс для различных ОУ.

6.3. Неинвертирующее и инвертирующее включение ОУ

Использование ОУ основано на теории, предполагающей идеализацию операционного усилителя. Идеализация позволяет считать, что $K_0 = \infty$, $R_{вх} = \infty$, $R_{вых} = 0$. С другой стороны, наличие инвертирующего и неинвертирующего входов дает возможность включать

ОУ в схеме как инвертирующее устройство, так и устройство без инверсии входного сигнала. Рассмотрим эти включения.

В связи с тем что идеальный ОУ имеет $K_o = \infty$, использование его в линейных цепях без цепей отрицательной обратной связи, ограничивающих K_o , не представляется возможным.

6.3.1. Неинвертирующее включение ОУ

Схема включения показана на рис. 6.9а.

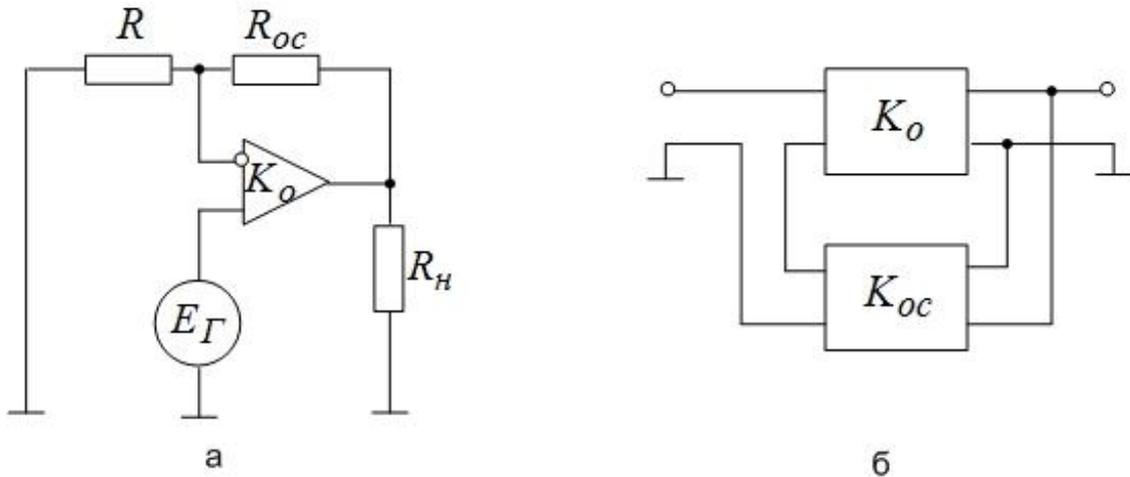


Рис. 6.9. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы неинвертирующего включения ОУ

Сигнал от генератора поступает на ОУ и далее на выход R_n . Одновременно он поступает на делитель $R - R_{oc}$ и с него на инвертирующий вход. Этот сигнал обратной связи усиливается и инвертируется ОУ и в противофазе складывается с сигналом, поступившим на неинвертирующий вход. Таким образом, мы имеем дело с четырехполюсником (ОУ), охваченным цепью ООС (последовательная ООС по напряжению), со всеми вытекающими последствиями. Роль четырехполюсника ОС выполняет делитель $R - R_{oc}$.

$$K_u = \frac{K_o}{1 + K_o K_{oc}}; K_{oc} = \frac{R}{R_{oc} + R}; K_u = \frac{K_o}{1 + K_o \frac{R}{R_{oc} + R}}.$$

$$\text{Если } K_o \frac{R}{R_{oc} + R} \gg 1, \text{ то } K_u = \frac{1}{\frac{R}{R_{oc} + R}} = 1 + \frac{R_{oc}}{R}.$$

ООС влияет на входное сопротивление, увеличивая его в $(1 + K_o K_{oc})$ раз, и в такое же количество уменьшая выходное сопротивление:

$$R_{вх} = R_{вхОУ} (1 + K_o K_{oc});$$

$$R_{вых} = \frac{R_{выхОУ}}{1 + K_o K_{oc}}.$$

Учитывая синфазные составляющие сигнала, получаем, что коэффициент усиления ОУ с учетом коэффициента ослабления синфазных сигналов $K_{оос} = \frac{K_{ид}}{K_{ис}}$:

$$K_u = \left(1 + \frac{R_{oc}}{R}\right) \left(1 + \frac{1}{K_{оос}}\right).$$

При $K_{оос} = \infty$ $K_u = 1 + \frac{R_{oc}}{R}$.

Вместо резистора R можно взять импеданс Z :

$$K_u = 1 + \frac{Z_{oc}}{Z}.$$

В этом случае получается частотнозависимая передаточная функция усилителя.

Можно рассмотреть неинвертирующее включение основываясь на свойстве виртуального ноля. Из рисунка видно, что имеет место несимметричное включение по входу и выходу. Для простоты все служебные цепи (питание, балансировка, коррекция, защита) не приводятся. Найдем коэффициент передачи по напряжению

$$K_U = \frac{U_{вых}}{U_C}.$$

Напряжение сигнала U_C подается на неинвертирующий вход. С выхода ОУ на инвертирующий вход поступает сигнал ОС. Он подается на делитель $R_{oc} - R$, а снимается с R .

Напряжение обратной связи

$$U_{oc} = U_{вых} \frac{R}{R + R_{oc}}.$$

Здесь точнее надо брать модуль коэффициента передачи цепи обратной связи

$$\left| \frac{R}{R + R_{OC}} \right|.$$

Воспользуемся свойством входов ОУ (виртуальный ноль). Можно записать, что

$$U_{OC} = U_C = U_{\text{вых}} \frac{R}{R + R_{OC}}.$$

И тогда

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}} \left(\frac{R}{R + R_{OC}} \right)} = \frac{R + R_{OC}}{R} = 1 + \frac{R_{OC}}{R}.$$

Например, при $R = 1$ кОм, $R_{OC} = 10$ кОм, $K_U = 11$.

6.3.2. Инвертирующее включение

В случае инвертирующего включения ОУ (рис. 6.10) R_{oc} пересчитываем на вход $R_{oc}' = \frac{R_{oc}}{1 + K_o}$.

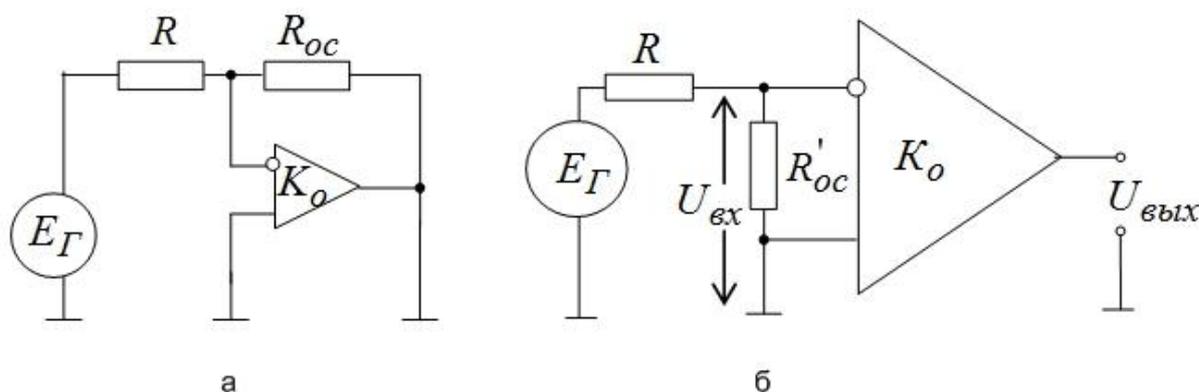


Рис. 6.10. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы инвертирующего включения ОУ

Схема переходит в новую (рис. 6.10б).

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} K_o;$$

$$U_{\text{вх}} = E_{\Gamma} \frac{R_{oc}'}{R + R_{oc}'} = \frac{E_{\Gamma} \frac{R_{oc}}{1 + K_o}}{R + \frac{R_{oc}}{1 + K_o}} = \frac{E_{\Gamma} R_{oc}}{R + RK_o + R_{oc}};$$

$$U_{\text{вых}} = \frac{E_{\Gamma} R_{oc} K_o}{R + R K_o + R_{oc}}.$$

Выносим K_o из знаменателя:
$$U_{\text{вых}} = \frac{E_{\Gamma} R_{oc}}{\frac{R}{K_o} + R + \frac{R_{oc}}{K_o}}.$$

Подставим в $K_u = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}}.$

Так как $K_o = \infty,$

$$K_u = -\frac{R_{oc}}{R}.$$

Знак « \rightarrow » в последнем выражении означает инверсию фазы входного сигнала.

С учетом коэффициента ослабления синфазных сигналов K_{occ} :

$$K_u = -\frac{R_{oc}}{R} \left(1 + \frac{1}{K_{occ}} \right).$$

$R_{\text{вх}} = R$ или, более точно, $R_{\text{вх}} = R + R_{oc}' = R + \frac{R_{oc}}{1 + K_o}.$

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{выхОУ}}}{1 + K_o K_{oc}} = \frac{R_{\text{выхОУ}}}{1 + K_o \frac{R}{R_{oc} + R}}.$$

Вместо резисторов R можно взять импеданс Z или любые другие комбинации активных и реактивных элементов.

6.4. Примеры применения операционных усилителей

6.4.1. Неинвертирующий сумматор

Рассмотрим на конкретном примере (рис. 6.11а).

Сигнал от генераторов поступает на неинвертирующий вход ОУ, поэтому коэффициент передачи операционного усилителя с цепью ООС будет:

$$K_u = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1} = 2.$$

Восстановим полную схему входной цепи (рис. 6.11б).

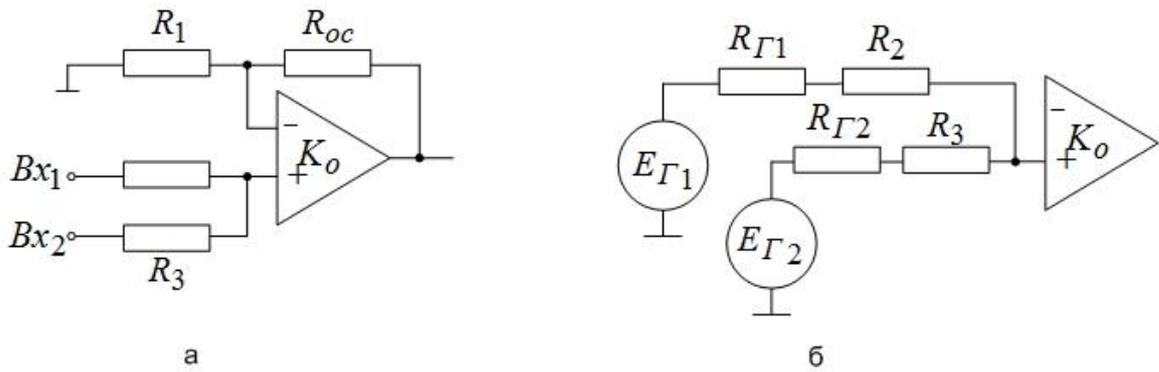


Рис. 6.11. Неинвертирующий сумматор, (а) $R_1 = R_2 = R_3 = R_{oc} = 100$ кОм; (б) полная схема входной цепи

Поскольку входное сопротивление ОУ близко к бесконечности, получается, что сигнал, например с первого генератора, поступает на резистивный делитель $R_{\Gamma 1} - R_2 - R_3 - R_{\Gamma 2}$, а снимается на входе с цепочки $R_3 - R_{\Gamma 2}$. Пренебрегая сопротивлениями источников, получим коэффициент передачи делителя по первому сигналу:

$$K_2 = \frac{R_2}{R_2 + R_3} = 0,5.$$

Аналогично находится коэффициент передачи по второму сигналу:

$$K_2 = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 0,5.$$

Общий коэффициент передачи сигнала на выходе по первому генератору $K = K_1 \cdot K_u = 1$, по второму — $K = K_2 \cdot K_u = 1$.

По принципу суперпозиции линейных цепей сигнал на выходе равен сумме входных сигналов.

Если входное сопротивление ОУ сравнимо с R_2 и R_3 , то коэффициент передачи, например по первому сигналу, будет:

$$K_u = \frac{R_3 \parallel R_{exOY}}{R_2 + R_3 \parallel R_{exOY}},$$

$$R_{ex} = R_2 + R_3 \parallel R_{exOY}.$$

По такой же схеме может быть построен неинвертирующий сумматор-усилитель. Для этого следует увеличить отношение резисторов $\frac{R_{oc}}{R_1}$.

6.4.2. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель показан на рис. 6.12.

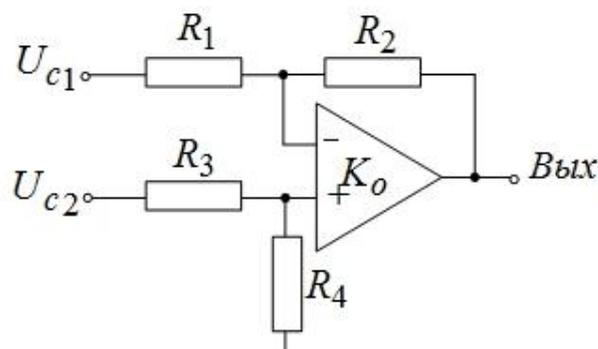


Рис. 6.12. Дифференциальный усилитель

Коэффициент усиления по инвертирующему входу $K_u = R_{oc}/R_1 = 10$, по неинвертирующему — $K_u = 1 + R_{oc}/R_1 = 11$. Так как на неинвертирующем входе сигнал снимается с резистивного делителя $R_2 - R_3$, имеющего коэффициент передачи $K_\partial = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{10}{11}$, то общий коэффициент передачи усилителя получается равным:

$$K_{u_{общ}} = K_\partial \cdot K_u = \frac{10}{11} \cdot 11 = 10,$$

т. е. мы получаем равенство коэффициентов усиления по обоим входам.

Попробуйте самостоятельно определить входные сопротивления схемы по обоим входам.

6.4.3. Резонансный усилитель

В резонансных усилителях используются так называемые «минимально-фазовые цепи», т. е. цепи, на частоте настройки которых имеются равный нулю коэффициент передачи и нулевой фазовый сдвиг.

При построении резонансных усилителей в качестве цепи, определяющей АЧХ, применяют двойной Т-мост, который включается на выход ОУ. Сигнал с моста поступает на инвертирующий вход, создавая отрицательную обратную связь. Коэффициент ООС определяется коэффициентом передачи моста.

При подходе к некоторой частоте f_0 , коэффициент передачи схемы становится равен нулю, а при переходе через f_0 меняет знак фазовый сдвиг коэффициента передачи. Частоту f_0 называют частотой настройки, или частотой квазирезонанса. Однако резонансные свойства проявляются только при определенных значениях элементов цепи. Например, на рис. 6.13а, при $R_1 = R$, $R_2 = R$, $R_3 = \frac{R}{2}$, $C_1 = C$, $C_2 = C$, $C_3 = 2C$ частота квазирезонанса $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC}$.

На частоте f_0 мост не работает, ООС отсутствует и общий коэффициент усиления схемы определяется лишь схемой неинвертирующего усилителя:

$$K_u = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}$$

А если частота сигнала сильно отличается от f_0 , то коэффициент передачи моста стремится к единице, и мы получаем сто-процентную отрицательную обратную связь. Общий коэффициент передачи схемы в этом случае равен единице.

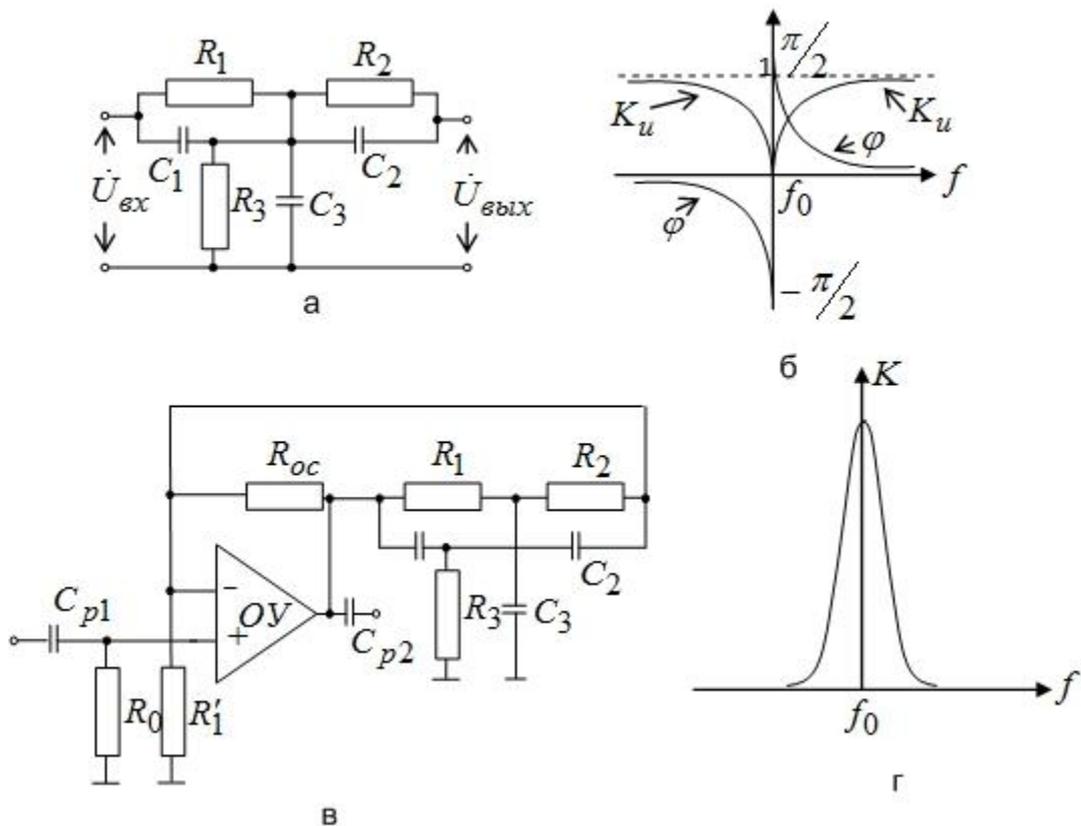


Рис. 6.13. Пример цепи с резонансными свойствами

На рис. 6.13г показана амплитудно-частотная характеристика коэффициента передачи квазирезонансного усилителя.

6.4.4. Генератор синусоидальных колебаний

Известно, что для построения генераторов на основе усилителей необходимо выполнение условий баланса фаз и баланса амплитуд:

$$\phi_y + \phi_{oc} = 2\pi n,$$

$$|\dot{K}_y| \cdot |\dot{K}_{oc}| \geq 1,$$

где индексом «у» обозначены параметры усилителя, а индексом «ос» — параметры цепи обратной связи.

В области низких частот в качестве частотно-зависимых цепей используют RC-цепи (на низких частотах габариты LC-цепей возрастают). В усилителях, предназначенных для построения генераторов, выходной сигнал может находиться в противофазе с входным сигналом, и тогда, по первому условию баланса, частотно-зависимая RC-цепь должна давать фазовый сдвиг в 180° , т. е. π .

Примером такой цепи является схема, изображенная на рис. 6.14в.

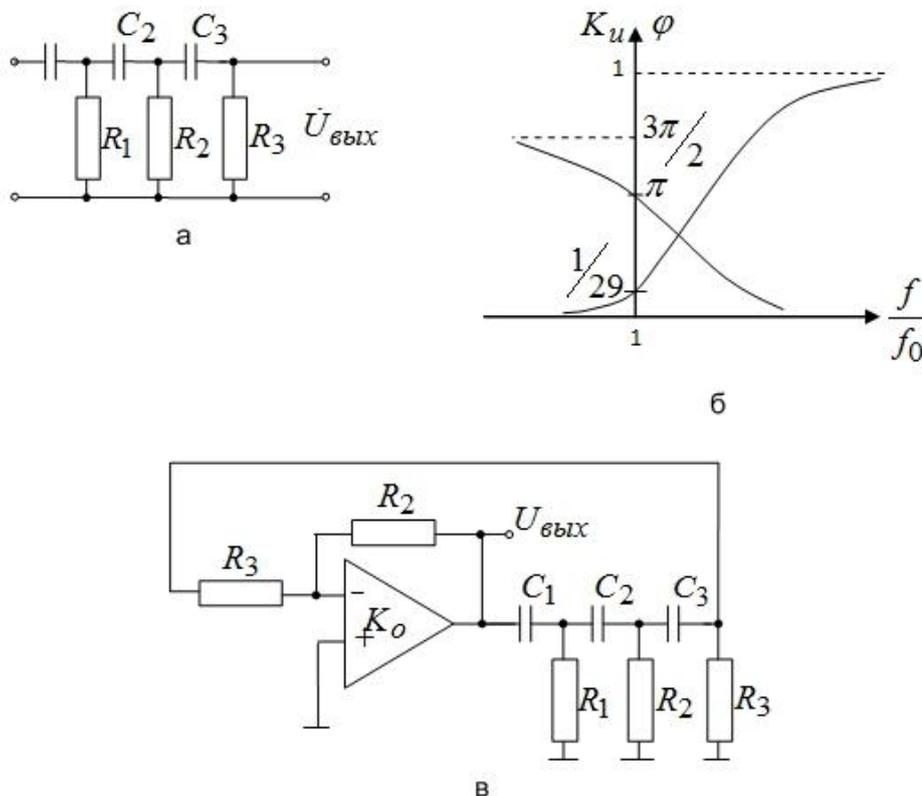


Рис. 6.14. Генератор синусоидальных колебаний

Это трехзвенный Г-образный RC-фильтр. Так как на одном звене невозможно получить фазовый сдвиг больше 90° , цепь обычно состоит из трех или четырех звеньев. Если $C_1 = C_2 = C_3 = C$ и $R_1 = R_2 = R_3 = R$, то $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{6RC}} = \frac{1}{15,4RC}$.

На частоте f_0 коэффициент передачи фильтра равен $K_{u_\phi} = \frac{1}{29}$. Для обеспечения баланса амплитуд необходимо, чтобы основной усилитель имел $K_u = \frac{R_{oc}}{R_1} \geq 29$.

Цепь ОС включается к инвертирующему входу. ОУ дает сдвиг фазы 180° и еще 180° дает RC-цепь. В целом получаем баланс фаз. Но есть существенная деталь: так как входы ОУ имеют практический (виртуальный) ноль (т. е. потенциалы входов одинаковы), то на эквивалентной схеме мы получим $R_3 \parallel R_0$, т. е. для получения f_0 мы должны взять $R_1 = R_2 = R_3 \parallel R_0 = R$. В реальных схемах приходится подстраивать K_u путем замены R_{oc} на потенциометр или путем тщательного подбора R_{oc} для получения стабильной генерации. Также применяют генераторы со звеньями Г-типа, в которых резисторы и емкости меняют местами. При этом $f_0 = \frac{1}{2,57RC}$ для одинаковых R и C. Первый тип генераторов обеспечивает самые низкие частоты, а второй — самые высокие. Для того чтобы изменить частоту генерации, необходимо одновременно менять все емкости или все резисторы трехзвенного Г-фильтра.

Одним из недостатков генератора на Г-RC-цепях является слабая избирательность фильтра. В результате генерируемые колебания имеют значительные искажения формы сигнала, т. к. условие самовозбуждения выполняется не только для частоты настройки f_0 , но и близких к ней частот.

В качестве частотно-задающих цепей могут быть использованы цепи, не дающие фазового сдвига входного сигнала, имеющие нулевой сдвиг на частоте настройки (квазирезонанса) и максимальный коэффициент передачи. Это максимально-фазовые цепи. Примером такой цепи является мост Вина. На рис. 6.15б показана последовательно-параллельная схема моста Вина.

На f_0 $\phi = 0$, а $K_{u_B} = \frac{1}{3}$ (см рис. 6.15в). Так как нет фазового сдвига в цепи, то ОУ тоже не должен давать сдвига, и цепь ОС должна подключаться к неинвертирующему входу (рис. 6.15а). Для баланса амплитуд K_u должен быть не менее трех. Обычно $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, т. е. $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC}$. При разных значениях R и C $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$.

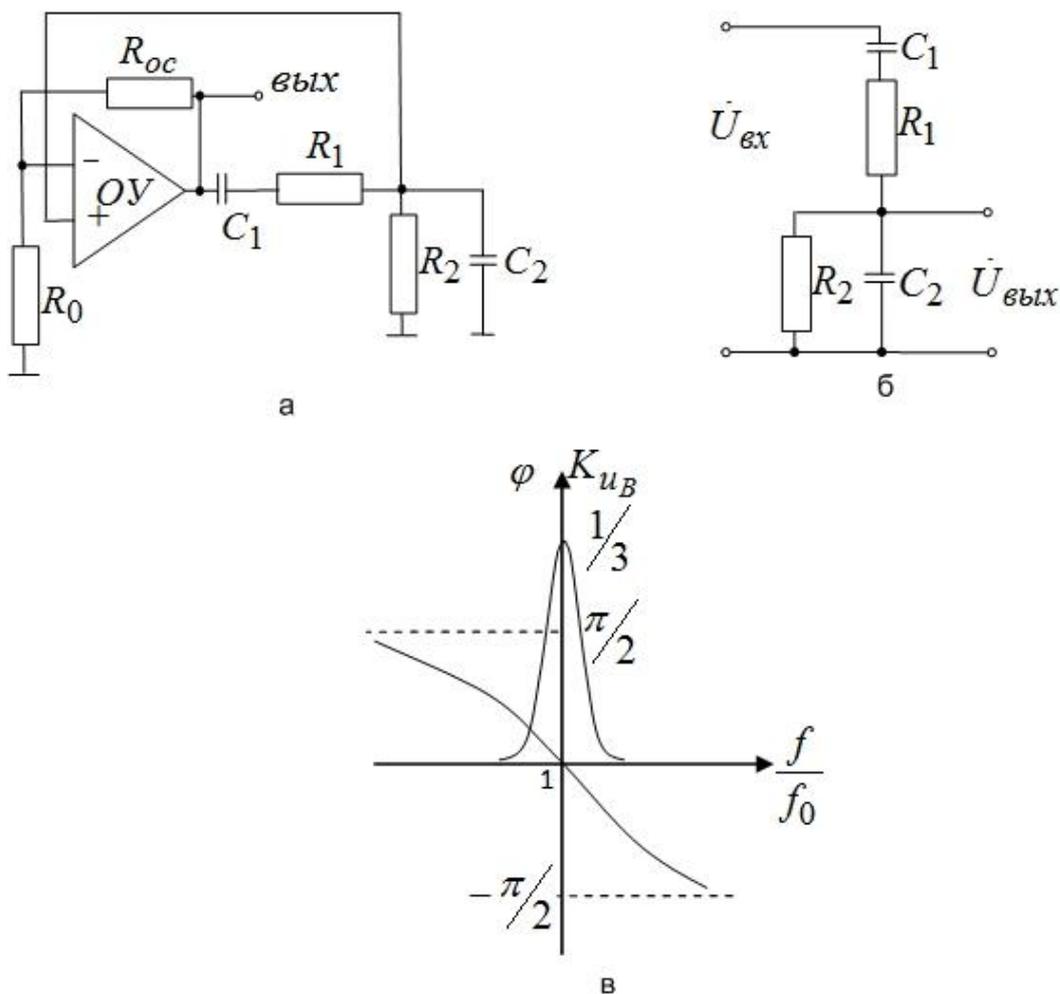


Рис. 6.15. Схема моста Вина

6.5. Импульсные схемы на основе ОУ

Операционный усилитель находит широкое применение при построении различных схем генерирования и обработки сигналов. К таким схемам относятся генераторы синусоидальных, прямоугольных, треугольных, пилообразных и более сложных

по форме сигналов, ждущие мультивибраторы, компараторы, дискриминаторы амплитуды, формирователи импульсов и ряд других. В главе рассматриваются схемотехнические решения лишь некоторых из перечисленных устройств.

6.5.1. Аналоговые компараторы

Компаратор сравнивает напряжение сигнала на одном входе с опорным напряжением, поданным на его другой вход. При этом на выходе компаратора отрабатывается двоичный уровень напряжения, значение которого позволяет судить о том, больше или меньше напряжение исследуемого сигнала по отношению к опорному.

В качестве компаратора может быть использован операционный усилитель, на один из входов которого подан входной сигнал, а на другой — опорное напряжение (рис. 6.16).

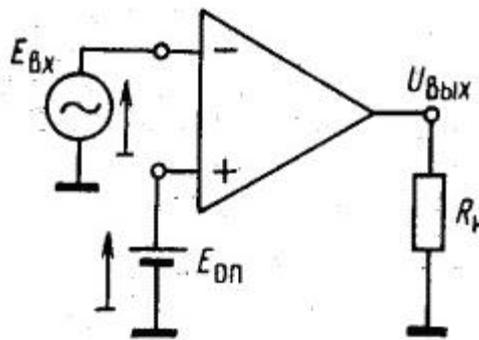


Рис. 6.16. Компаратор однополярных сигналов на ОУ

Из передаточной характеристики ОУ (см. рис. 6.8) легко видеть, что если напряжение входного сигнала превосходит опорное напряжение, то на выходе ОУ устанавливается низкий уровень $U_{нас}^-$, определяемый отрицательным напряжением насыщения, в противном случае — высокий уровень $U_{нас}^+$, равный положительному напряжению насыщения. Операционный усилитель входит в насыщение всякий раз, когда разностный сигнал на его входах ($V_d = E_{вх} - E_{оп}$) по модулю превосходит некоторую величину

$$\varepsilon^\pm = \frac{|U_{нас}^\pm|}{K_0},$$

где K_0 — коэффициент усиления ОУ.

Такой компаратор фактически определяет моменты равенства сигналов ($E_{вх} \pm \varepsilon^{\pm}$) и $E_{оп}$. При больших коэффициентах усиления ОУ величиной ε^{\pm} можно пренебречь. Так, если $K_0 = 10^5$, $U_{нас}^{\pm} = \pm 10$ В, то $\varepsilon^{\pm} = \pm 10/10^5 = \pm 100$ мкВ.

На рис. 6.17 приведены входной сигнал, постоянное опорное напряжение и обрабатываемый анализируемым компаратором выходной сигнал. На интервалах времени, когда $U_{вх} > E_{оп}$, выходной сигнал равен $U_{нас}^-$. При $U_{вх} < E_{оп}$ напряжение на выходе компаратора положительно и равно $U_{нас}^+$. Переход $U_{вых}$ из одного состояния в другое определяет моменты равенства входного и опорного напряжений. Кроме того, этот переход показывает, в каком направлении $E_{вх}$ пересекает уровень опорного напряжения. Так, изменение $U_{вых}$ от $U_{нас}^-$ до $U_{нас}^+$ говорит о том, что входной сигнал пересекает уровень опорного напряжения, уменьшаясь по величине.

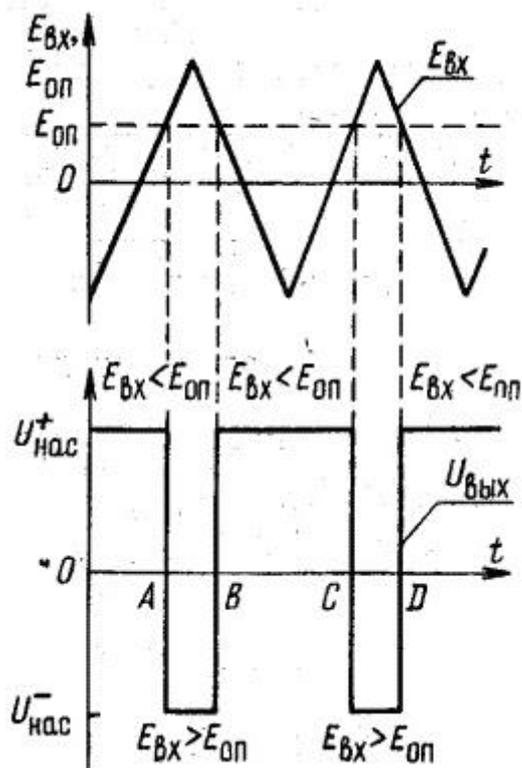


Рис. 6.17. Иллюстрация работы компаратора однополярных сигналов

В качестве компаратора может применяться и ОУ, на неинвертирующий вход которого подается исследуемый сигнал, а на инвертирующий — опорный. Выход такого компаратора будет в состоянии $U_{нас}^+$, когда $E_{вх} > E_{оп}$, и в состоянии $U_{нас}^-$, если $E_{вх} < E_{оп}$. Переход же из состояния $U_{нас}^-$ в состояние $U_{нас}^+$ про-

исходит всякий раз, когда входной сигнал, увеличиваясь, пересекает уровень опорного напряжения.

В реальных схемах компараторов порог срабатывания отличается от значения $E_{оп}$, задаваемого источником опорного напряжения. Это отличие определяется суммарной величиной, слагаемыми которой являются найденная величина ε^{\pm} , а также ошибки, возникающие за счет конечных входных токов ОУ, напряжения смещения, нуля $e_{см0}$, синфазного сигнала, приведенного ко входу усилителя ΔU_c . Особенно велика абсолютная погрешность, вносимая синфазным входным сигналом, у компаратора однополярных сигналов при больших $E_{оп}$.

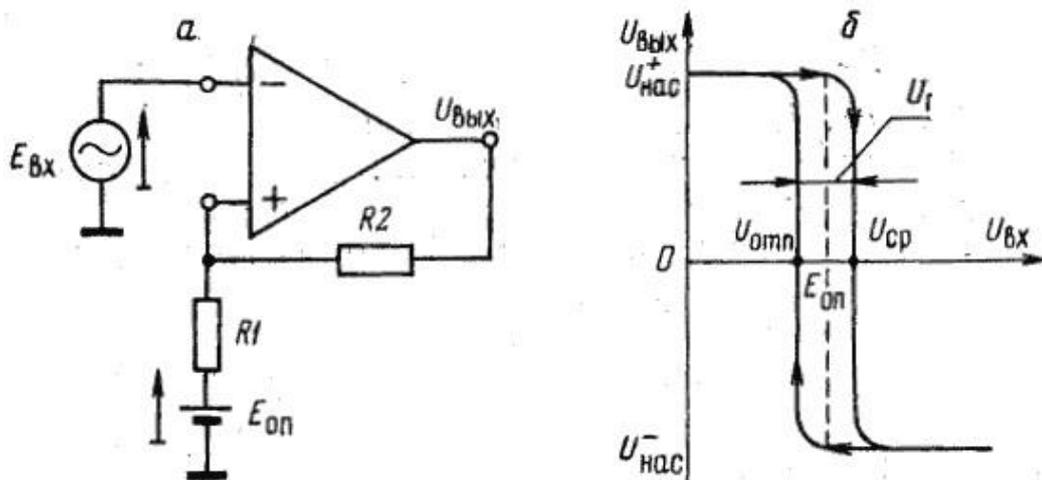


Рис. 6.18. Схема компаратора с положительной обратной связью (а) и его передаточная характеристика (б)

Рассмотренные компараторы обладают следующим существенным недостатком. В реальных ситуациях на входе компаратора действует не только полезный сигнал, но и некоторый шум, который является, например, следствием неизбежных наводок на подводящих проводах (рис. 6.19а). На рисунке напряжение шумов условно изображено в виде генератора напряжения $E_{ш}$, включенного последовательно с генератором полезного сигнала $E_{вх}$. Непосредственно на вход ОУ воздействует теперь суммарный сигнал. Хотя амплитуда помех существенно ниже амплитуды полезного сигнала, при приближении $E_{вх}$ к опорному напряжению будет наблюдаться многократное переключение компаратора, если только частота шума значительно превосходит частоту полезного сигнала. В приведенной на рис. 6.19б ситуации наблю-

дается четыре ложных срабатывания компаратора, вызванных наличием напряжения шума. С целью увеличения помехоустойчивости компаратора на ОУ в последнем реализуется положительная обратная связь (ПОС), которая осуществляется путем подачи на неинвертирующий вход некоторой части напряжения $U_{\text{вых}}$ (рис. 6.20). В предыдущих схемах компаратора уровень опорного напряжения предполагался фиксированным. В схеме компаратора с ПОС значение опорного напряжения, воздействующего непосредственно на неинвертирующий вход ОУ, зависит от состояния последнего. Если выход операционного усилителя находится в состоянии $U_{\text{нас}}^+$, то переключение компаратора в состояние $U_{\text{нас}}^-$ происходит при достижении входным напряжением некоторого значения $U_{\text{ср}}$ (см. рис. 6.18б), называемого порогом срабатывания. Его величина определяется из соотношения

$$U_{\text{ср}} = E_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{нас}}^+ - E_{\text{оп}}}{1 + R_2 / R_1}.$$

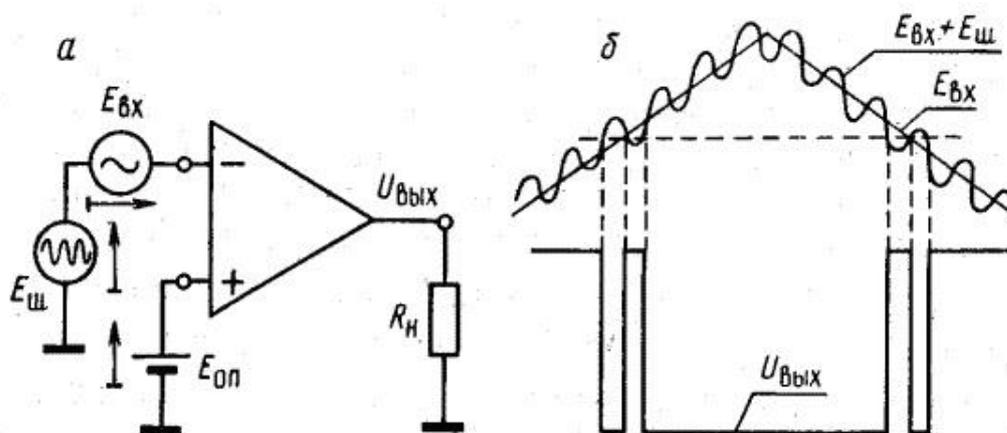


Рис. 6.19. Входные сигналы компаратора при воздействии помех (а) и возникающие ложные срабатывания (б)

Переключение компаратора из состояния $U_{\text{нас}}^-$ в состояние $U_{\text{нас}}^+$ происходит лишь при уменьшении напряжения входного сигнала до величины $U_{\text{отп}}$, называемой порогом отпускания. Значение порога отпускания определяется выражением

$$U_{\text{отп}} = E_{\text{оп}} + \frac{U_{\text{нас}}^- - E_{\text{оп}}}{1 + R_2 / R_1},$$

в котором предполагается, что $U_{нас}^- < 0$. На основании приведенных выражений легко определить зону гистерезиса

$$U_z = U_{cp} - U_{отп} = \frac{U_{нас}^+ - U_{нас}^-}{1 + R_2 / R_1}.$$

Очевидно, что зона гистерезиса определяет величину помехоустойчивости схемы, поскольку возврат компаратора в предыдущее состояние произойдет только в том случае, если сигнал уменьшится на величину U_r . В схемах компараторов с ПОС при значительных уровнях помех отсутствуют ложные срабатывания (рис. 6.20).

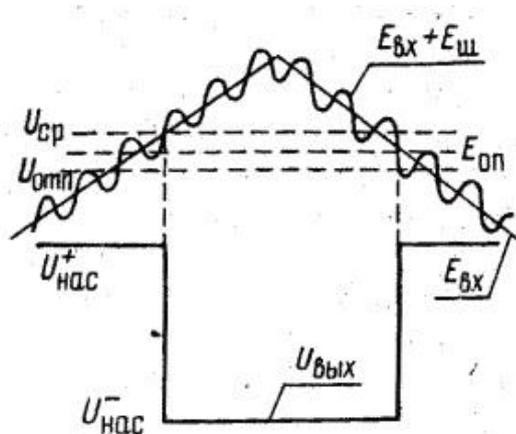


Рис. 6.20. Обработка выходного напряжения компаратором с ПОС при наличии помех

Наряду с повышением помехоустойчивости компаратора положительная обратная связь приводит к увеличению скорости его переключения за счет возникновения регенеративного процесса. Пусть, например, $E_{вх} < U_{ср}$. Тогда дифференциальный сигнал на входе ОУ $V_d < 0$ ($V_d = E_{вх} - U_{ср}$) и $U_{вых} = U_{нас}^+$. Если теперь $E_{вх}$ станет несколько больше $U_{ср}$, то дифференциальный сигнал изменит знак (V_d станет больше 0) и ОУ начнет переключаться в противоположное состояние. Теперь часть $U_{вых}$, подаваемая на вход ОУ, станет меньшей, вследствие чего V_d еще больше возрастет, что приведет к еще большему изменению, и т. д. Благодаря ПОС в схеме, как только начинает изменяться $U_{вых}$, возникает регенеративный процесс. В итоге схема переключается в состояние $U_{вых} = U_{нас}^-$. По аналогии можно пояснить переход компаратора из состояния, $U_{нас}^-$ в состояние $U_{нас}^+$.

Хотя компараторы легко реализуются на одном ОУ, в интегральной схемотехнике часто используются и специально разра-

ботанные микросхемы компараторов, которые по сравнению с компараторами на ОУ имеют ряд преимуществ. Прежде всего, они характеризуются существенно большей скоростью переключения. Это достигается благодаря специальным схемотехническим приемам, обеспечивающим быстрый выход каскада из режима насыщения. Кроме того, выходной сигнал компаратора изменяется в пределах, позволяющих непосредственно управлять логическими элементами.

6.5.2. Мультивибраторы

Операционные усилители удобно использовать при построении мультивибраторов, работающих как в ждущем, так и в автоколебательном режимах.

На рис. 6.21 приведена схема генератора сигналов прямоугольной формы (автоколебательного мультивибратора), который реализован на основе компаратора на ОУ с положительной обратной связью. Пороги срабатывания U_{cp} и отпускания $U_{отп}$ такого компаратора соответственно равны

$$U_{cp} = \frac{U_{нас}^+ R_1}{R_1 + R_2} > 0; \quad U_{отп} = \frac{U_{нас}^- R_1}{R_1 + R_2} < 0.$$

Операционный усилитель в этой схеме охвачен отрицательной обратной связью, реализованной с помощью пассивной интегрирующей RC-цепи.

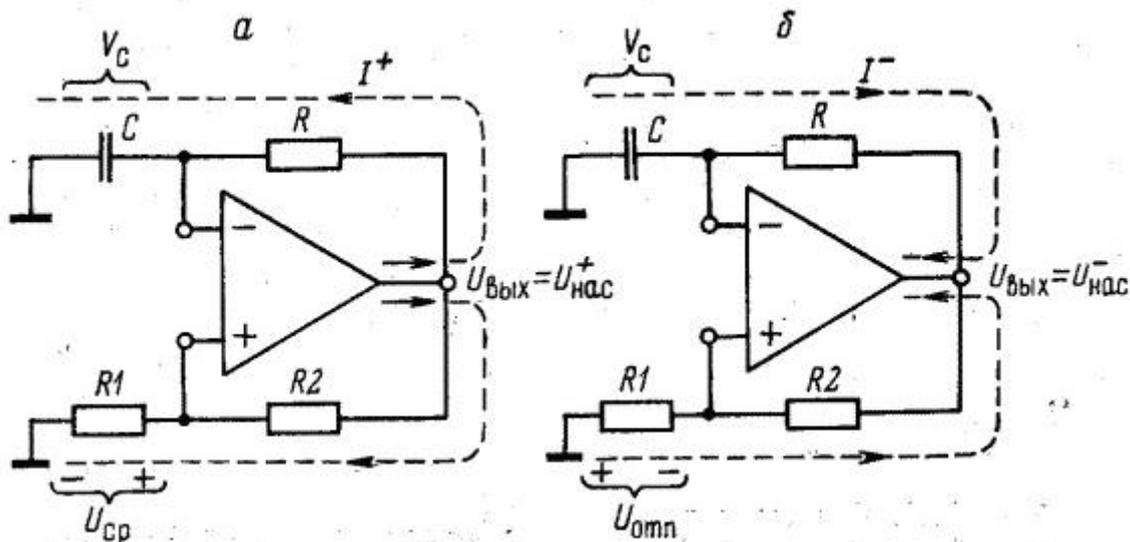


Рис. 6.21. Направления токов автоколебательного мультивибратора для полупериодов t_1 (а) и t_2 (б)

Работа схемы сводится к следующему. Когда $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$ (рис. 6.21а), происходит заряд конденсатора C с постоянной времени $\tau = RC$. До тех пор, пока напряжение на конденсаторе V_C остается ниже порога срабатывания компаратора $U_{\text{ср}}$, на его выходе сохраняется значение $U_{\text{нас}}^+$. Как только V_C сравнивается с порогом срабатывания $U_{\text{ср}}$, происходит переброс компаратора в состояние $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^-$. На неинвертирующем входе ОУ устанавливается отрицательное напряжение, равное порогу отпускания, определяемому по второй формуле. С этого момента начинается перезаряд конденсатора (с той же постоянной времени), который стремится к величине $U_{\text{нас}}^-$ (рис. 6.21б). Начальное напряжение на конденсаторе равно порогу срабатывания $U_{\text{ср}}$. При достижении теперь напряжением V_C величины порога отпускания $U_{\text{отп}}$ компаратор возвращается в первоначальное состояние (рис. 6.21а), причем напряжение на конденсаторе равно $U_{\text{отп}}$. Конденсатор вновь будет перезаряжаться, стремясь к величине $U_{\text{нас}}^+$. При достижении им порога $U_{\text{ср}}$ опять произойдет переброс компаратора и т. д.

Проиллюстрируем работу мультивибратора в течение одного периода с помощью временной диаграммы (рис. 6.22).

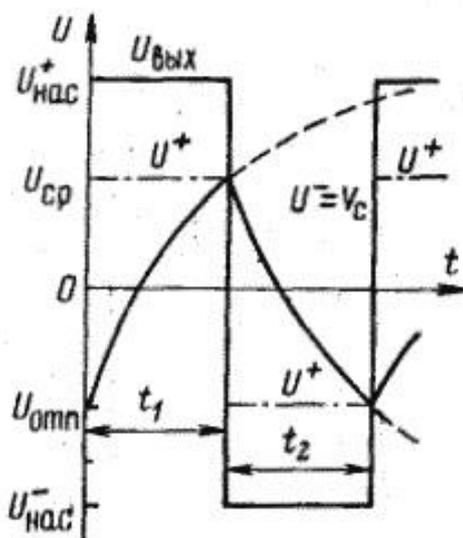


Рис. 6.22. Формы напряжений на входах ОУ и выходе мультивибратора

На рисунке штрихпунктирной линией обозначен сигнал U^+ на неинвертирующем входе ОУ (сигнал ПОС), сплошной линией — сигнал на инвертирующем входе U^- , который совпадает с напряжением на конденсаторе V_C , а также выходной сигнал мультивибратора. Период колебаний мультивибратора задается величиной $T = t_1 + t_2$.

Интервал t_1 (t_2) определяется временем перезарядки конденсатора с постоянной времени $\tau = RC$ от значения $U_{\text{отп}}$ до $U_{\text{ср}}$ ($U_{\text{ср}}$ до $U_{\text{отп}}$).

Эти величины нетрудно найти, воспользовавшись решением дифференциального уравнения

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{E - V_c}{RC}$$

при соответствующих начальных условиях:

$$V_c(t) = E + [V_c(0) - E] \cdot e^{\frac{-t}{RC}} \quad (*)$$

Положив в (*) для полупериода t_1 значения $E = U_{\text{нас}}^+$, $V_c(0) = U_{\text{отп}}$, $t = t_1$, $V_c(t_1) = U_{\text{ср}}$, а для полупериода t_2 $E = U_{\text{нас}}^-$, $t = t_2$, $V_c(0) = U_{\text{ср}}$, $V_c(t_2) = U_{\text{отп}}$, получим уравнения относительно t_1 и t_2 , из которых последние можно получить в явном виде

$$t_1 = RC \cdot \ln \frac{(R_1 + R_2)U_{\text{нас}}^+ - R_1U_{\text{нас}}^-}{R_2U_{\text{нас}}^+}$$

$$t_2 = RC \cdot \ln \frac{(R_1 + R_2)U_{\text{нас}}^- - R_1U_{\text{нас}}^+}{R_2U_{\text{нас}}^-}$$

Если $U_{\text{нас}}^+ = -U_{\text{нас}}^-$, то $t_1 = t_2$ и период

$$T = 2RC \ln(1 + 2 \cdot R_1/R_2).$$

Значения R_1 и R_2 можно выбрать из соотношения $R_2 = (e-1)R_1/2$ ($R_2 \sim 0,86/R_1$). Тогда $T = 2RC$.

Ждущий мультивибратор (часто его называют одновибратором) под действием входного сигнала запуска генерирует одиночный импульс заданной длительности.

Схемы одновибраторов на основе ОУ могут быть получены из соответствующих схем автоколебательных мультивибраторов. Для этого необходимо последний «затормозить» в одном из его квазиустойчивых состояний и организовать цепь запуска (рис. 6.23).

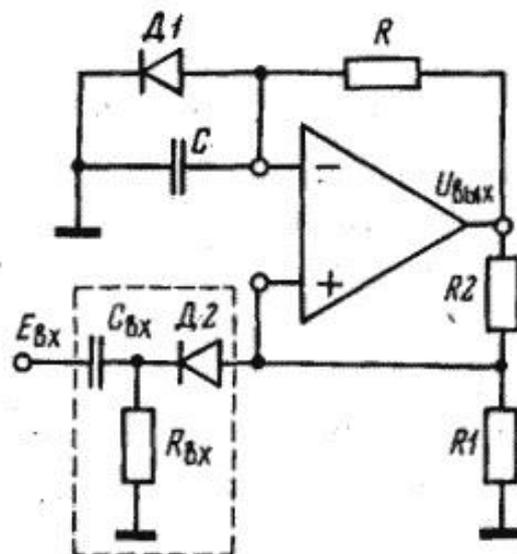


Рис. 6.23. Ждущий мультивибратор

На рисунке диод Д1 ограничивает возможность заряда конденсатора при $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$. В этом случае напряжение на конденсаторе возрастает лишь до величины, определяемой падением напряжения на прямо смещенном диоде Д1 (~0,6 В). Если напряжение на неинвертирующем входе V^+ , передаваемое по цепи ЦОС, превосходит падение напряжения на диоде Д1, то схема будет находиться (сколь угодно долго) в устойчивом состоянии $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$. Это так называемый ждущий режим мультивибратора.

Цепь запуска мультивибратора, состоящая из дифференцирующей $R_{\text{вх}}C_{\text{вх}}$ -цепи и диода Д2, предназначена для подачи входных сигналов произвольной длительности с целью перевода мультивибратора в квазистойчивое состояние. На выходе дифференцирующей цепи по переднему и заднему фронту запускающего сигнала формируются короткие разнополярные сигналы. Назначение диода Д2 — пропускать на неинвертирующий вход ОУ лишь импульсы отрицательной полярности, которые и осуществляют переброс мультивибратора. Если амплитуда входного сигнала превосходит величину порога срабатывания компаратора $U_{\text{ср}}$, то последний перебрасывается в противоположное (квазистойчивое) состояние, т. к. напряжение на входе «+» ОУ станет ниже напряжения на его входе «-».

С этого момента ждущий мультивибратор будет находиться в режиме выдержки. По цепи ПОС на входе «+» ОУ теперь установится отрицательное напряжение, определяющее порог отпускания компаратора. Диод Д1 в этом состоянии не влияет на процессы в схеме, поскольку он оказывается включенным в обратном направлении. Конденсатор С разряжается до 0 В и стремится далее перезарядиться до отрицательного напряжения $U_{\text{нас}}^-$. Как и в схеме автоколебательного мультивибратора, когда напряжение на конденсаторе по абсолютной величине станет чуть больше порога отпускания компаратора, ОУ переключится в состояние $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$. По цепи ПОС на входе «+» установится порог $U_{\text{ср}}$, а конденсатор С снова перезарядится лишь до напряжения, определяемого напряжением прямосмещенного диода Д1. Ждущий мультивибратор вернется в исходное устойчивое состояние.

Длительность выходного импульса τ ждущего мультивибратора можно определить, если положить в выражении t_1 $t = \tau$, $E = U_{\text{нас}}^-$, $V_c(\tau) = R_1/(R_1+R_2)$, $V_c(0) = V_{c0}$. Тогда

$$\tau = RC \ln \left[\frac{U_{нас}^- - V_{c0}}{U_{нас}^-} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right],$$

где V_{c0} — падение напряжения на прямосмещенном диоде Д1 в ждущем режиме одновибратора.

Предположим теперь, что $V_{c0} \sim 0$, а отношение сопротивлений R_1/R_2 выбрано достаточно малым ($R_1 \ll R_2$). Разложив при таких предположениях логарифмический член выражения в ряд, получим $\tau = R \cdot C \cdot R_1/R_2$. Рассмотренная схема одновибратора по переднему фронту запускающего отрицательного импульса (либо по заднему фронту положительного импульса) генерировала сигнал отрицательной полярности. Чтобы получить ждущий мультивибратор, генерирующий положительный импульс по переднему фронту положительного запускающего импульса (либо по заднему фронту отрицательного импульса), достаточно изменить лишь полярность включения диодов Д1 и Д2.

На базе ОУ возможно также построение других частотно-зависимых схем, например фазовращателей, активных фильтров и т. д.

Вопросы и задания для самопроверки к главе VI

1. Нарисуйте блок-схему операционного усилителя (ОУ).
2. Приведите примеры дифференциальных каскадов, используемых в ОУ. Что дает применение сложных ДК?
3. Почему в ОУ применяют схемы перехода к несимметричному выходу?
4. Нарисуйте принципиальную схему выходного эмиттерного повторителя. Объясните работу схемы сдвига постоянного уровня и схемы положительной обратной связи.
5. Каким образом организуется защита входов и выхода ОУ?
6. Дайте объяснение передаточной характеристики ОУ.
7. Перечислите основные усилительные параметры ОУ. Объясните, чем они определяются.
8. Охарактеризуйте точностные параметры ОУ.
9. На примерах объясните частотные свойства и временные характеристики ОУ.
10. Как понимать свойство виртуального поля ОУ?
11. Выведите формулы для инвертирующего и неинвертирующего включения операционного усилителя.
12. Дайте определение аналогового компаратора.
13. Нарисуйте идеальную для реализации компаратора передаточную характеристику ОУ.
14. Обоснуйте целесообразность включения положительной обратной связи в практических схемах компараторов.
15. Почему часто на практике приходится ограничивать величину выходного напряжения компаратора?
16. Какие типы обратных связей используются в схеме автоколебательного мультивибратора?
17. Чем определяется период колебаний мультивибратора?
18. Каким образом реализуется несимметричный автоколебательный мультивибратор?
19. Назовите назначение диодов Д1 и Д2 в схеме одновибратора.
20. Каким образом повлияет на работу схемы ждущего мультивибратора изменение полярности диода Д1?
21. Какой тип обратной связи образуется при подключении сопротивления между выходом и инвертирующим входом?

22. Какие два допущения используются при анализе схем на основе ОУ?

23. Перечислите достоинства и недостатки инвертирующего усилителя.

24. С какой целью в схему включается сопротивление $R_{\text{бал}}$ и каким образом выбирается его величина?

25. Как определяется температурный дрейф усилителя?

26. Чем определяется минимальный уровень входных сигналов?

27. Каким образом определяется полезный диапазон частот, в пределах которого относительная погрешность расчета коэффициента усиления не превосходит заданную величину?

28. Перечислите, в каких случаях предпочтительно применение инвертирующего усилителя.

29. Назовите достоинства и недостатки неинвертирующего усилителя.

30. Чем определяется входное сопротивление у неинвертирующего усилителя?

31. Как определяется ошибка, создаваемая синфазным сигналом на входе?

32. Где предпочтительно применять неинвертирующий усилитель?

33. Каково назначение дифференциального усилителя?

34. Какой усилитель называют измерительным?

Примеры решения задач и задачи для самостоятельного решения

1.1. Задачи для самостоятельного решения к главе I

Задача 1.1. В схеме на рис. 1.1 $E_K = 10\text{ В}$, $\beta = 40$. Рабочая точка транзистора имеет параметры: $U_{KЭ} = 5\text{ В}$, $I_K = 4\text{ мА}$. Найти R_B и R_K .

Задача 1.2. Найти сопротивление резисторов в схеме на рис. 1.2 и коэффициент температурной нестабильности, если $E_K = 10\text{ В}$, $\beta = 40$. Рабочая точка транзистора имеет параметры: $U_{KЭ} = 5\text{ В}$, $I_K = 4\text{ мА}$. Номинал резисторов привести к стандарту

Подсказка: взять $U_{Э} = 0,2 E_K$

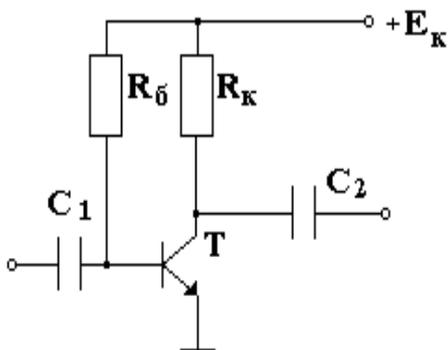


Рис. 1.1. Схема к задаче 1.1

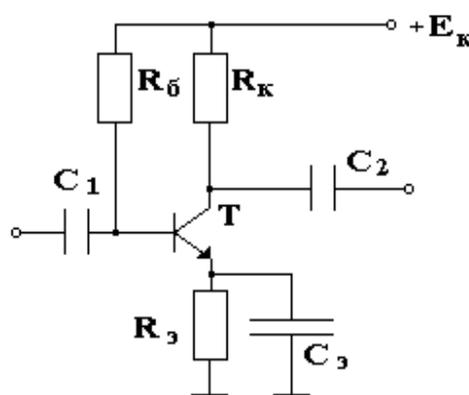


Рис. 1.2. Схема к задаче 1.2

Задача 1.3. В усилительном каскаде, показанном на рис. 1.3 $E_K = 12\text{ В}$, $\beta = 50$. Рассчитать схему на постоянном токе при условии, что $U_{Э} = 0,15 E_K$.

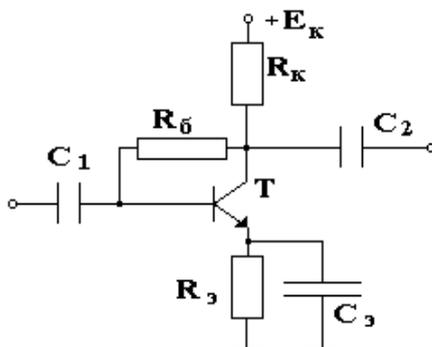


Рис. 1.3. Усилительный каскад

Задача 1.4. Транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 49$ используется в схеме на рис. 1.1. Определить напряжения

$U_{БЭ}$ и $U_{КЭ}$ при $T = 50^\circ\text{C}$, если при $T = 20^\circ\text{C}$ обратные токи коллекторного и эмиттерного переходов одинаковы и равны 10 мкА , а температура удвоения обратного тока равна 10°C . $R_б = 200\text{ кОм}$; $R_к = 2\text{ кОм}$; $E_к = 20\text{ В}$.

Подсказка: $U_{БЭ} \approx \phi_T \ln \frac{I_{Э}}{I_{Э0}}$

Задача 1.5. В схеме, показанной на рис. 1.4а, используется делитель в цепи базы транзистора, имеющего $\beta = 49$. Найти напряжение $U_к$, токи $I_б$, $I_к$ и $I_э$, если $R_1 = 100\text{ кОм}$; $R_2 = 51\text{ кОм}$; $R_к = 2\text{ кОм}$; $R_э = 0,51\text{ кОм}$; $E_к = 15\text{ В}$.

Подсказка: преобразовать схему к виду, показанному на рис. 1.4б.

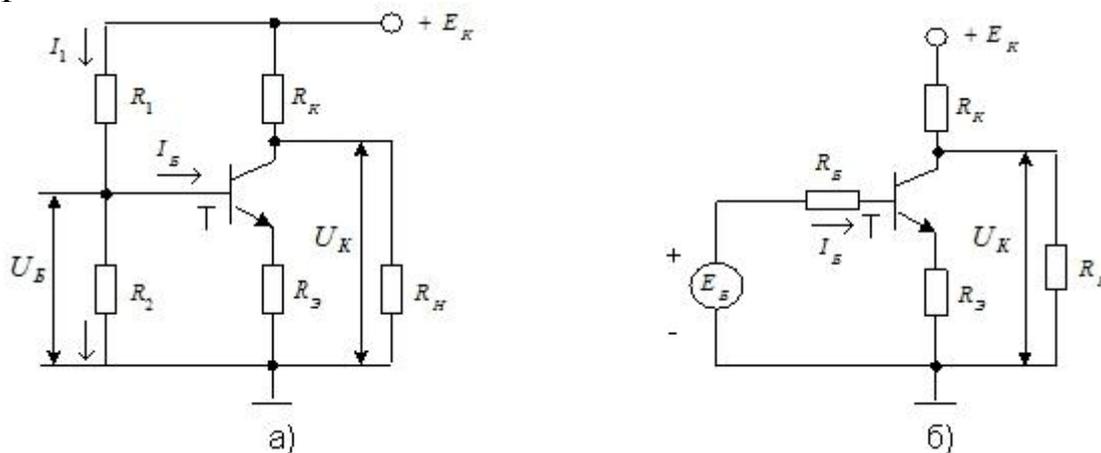


Рис. 1.4. Схема к задаче 1.5

1.2. Задачи для самостоятельного решения к главе II

Задача 2.1. В каскаде ОЭ (рис. 2.1) используется транзистор, у которого $h_{11э} = 800\text{ Ом}$; $h_{12э} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21э} = 49$; $h_{22э} = 80\text{ мкСм}$. Найти коэффициенты усиления по напряжению и по току, входное и выходное сопротивления, если $R_г = 1\text{ кОм}$; $R_к = 5,1\text{ кОм}$; $R_э = 510\text{ Ом}$; $R_н = 10\text{ кОм}$. Решать задачу с учетом и без учета $r_к^*$.

Указание: начните с $R_{БХ}$ (§ 2.2.1) и запишите его через h -параметры схемы ОЭ. Выходное сопротивление найдите без учета $r_к^*$.

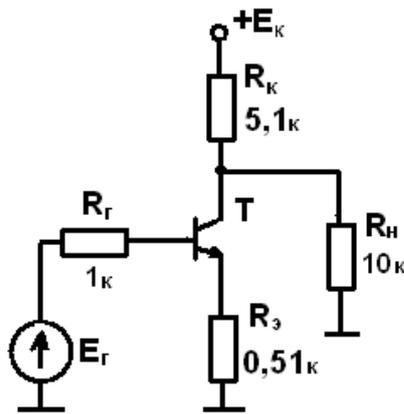


Рис. 2.1. Каскад ОЭ

Задача 2.2. Используя схему и данные предыдущей задачи, решите ее по формулам, учитывающим внутреннюю обратную связь по току, через $\gamma_{\bar{o}}$ и $\gamma_{\bar{o}o}$.

Задача 2.3. Решите задачу 2.1, используя формулы усилительных параметров с внутренней обратной связью по току и с учетом дифференциального сопротивления коллекторного перехода. Сравните полученные результаты с решением задач 2.1 и 2.2.

Задача 2.4. Используя схему и условие задачи 2.1, покажите, нужно ли учитывать при определении коэффициента передачи по напряжению внутреннюю обратную связь по напряжению (§ 2.4.3).

Задача 2.5. Нарисуйте полную принципиальную электрическую схему усилительного каскада с RC-связями с ОЭ на переменном токе с делителем в базовой цепи. Транзистор $n-p-n$. Пусть это будет рис. 2.5. Объясните назначение элементов схемы.

Задача 2.6. В схеме усилительного каскада (рис. 2.5, задача 2.5) $R_1 = 100 \text{ кОм}$; $R_2 = 28 \text{ кОм}$; $R_K = 510 \text{ Ом}$; $R_3 = 200 \text{ Ом}$; $R_G = 50 \text{ Ом}$; $R_H = 1 \text{ кОм}$; $E_K = 15 \text{ В}$; $C_1 = 5 \text{ мкФ}$; $C_2 = 20 \text{ мкФ}$; $C_3 = 10 \text{ мкФ}$. Транзистор имеет коэффициент передачи тока базы $\beta = 49$, постоянную времени цепи обратной связи 500 нс , емкость коллекторного перехода в схеме ОБ 5 пФ . Модуль коэффициента передачи транзистора в схеме ОЭ ≥ 5 на частоте 20 МГц . Транзистор кремниевый. Используя известные инженерные допущения, определите на постоянном токе: I_B , I_K , $I_Э$, $U_{KЭ}$, U_{KB} , U_B , U_K .

Задача 2.7. Для схемы и условия задачи 2.6 определите для области средних частот $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u , K_i , K_p .

Задача 2.8. Для схемы и условия задачи 2.6 и результатов задачи 2.7 определите для области низших частот:

- нижнюю граничную частоту,
- постоянную времени в области НЧ и длительность переходного процесса,
- коэффициент частотных искажений.

Задача 2.9. Для схемы и условия задачи 2.6 и по результатам задачи 2.7 для области высших частот определите:

- верхнюю граничную частоту каскада,
- постоянную времени в области ВЧ и длительность переходного процесса,
- время нарастания фронта импульса,
- коэффициент частотных искажений.

Задача 2.10. По результатам решения задач 2.8 и 2.9 постройте полную амплитудно-частотную характеристику усилительного каскада. Укажите граничные частоты, определите полосу усиления. Постройте фазочастотную характеристику.

1.3. Задачи для самостоятельного решения к главе III

Задача 3.1. Усилительный каскад по схеме с общим коллектором показан на рис. 3.1. Транзистор кремниевый, $\beta = 80$, $E_K = 15 В$. Найти: I_B , I_K , $I_{Э}$, $U_{КЭ}$, U_B , $U_{Э}$.

Подсказка: принять $U_{БЭ} = 0,7 В$.

Задача 3.2. В схеме усилительного каскада (рис. 3.1) транзистор имеет следующие параметры: $\beta = 80$, $r_э = 5 Ом$, $r_б = 50 Ом$, $r_к^* = 10 кОм$. Сопротивления генератора и нагрузки указаны на рисунке. Найти: $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u , K_i , K_p .

Задача 3.3. Эмиттерный повторитель показан на рис. 3.1. Определить:

- постоянную времени в области низших частот,
- нижнюю граничную частоту,
- коэффициент передачи по напряжению и его фазовый сдвиг на частоте 100 Гц,
- коэффициент частотных искажений.

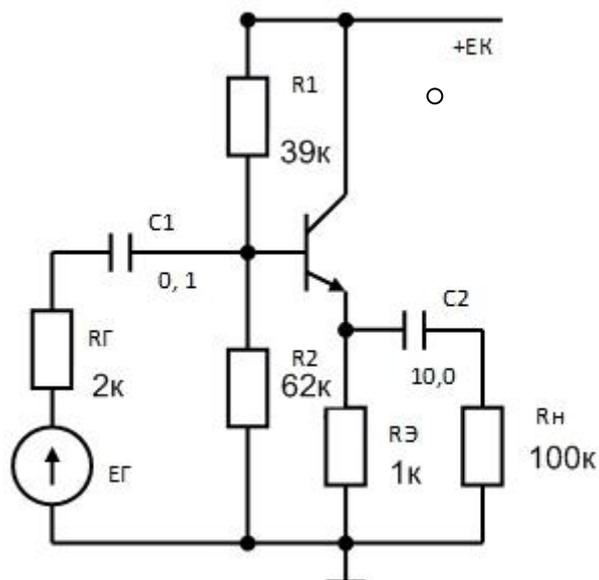


Рис. 3.1. Каскад ОК

Задача 3.4. В схеме эмиттерного повторителя (рис. 3.1) транзистор имеет $C_K = 5 \text{ нФ}$, $f_\beta = 100 \text{ кГц}$. Остальные параметры транзистора взять из задачи 3.2. Определить, чему равен входной импеданс каскада на частоте 100 кГц.

Подсказка: паразитная емкость и индуктивность не учитывается.

Задача 3.5. На рис. 3.2 представлен усилительный каскад на биполярном транзисторе по схеме с общей базой. Параметры транзистора: $h_{21Б} = 0,99$, $h_{12Б} = 10^{-4}$, $h_{22Б} = 1 \text{ мкСм}$, $h_{11Б} = 30 \text{ Ом}$. Резисторы: $R_Э = 200 \text{ Ом}$, $R_К = 1 \text{ кОм}$, $R_H = 10 \text{ кОм}$, $R_Г = 100 \text{ Ом}$. Найти усилительные параметры $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u , K_i .

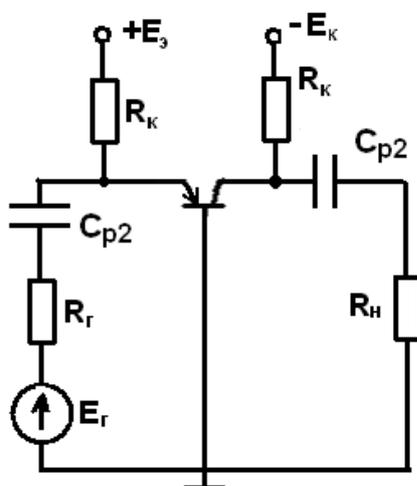


Рис. 3.2. Усилительный каскад на биполярном транзисторе с общей базой

Задача 3.6. В схеме (рис. 3.2) $C_{p1} = 50 \text{ мкФ}$, $C_{p2} = 1 \text{ мкФ}$.
Остальные данные как в задаче 3.5. Найти τ_H , f_H .

Задача 3.7. Какова верхняя граничная частота усилителя с общей базой (рис. 3.2), в котором использован транзистор со следующими параметрами: $\alpha = 0,98$, $f_{h21Б} = 5 \text{ МГц}$, $r_э = 25 \text{ Ом}$, $r_б = 150 \text{ Ом}$, $r_к = 1,5 \text{ МОм}$, $C_к = 5 \text{ нФ}$? Элементы $R_Г = 100 \text{ Ом}$, $R_э = 6,2 \text{ кОм}$, $R_к = 2 \text{ кОм}$, $R_H = 5 \text{ кОм}$, $C_{p1} = C_{p2} = 1 \text{ мкФ}$.

Задача 3.8. В схеме усилителя с общей базой (рис. 3.2) используется транзистор с параметрами $r_б = 100 \text{ Ом}$, $r_э = 10 \text{ Ом}$, $r_к = 1 \text{ МОм}$, $\alpha = 0,99$, $f_\alpha = 50 \text{ МГц}$, $C_к = 4 \text{ нФ}$. Остальные элементы: $R_Г = 400 \text{ Ом}$, $R_э = 5,1 \text{ кОм}$, $R_к = 3 \text{ кОм}$, $R_H = 10 \text{ кОм}$. На вход действуют одиночные прямоугольные импульсы с амплитудой 50 мВ. Определите амплитуду выходного импульса и минимальную его длительность.

Подсказка: длительность входного импульса не должна быть меньше времени нарастания фронта выходного сигнала.

Задача 3.9. На рис. 3.3 представлен усилительный каскад с общим истоком на полевом транзисторе с управляющим $p-n$ -переходом. Крутизна транзистора $S = 10 \text{ мА/В}$. Номиналы резисторов указаны на рисунке. Определить: $R_{вх}$, $R_{вых}$, K_u .

Задача 3.10. Решить задачу 3.6, если резистор в цепи истока зашунтирован конденсатором или просто отсутствует.

Задача 3.11. В схеме усилителя с общим истоком (задача 3.6) нагрузкой является аналогичный каскад. Найти усилительные параметры.

Задача 3.12. В схеме истокового повторителя на полевом транзисторе с $p-n$ -переходом (рис. 3.4.) использован транзистор с крутизной стокзатворной характеристики 12 мА/В . Определить усилительные параметры истокового повторителя.

Решение. Определим усилительные параметры каскада, используя следующие формулы: $K_U = [S U_{3И} (R_{И} \parallel R_{Н})] / [U_{3И} + S U_{3И} (R_{И} \parallel R_{Н})] = S (R_{И} \parallel R_{Н}) / [1 + S (R_{И} \parallel R_{Н})]$, $R_{вх} \approx R_3$, $R_{вых} = R_{И} / (1 + S R_{И})$, $R_{И} \parallel R_{Н} = (2 \cdot 0,1) / (2 + 0,1) = 0,095 \text{ кОм}$;

Проведя соответствующие подстановки, получим, что :

$$K_U = (12 \cdot 0,095) / (1 + 12 \cdot 0,095) \approx 0,53 .$$

Входное сопротивление истокового повторителя равно

$$R_{\text{вх}} \approx R_3 = 0,2 \text{ МОм.}$$

Найдем выходное сопротивление:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{И}} / (1 + SR_{\text{И}}) = 3 / (1 + 12 \cdot 3) = 0,081 \text{ кОм.}$$

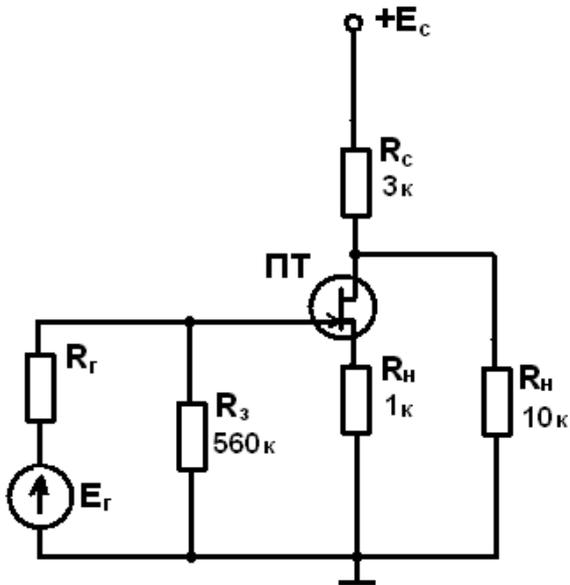


Рис. 3.3. Усилительный каскад с общим истоком

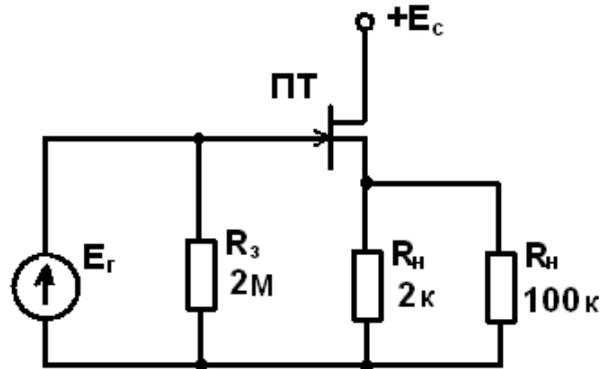


Рис. 3.4 Истоковый повторитель

1.4. Задачи для самостоятельного решение к главе IV

Задача 4.1. На рис. 4.1 представлен усилительный каскад с эмиттерной связью. Транзисторы идентичные и имеют следующие параметры: $r_{\text{э}} = 100 \text{ Ом}$, $r_{\text{б}} = 200 \text{ Ом}$, $r_{\text{к}}^* = 30 \text{ кОм}$, $\beta = 100$. Резисторы: $R_{\text{Г}} = 10 \text{ кОм}$, $R_{\text{К}} = 5,1 \text{ кОм}$, $R_{\text{Н}} = 10 \text{ кОм}$. Найти $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}}$, $K_{\text{и}}$.

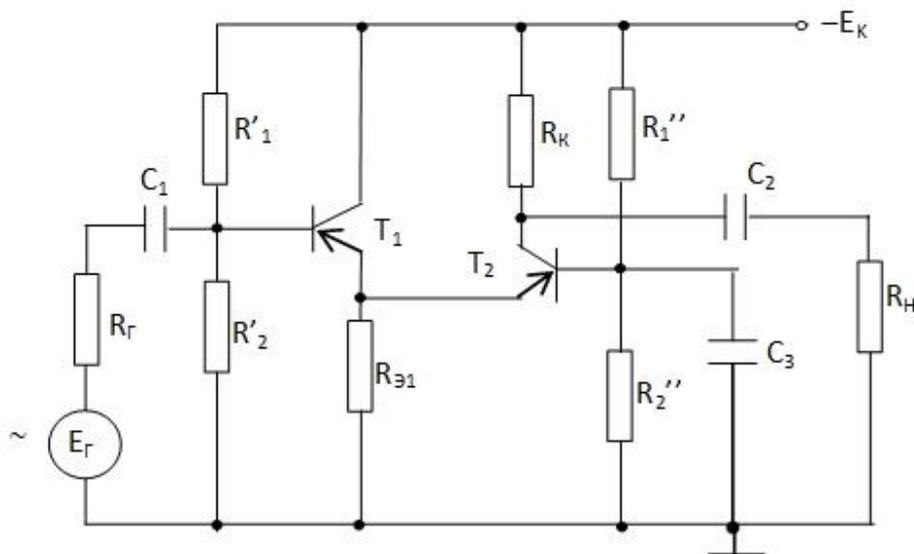


Рис. 4.1. Усилительный каскад с эмиттерной связью

Задача 4.2. На рис. 4.2 предоставлена схема с эмиттерной связью. Найти напряжение выходного сигнала, если транзисторы идентичны и имеют параметры: $\beta = 100$; $r_{\text{э}} = 100 \text{ Ом}$; $r_{\text{б}} = 200 \text{ Ом}$; $r_{\text{к}}^* = 30 \text{ кОм}$. Входные напряжения: $U_{\text{вх1}} = 1 \text{ В}$, а $U_{\text{вх2}} = 1,1 \text{ В}$.

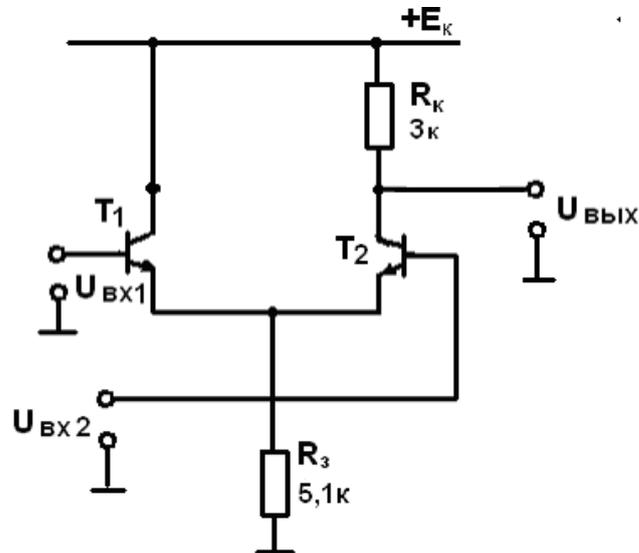


Рис. 4.2. Схема с эмиттерной связью

Подсказка: в схеме усилителя два входа. Сигналы на выход идут разными путями. В линейных устройствах действует принцип суперпозиции.

Решение. Используя подсказку, приведенную в условии задачи к главе IV, применим принцип суперпозиции и получим, что

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх1}} K_1 + U_{\text{вх2}} K_2.$$

Здесь

$$K_1 = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх1}} |_{U_{\text{вх2}}=0}; \quad K_2 = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх2}} |_{U_{\text{вх1}}=0}.$$

Относительно сигнала $U_{\text{вх2}}$ схема является усилителем ОЭ.

$$K_2 \approx -R_{\text{к}} / r_{\text{э}} = -30.$$

По отношению к сигналу $U_{\text{вх1}}$ усилитель является двухкаскадной схемой ОК–ОБ. Тогда справедливо соотношение $K_1 = K_{\text{УОК}} K_{\text{УОБ}}$.

Здесь $K_{\text{УОК}} = (1+\beta)(R_{\text{э}} \parallel r_{\text{э}}) / [r_{\text{б}} + (R_{\text{э}} \parallel r_{\text{э}})(1+\beta)] \approx 1$,
 $K_{\text{УОБ}} = \alpha R_{\text{к}} / R_{\text{вх ОБ}} \approx \alpha R_{\text{к}} / r_{\text{э}}$.

Будем считать, что $\alpha \approx 1$,

тогда имеем, что $K_{\text{УОБ}} \approx R_{\text{к}} / r_{\text{э}} = (3 \cdot 10^3) / 100 = 30$.

Получим, что коэффициент усиления для $U_{\text{вх1}}$ будет равен

$$K_1 = 1 \cdot 30 = 30.$$

Из решения следует, что $K_1 = K_2$, т. е. коэффициенты усиления сигналов $U_{\text{вх1}}$ и $U_{\text{вх2}}$ равны, но $U_{\text{вх2}}$ инвертируется, а $U_{\text{вх1}}$ нет. Амплитуда сигнала на выходе схемы с эмиттерной связью равна:

$$U_{\text{вых}} = 1,0 \cdot 30 + 1,1 \cdot (-30) = -3 \text{ В.}$$

Задача 4.3. На рис. 4.3 показан каскодный усилитель. Транзисторы T_1 и T_2 идентичны и имеют параметры: $\beta = 49$, $r_3 = 10 \text{ Ом}$, $r_b = 80 \text{ Ом}$, $r_k = 1 \text{ МОм}$. Другие элементы схемы: $R_r = 10 \text{ кОм}$, $R_k = 5,1 \text{ кОм}$, $R_H = 10 \text{ кОм}$, $R_3 = 200 \text{ Ом}$. Определить: K_u , K_i , K_p , $R_{\text{вх}}$, $R_{\text{вых}}$.

Задача 4.4. Для каскодной схемы рис. 4.4 найти модуль коэффициента передачи на частоте 10 МГц. Транзисторы однотипные: $\alpha = 0,99$, $r_3 = 20 \text{ Ом}$, $r_b = 120 \text{ Ом}$, $r_k = 2 \text{ МОм}$, $f_\alpha = 200 \text{ МГц}$, $C_K = 1 \text{ нФ}$. Номиналы резисторов указаны на рисунке.

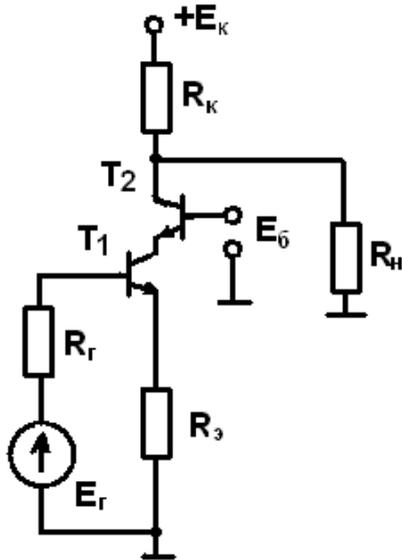


Рис. 4.3. Каскодный усилитель

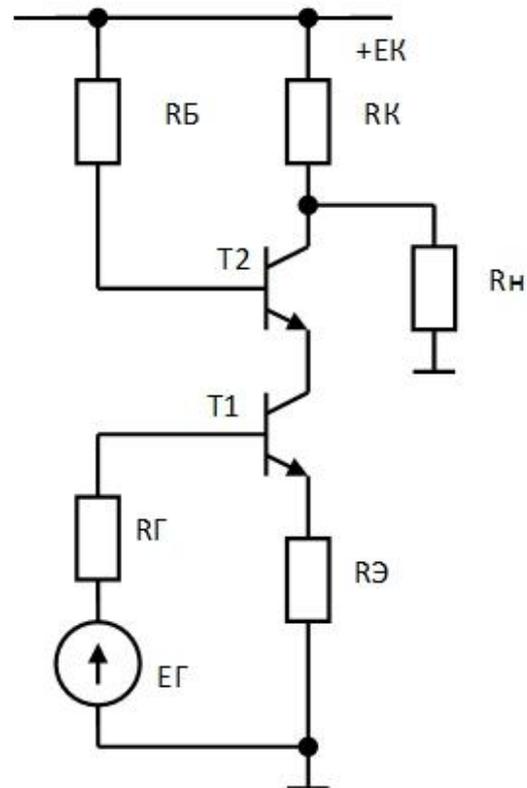


Рис. 4.4. Каскодный усилитель

Подсказка: постоянную времени в области высших частот считать по формуле: $\tau_B = \sqrt{\tau_{\text{ВОЭ}}^2 + \tau_{\text{ВОБ}}^2}$.

1.5. Задачи для самостоятельного решения к главе V

Задача 5.1. На рис. 5.1 представлена схема дифференциального усилителя. Транзисторы идентичны и имеют следующие параметры: $\beta = 100$; $r_3 = 100 \text{ Ом}$. Чему равно напряжение на нагрузке R_H , если $U_{вх1} = 1 \text{ В}$, а $U_{вх2} = 1,1 \text{ В}$?

Задача 5.2. Для рис. 5.1 и условия задачи 5.1 найти усиленные параметры, если в схему добавить последовательную эмиттерную связку. Взять $R_0 = 30 \text{ Ом}$.

Задача 5.3. В схему дифференциального каскада вместо резистора в эмиттерных цепях вставлен генератор стабильного тока, показанный на рис. 5.2. Элементы схемы: $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = 1 \text{ кОм}$, $R_3 = 1 \text{ кОм}$, $E_K = 15 \text{ В}$. Транзисторы идентичны и имеют параметры: $r_3 = 50 \text{ Ом}$, $r_B = 200 \text{ Ом}$, $r_K^* = 30 \text{ кОм}$, $\beta = 100$. Найти выходной ток ГСТ и его сопротивление на переменном токе.

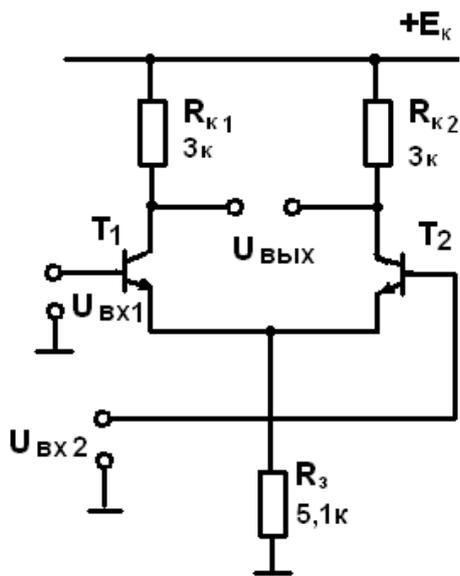


Рис. 5.1. Дифференциальный усилитель

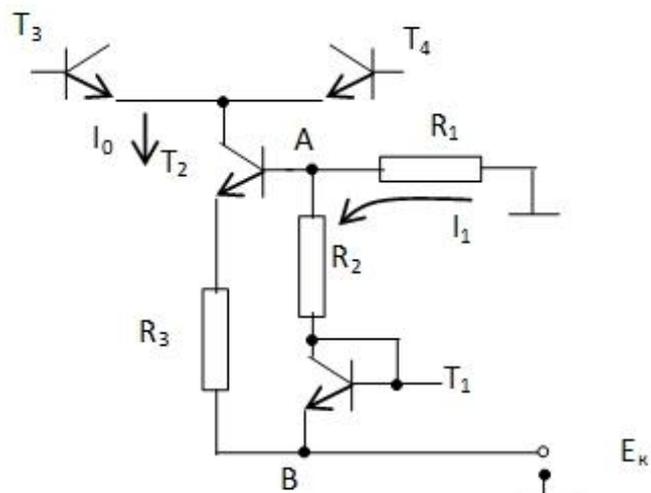


Рис. 5.2. Генератор стабильного тока

1.6. Задачи для самостоятельного решения к главе VI

Задача 6.1. В схеме на рис. 6.1 используется операционный усилитель со следующими данными: коэффициент усиления $K_{OU} = 50 \cdot 10^3$; входное сопротивление $R_{вхOU} = 1 \text{ мОм}$; выходное сопротивление $R_{выхOU} = 100 \text{ Ом}$. Параметры схемы: $R_0 = 5,1 \text{ кОм}$,

$R_H = 10 \text{ кОм}$. Найти усилительные параметры схемы — коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления.

Задача 6.2. Для схемы и условий задачи 6.1 найти выходное напряжение и ток обратной связи I_{OC} для двух значений входного сигнала: $E_r = +0,2 \text{ В}$ и $E_r = +1 \text{ В}$. Найти максимальное возможное напряжение генератора.

Подсказка: ток обратной связи вычисляется по формуле $I_{OC} = U_{вых} / (R_{OC} + R_0)$, а напряжение источника питания операционного усилителя $\pm 15 \text{ В}$.

Задача 6.3. В схеме на рис. 6.2 показан инвертирующий усилитель. ОУ имеет $K_{OY} = 50 \cdot 10^3$, $R_{ex.OY} = 1 \text{ МОм}$, $R_{бвх.OY} = 100 \text{ Ом}$, $R_0 = 5,1 \text{ кОм}$, $R_{oc} = 100 \text{ кОм}$, $R_H = 10 \text{ кОм}$. Найти коэффициент передачи усилителя, его входное и выходное сопротивления, сопротивление в точке А.

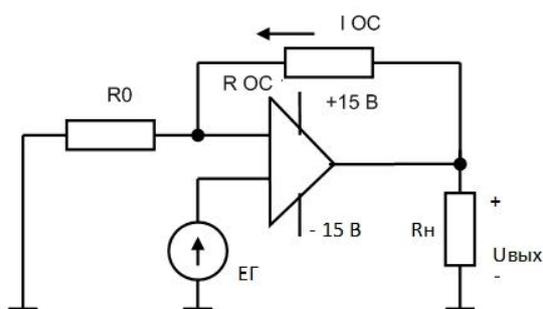


Рис. 6.1. Неинвертирующий усилитель

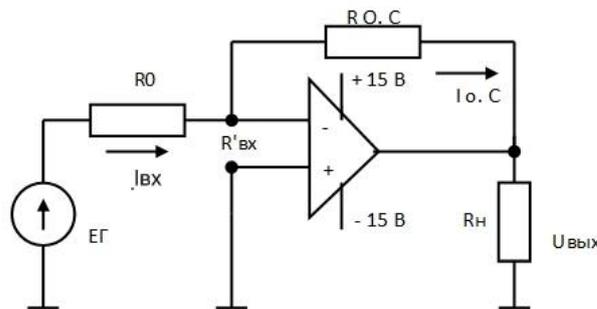


Рис. 6.2. Инвертирующий усилитель

Список литературы

1. Степаненко, И. П. Основы микроэлектроники : учеб. пособие для вузов / И. П. Степаненко. — М. : Сов. радио, 1980. — 424 с.
2. Гусев, В. Г. Электроника и микропроцессорная техника : учебник / В. Г. Гусев, Ю. М. Гусев. — М. : КНОРУС, 2013. — 800 с.
3. Аналоговая и цифровая электроника : (Полный курс) / Ю.Ф. Опадчий и др. — М. : Горячая линия — Телеком, 2000. — 768 с.
4. Алексенко, А. Г. Основы микросхемотехники / А. Г. Алексенко. — М. : ЮНИМЕДИАСТАЙЛ, 2002. — 448 с.

Оглавление

Предисловие	3
ГЛАВА I. Усилительные каскады	
на биполярных транзисторах	4
1.1. Статический режим усилительного каскада	4
1.1.1. Выбор рабочей точки.....	4
1.1.2. Обеспечение рабочей точки.....	5
1.1.3. Температурная стабильность рабочей точки.....	7
1.1.4. Обеспечение рабочей точки транзистора	
с учетом зависимости его параметров от температуры.....	9
1.1.5. Порядок расчета усилительного каскада	
на постоянном токе	11
1.1.6. Схемы с температурной стабилизацией.....	15
Вопросы и задания для самопроверки к главе I	17
ГЛАВА II. Усилительный каскад по схеме	
с общим эмиттером	18
2.1. Общий подход	18
2.2. Область средних частот.....	20
2.2.1. Входное сопротивление	21
2.2.2. Выходное сопротивление.....	21
2.2.3. Коэффициент передачи по напряжению	21
2.2.4. Коэффициент передачи тока.....	23
2.3. Внутренняя обратная связь	24
2.4. Уточнение усилительных параметров.....	27
2.4.1. Учет дифференциального сопротивления	
коллекторного перехода	27
2.4.2. Выходное сопротивление.....	29
2.4.3. Учет внутренней обратной связи	
по напряжению	31
2.5. Каскад в области больших времен и низших частот ..	31
2.6. Каскад в области малых времен и высших частот	34
2.7. Добротность каскада.....	38
Вопросы и задания для самопроверки к главе II	41

Глава III. Другие однотранзисторные усилительные каскады с RC-связями.....	42
3.1. Эмиттерный повторитель	42
3.2. Каскад с эмиттерным входом	47
3.3. Фазоинверсный каскад.....	50
3.4. Усилители на полевых транзисторах.....	51
3.4.1. Усилительный каскад ОИ.....	51
3.4.2. Каскад с общим стоком.....	55
Вопросы и задания для самопроверки к главе III.....	57
ГЛАВА IV. Двухтранзисторные усилительные каскады	58
4.1. Составной транзистор	58
4.2. Сложные повторители.....	64
4.2.1. ЭП на составном транзисторе	64
4.2.2. ЭП с внутренней обратной связью	65
4.2.3. ЭП с динамической нагрузкой	66
4.3. Каскад с эмиттерной связью.....	68
4.4. Каскод	72
4.5. Фазоинверсный каскад на эмиттерной связке.....	75
Вопросы и задания для самопроверки к главе IV	76
ГЛАВА V. Усилители постоянного тока	77
5.1. Общие сведения	77
5.2. Температурный дрейф.....	81
5.3. Методы борьбы с дрейфом	84
5.4. Дифференциальный каскад	89
5.4.1. Генератор стабильного тока	92
5.4.2. Характеристики (параметры) ДК.....	94
5.5. Интегральный умножитель двух сигналов	102
Вопросы и задания для самопроверки к главе V.....	104
ГЛАВА VI. Операционный усилитель	105
6.1. Схемотехника ОУ.	106
6.1.1. ДК по схеме Дарлингтона.....	106
6.1.2. ДК с динамической нагрузкой	107
6.1.3. ДК по схеме эмиттерной связки.....	107

6.1.4. ДК по каскодной схеме	108
6.1.5. Схема перехода к несимметричному (заземленному) выходу.....	109
6.1.6. Выходная схема.....	110
6.1.7. Схемы защиты ОУ	111
6.2. Параметры ОУ	112
6.3. Неинвертирующее и инвертирующее включение ОУ	115
6.3.1. Неинвертирующее включение ОУ.....	116
6.3.2. Инвертирующее включение.....	118
6.4. Примеры применения операционных усилителей	119
6.4.1. Неинвертирующий сумматор	119
6.4.2. Дифференциальный усилитель	121
6.4.3. Резонансный усилитель.....	121
6.4.4. Генератор синусоидальных колебаний	123
6.5. Импульсные схемы на основе ОУ	125
6.5.1. Аналоговые компараторы	126
6.5.2. Мультивибраторы	131
Вопросы и задания для самопроверки к главе VI	136
Примеры решения задач и задачи для самостоятельного решения	138
Список литературы	148

Учебное издание

Артемов Константин Серафимович

Солдатова Нина Львовна

Очиров Артем Александрович

Основы аналоговой схемотехники

Учебное пособие

Редактор, корректор М. Э. Левакова

Верстка М. Э. Леваковой

Подписано в печать 05.04.17. Формат 60×84 1/16.

Усл. печ. л. 8,83. Уч.-изд. л. 4,5.

Тираж 21 экз. Заказ

Оригинал-макет подготовлен
в редакционно-издательском отделе ЯрГУ.

Ярославский государственный университет

им. П. Г. Демидова.

150003, Ярославль, ул. Советская, 14.