

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию
Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

К.С. Артемов, Н.Л. Солдатова

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Учебное пособие

Ярославль 2005

УДК 621.375.4
ББК 3 844
А 86

*Рекомендовано
Редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного издания. План 2005 года*

Рецензенты:

доктор физ.-мат- наук, ведущий сотрудник
ИМИ РАН А.В. Проказников;
Научно-производственная фирма по разработке
и внедрению технологий системной интеграции

Артемов, К.С., Солдатова, Н.Л.

Основы схемотехники: учеб. пособие / К.С. Артемов,
К 86 Н.Л. Солдатова; Яросл. гос. ун-т. – Ярославль: ЯрГУ, 2005.
215 с.
ISBN 5-8397-0388-5

Излагаются основы теории транзисторных усилительных устройств от простейших каскадов до операционных усилителей.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлению 5504 Телекоммуникация и будет полезно также студентам специальности 013800 Радиофизика и электроника (дисциплина «Основы схемотехники», блок ОПД), очной и заочной форм обучения.

УДК 621.375.4
ББК 3 844

© Ярославский
государственный
университет, 2005
© К.С. Артемов,
Н.Л. Солдатова, 2005

ISBN 5-8397-0388-5

Предисловие

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

Авторы рассматривают данное учебное пособие как дополнение к учебной литературе по основам аналоговой электроники. Мы 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, которые позволяют закрепить теоретические знания и дадут навыки построения и расчета схем основных усилительных каскадов. В большинстве задач приводятся решения, что существенно облегчит освоение материала студентами, особенно при заочной форме обучения.

В соответствии с программой дисциплины «Основы 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 лабораторном практикуме широко применяется также компьютерное моделирование в среде Electronics WORKBENCH. Для облегчения освоения этой программы в Приложении 1 к пособию даны методические указания «Знакомство с программой схемотехнического моделирования EWB v 5.12».

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 рисунке 1.1.

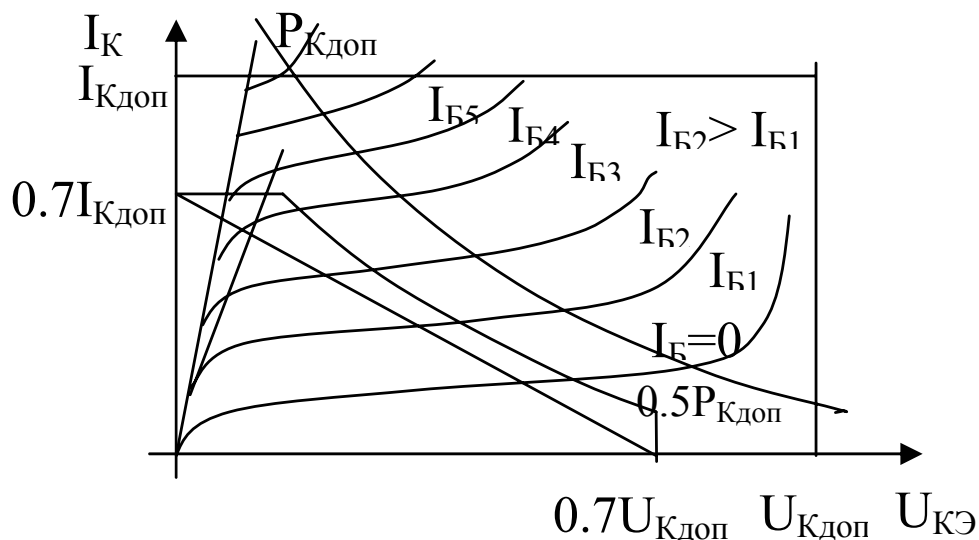


Рис. 1.1.

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). Для

большей надежности рабочую область иногда еще больше ограничивают уровнями $0.7 I_{Kдон}$, $0.7 U_{KЭдон}$ и $0.5 P_{Kдон}$. 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: $I_{KA}; U_{KЭA}; I_{BA}$. По входным ВАХ можно найти $U_{БЭA}$, а зная соотношения между токами и между напряжениями транзистора, вычислить все недостающие параметры рабочей точки - $I_{ЭA}, U_{КБА}$.

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

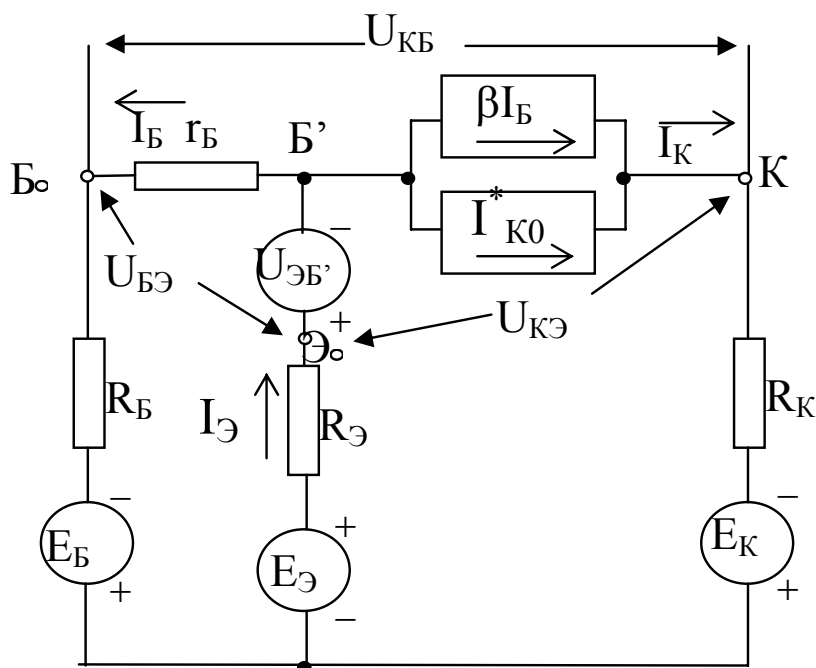


Рис. 1.2.

Обобщенная эквивалентная схема
усилительного каскада на постоянном токе

1.1.2. Обеспечение рабочей точки

В самом общем случае рабочую точку транзистора можно задать с помощью резисторов и источников э.д.с. постоянного тока, включенных в цепи электродов транзистора. Эквивалентная схема такой цепи показана на рисунке 1.2. Полярность источников смещения, а также направления токов взяты для р-п-р-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'):

$$I_B r_{\delta} + I_B R_B + I_{Э} R_{Э} = E_B + E_{Э} - U_{ЭБ}'.$$

Заменив ток эмиттера по формуле $I_{Э} = I_K + I_B$, получим:

$$\begin{aligned} I_B r_{\delta} + I_B R_B + I_K R_{Э} + I_B R_{Э} = \\ = E_B + E_{Э} - U_{ЭБ}'. \end{aligned}$$

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

$$U_{ЭБ}' = U_{ЭБ} - I_B R_B.$$

Подставим в основное выражение и найдем ток базы:

$$I_B = \frac{E_{Э} + E_B - U_{ЭБ}}{R_B + R_{Э}} - \frac{R_{Э}}{R_B + R_{Э}} I_K.$$

Обозначим:

$$R_{Э} + R_B = R_{ЭБ}; \quad \frac{R_{Э}}{R_B + R_{Э}} = \gamma_{\delta}; \quad E_{Э} + E_B = E_{ЭБ}.$$

Получим:

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

Из выражения видно, что ток базы состоит из двух составляющих – тока базовой цепи входного контура и части тока кол-

лктора. γ_{δ} - коэффициент токораспределения базы, показывающий, какая часть тока коллектора ответвляется в базу. Подставим ток базы в формулу тока коллектора $I_K = \beta I_B + I_{K0}^*$:

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

Откуда

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

и окончательно

$$I_K = \frac{[\beta(E_{ЭБ} - U_{ЭБ}) / R_{ЭБ}] + I_{K0}^*}{1 + \beta \gamma_{\delta}}. \quad (1.1)$$

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, так как коллекторный ток образуется токами генераторов βI_{δ} и I_{K0}^* , которые присутствуют 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:

$$-E_K = -I_K R_K + U_{КЭ} + E_{Э} - I_{Э} R_{Э}, \quad (*)$$

или через большой контур:

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

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 ($I_K, I_{Э}, U_{КЭ}, U_{ЭБ}$), 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 все-

го 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 $\gamma_{\delta} = 1$, $S = \frac{\beta}{1 + \beta} = \alpha$. 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 :

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

В формуле ΔI_K основной вклад вносит первый член, то есть $\Delta I_{K0} / \alpha$, 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 неустойчивости будет:

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

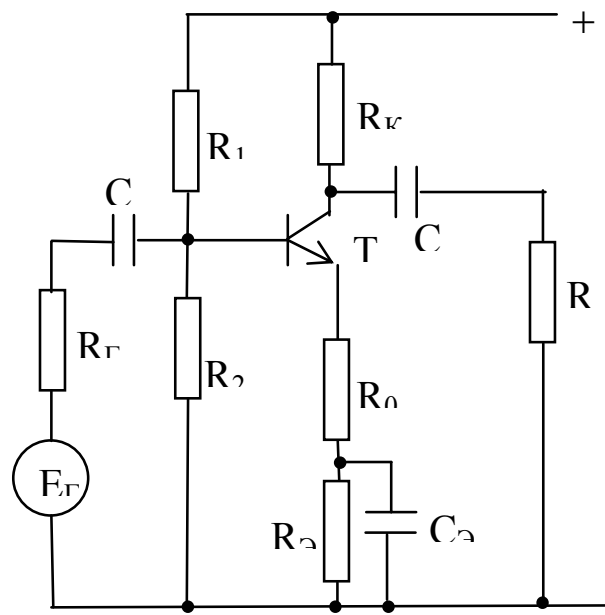


Рис. 1.3.

Обеспечение рабочей точки транзистора

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 $R_{\mathcal{D}}$ и R_B , то есть 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: $R_B \gg R_{BX}$, где R_{BX} - 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 рисунке 1.3. В ней отсутствует источник $E_{Э}$, а вместо источника э.д.с базовой цепи включен эквивалентный – резистивный делитель источника питания E_K . Поэтому для данной схемы

$$E_{ЭБ} = E_B = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

Сопротивления 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, $R_{Э}$, 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:

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

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

$$R_B \leq \frac{\beta(\Delta I_{K\partial on} \cdot R_{\mathcal{O}} + \Delta U_{B\mathcal{O}})}{(1 + \beta) \left[\Delta I_{K0} + \frac{I_{\mathcal{O}} \Delta \beta}{(1 + \beta)^2} \right] - \Delta I_{K\partial on}} - R_{\mathcal{O}}. \quad (1.3)$$

Выбор $\Delta I_{K\partial on}$ проводят из условия

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

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 рисунка 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 :

$$E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_B R_B = U_{\mathcal{O}B} + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}.$$

Дополним первый член единичной дробью R_1 / R_1 . Получим:

$$E_K R_B \frac{1}{R_1} - I_B R_B = U_{\mathcal{O}B} + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}.$$

Откуда

$$R_1 = \frac{E_K R_B}{U_{\mathcal{O}B} + I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}} + I_B R_B}. \quad (1.5)$$

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 ($E_{\mathcal{O}} = 0$) и транзистора p - n - p -типа получим: $-E_K = -I_K R_K + U_{K\mathcal{O}} - I_{\mathcal{O}} R_{\mathcal{O}}$. Для того чтобы не привязываться к типу проводимости транзистора, можно записать так:

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

или

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

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, то есть $T_{мин}$ 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 (амплитуда 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 $\Delta T = T_{\max} - T_{\min}$;
- 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 заданы 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:
 $U_{КЭ} + U_m < U_{КЭдоп}$, то есть 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: $I_{K0}(T) = I_{K0}(T_{\text{комн}}) 2^{\Delta T/T^*}$, 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 $U_{БЭ} = \varphi_T \ln(1 + I_{Э} / I_{Э0})$, при условии $I_{Э} \gg I_{Э0}$ (нормальное включение транзистора) получим: $U_{БЭ} = \varphi_T \ln(I_{Э} / I_{Э0})$. Тогда при T_{\max} получим:

$$U_{БЭ_{T_{\max}}} = \varphi_{T_{\max}} \ln \frac{I_{Э}}{I_{Э0_{T_{\max}}}}; U_{БЭ_{T_{\min}}} = \varphi_{T_{\min}} \ln \frac{I_{Э}}{I_{Э0_{T_{\min}}}}.$$

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: $\Delta I_K = 0.1 \dots 0.2 I_{K_{\max}}$.

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

8. Находим $R_{Э}$ 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:

$R_K = 3...5R_H$. 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 нестабильности, можно упростить расчет и в формуле (1.7) принять

$$I_{\mathcal{E}} R_{\mathcal{E}} = U_{\mathcal{E}} = 0.1...0.3 E_K. \quad (1.8)$$

Тогда $|U_{K\mathcal{E}}| + I_K R_K = 0.9...0.7 E_K$.

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

$$R_2 = \frac{U_{\mathcal{E}} + U_{B\mathcal{E}A}}{I_{\delta}}.$$

Значение резистора R_1 находят при заданном R_B по формуле

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

1.1.6. Некоторые практические схемы термостабилизации и термокомпенсации

Схемы с температурной стабилизацией

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

Пусть $R_0 = 0$. Принцип стабилизации заключается в том, что делитель $R_1 - R_2$ задает потенциал базы U_{δ} . Ток эмиттера, протекая через резистор R_3 , создает напряжение U_3 на эмиттере транзистора. Разность напряжений U_{δ} и U_3 задает напряжение $U_{\delta 3}$ и, следовательно, I_{δ} транзистора.

С увеличением температуры растет I_{κ} , растет и $I_3 = I_{\kappa} + I_{\delta}$. Увеличивается U_3 при неизменном U_{δ} . $U_{\delta 3}$ уменьшается, уменьшается I_{κ} , уменьшается мощность, рассеиваемая коллектором транзистора, уменьшается температура и, наконец, уменьшается I_3 . Иначе говоря, 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 $\Delta U_3 = R_3 \Delta I_3$, 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 ΔI_3 уничтожаются. В этих условиях ток $I_3 = U_3 / R_3$ 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 $\frac{R_1}{R_2} \approx R_3$ 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, так как 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

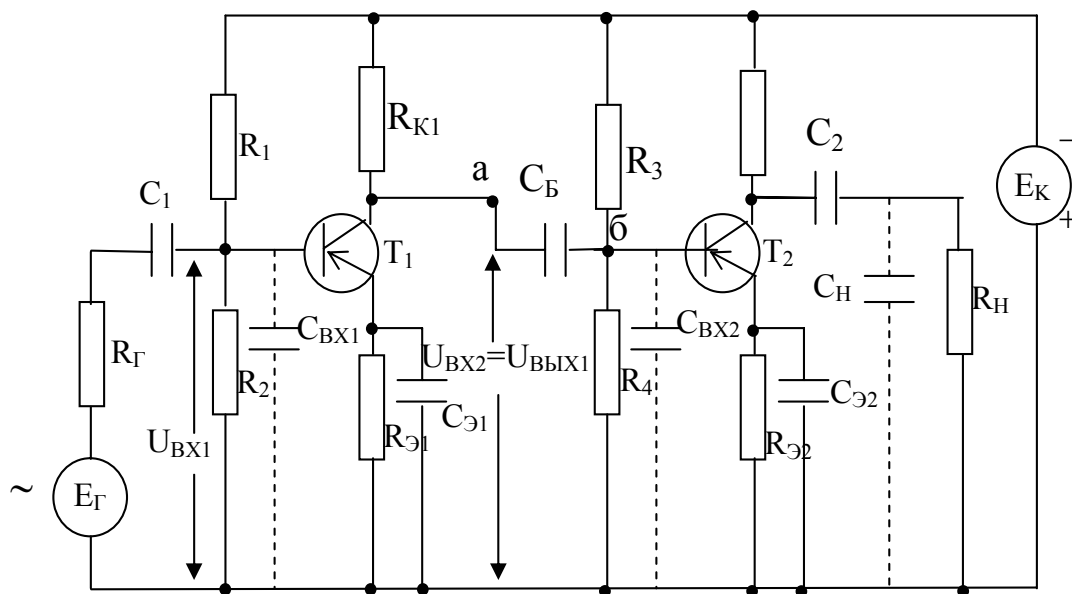


Рис. 2.1. Двухкаскадный усилитель

Типовая схема двухкаскадного усилителя показана на рисунке 2.1. 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, то есть 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 $T1$, C_2 разделяет второй каскад на транзисторе $T2$ 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, то есть 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 $T1$ обычно больше, чем на базе $T2$. 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 V , а конденсаторы в эмиттерных цепях – в полтора раза больше напряжения на эмиттерах транзисторов.

Каскад на $T2$ по отношению к каскаду на $T1$ является нагрузкой R_H или, в общем случае, Z_H . Каскад на $T1$ по отношению к каскаду на $T2$ является генератором с э.д.с E_G и сопротивлением R_G . Таким образом, любой многокаскадный усилитель можно рассматривать покаскадно.

Рассмотрим усилительный каскад по схеме с общим эмиттером, показанный на рисунке 2.4. Резистор R_0 номиналом несколько десятков Ом выделен из резистора R_{Σ} , рассчитанного на постоянном токе: $R_0 + R'_{\Sigma} = R_{\Sigma}$. 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, то есть считать, что $\mu_{ЭК} \cdot K_u \ll 1$. Это обычно выполняется, так как $\mu_{ЭК}$ не превышает 10^{-4} , а K_u однокаскадного усилителя не более 100.

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 рисунке 2.5. Резисторы базового делителя через источник питания соединены параллельно. Пунктир означает, что, если выполняется условие $R_B = R_1 \parallel R_2 \gg R_{ex}$, то на переменном токе делитель в работе не участвует.

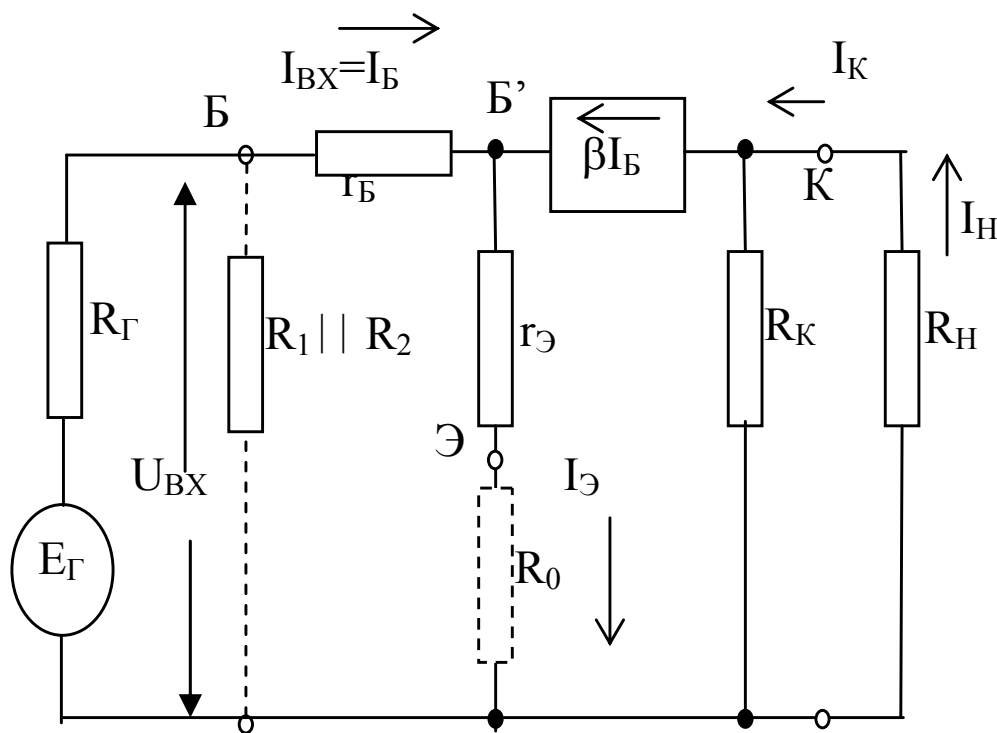


Рис. 2.2 Эквивалентная схема каскада ОЭ в области средних частот

2.2.1. Входное сопротивление

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

$$U_{\text{вх}} = I_B R_B + I_{\text{Э}}(r_{\text{Э}} + R_0) = I_B R_B + (1 + \beta)I_B(r_B + R_0) = I_B[r_B + (1 + \beta)(r_{\text{Э}} + R_0)].$$

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

$$R_{\text{вх}} = r_B + (1 + \beta)(r_{\text{Э}} + R_0). \quad (2.1)$$

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

$$R_{\text{вхобщ}} = R_B \parallel R_{\text{вх}}.$$

2.2.2. Выходное сопротивление

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

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_K = I_K R_K, \text{ так как } I_{\text{вых}} = I_K.$$

И, окончательно, $R_{\text{вых}} = R_K$.

2.2.3. Коэффициент передачи по напряжению

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}}.$$

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

Из эквивалентной схемы

$$U_{\text{вых}} = I_{\text{вых}} R_{\text{Hпер}}, \quad I_{\text{вых}} = I_K = \beta I_B, \quad R_{\text{Hпер}} = R_K \parallel R_H, \\ U_{\text{вых}} = -\beta I_B \cdot R_K \parallel R_H.$$

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

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

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

Максимум будет при $R_\Gamma = 0$ (идеальный генератор) и $R_H = \infty$ (холостой ход на выходе): $K_{U_{\text{xx}}} = -\beta R_K / R_{\text{ex}} \approx -R_K / r_\Sigma$. Если в цепи эмиттера присутствует незашунтированный резистор R_0 , то $K_{U_{\text{xx}}} \approx -R_K / (r_\Sigma + R_0) \approx -R_K / R_0$, при $R_0 \gg r_\Sigma$. 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) $\xi_{U_{\text{вых}}}$:

$$\xi_{U_{\text{ex}}} = \frac{R_{\text{ex}}}{R_{\text{ex}} + R_\Gamma}, \quad \xi_{U_{\text{вых}}} = \frac{R_H}{R_H + R_{\text{вых}}} = \frac{R_H}{R_H + R_K}.$$

Можно доказать, что (2.2) и (2.2a) – одно и то же. Из них также следует, что, так как обычно $\beta, R_\Gamma, R_{\text{ex}}, R_H$ считаются заданными по ТЗ, то единственный путь увеличения коэффициента передачи – увеличение R_K .

Рассмотрим некоторые частные случаи.

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

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

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

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

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

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

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

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.2.3,а. 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

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

На рисунке 2.3б дана эквивалентная схема выходной цепи (рис. 2.3б). Как видим, она подобна эквивалентной схеме входной цепи. Из подобия линейных эквивалентных схем следует подобие уравнений, описывающих схемы, то есть, взяв выражения I_{Γ} и I_B , проводя замену по схеме выходной цепи, получим:

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

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

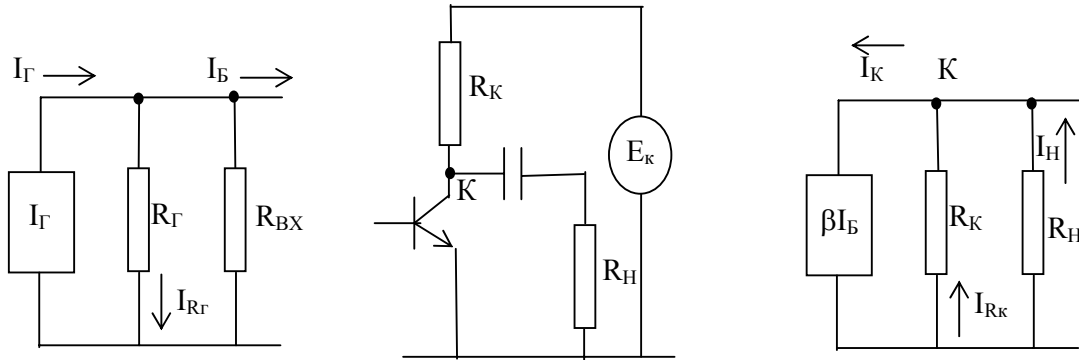


Рис. 2.3. Эквивалентная схема входной части каскада с генератором тока (а), выходная часть усилителя (б), эквивалентная схема усилительного каскада (в)

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

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

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, то есть в режиме короткого замыкания $R_H = 0$. Получим $K_{I_{кз}} = -\beta$. Легко заметить, что в формуле (2.3) первая дробь – коэффициент входа, а вторая – коэффициент выхода по току. Тогда вторая форма записи будет:

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

2.3. Внутренняя обратная связь

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

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

Введем обозначение

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

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

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

Подставим в ток коллектора:

$$I_K = \beta I_B = \frac{\beta}{1 + \beta \gamma_{\delta}} I_B.$$

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

Естественно предположить, что на переменном токе обратная связь присутствует тоже. Количественно она оценивается по-иному, так как 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

$$\gamma_{\delta} = \frac{r_{Э}}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{Э}}.$$

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

$$\gamma_{\delta} = \frac{r_{Э} + R_0}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{Э} + R_0}.$$

Если $R_{\Gamma} = 0$, то получим $\gamma_{\delta 0} = \frac{r_{\mathcal{E}}}{r_{\delta} + r_{\mathcal{E}}}$ - коэффициент токо-распределения 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 рисунке 2.4, то есть входная и выходная цепи не связаны.

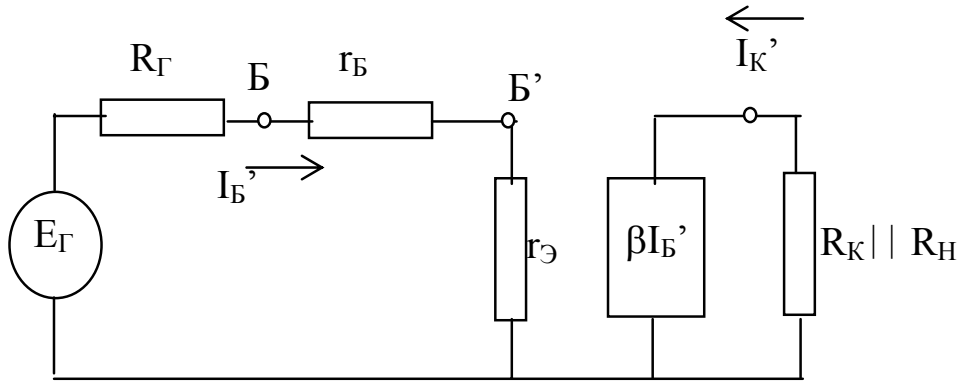


Рис.2.4. Эквивалентная схема усилительного каскада без учета внутренней обратной связи по току

Найдем входное сопротивление: $R_{\text{ex}} = U_{\text{ex}} / I_{\text{ex}}$; $I_{\text{ex}} = I_B'$; $U_{\text{ex}} = I_B'(r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})$. Тогда $R_{\text{ex}} = r_{\delta} + r_{\mathcal{E}}$. Известно, что отрицательная обратная связь по току увеличивает входное сопротивление. Поэтому, учитывая полученное в начале этого параграфа, получим:

$$R_{\text{exOC}} = (r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})(1 + \beta\gamma_{\delta 0}). \quad (2.4)$$

Найдем коэффициент передачи по току без обратной связи.

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{E_{\Gamma}} = \frac{I_K'(R_K \parallel R_H)}{I_B'(R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})} = \frac{\beta I_B'(R_K \parallel R_H)}{I_B'(R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})} = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\mathcal{E}}}.$$

Учтем обратную связь:

$$K_{UOC} = -\frac{\beta}{1 + \beta \gamma_{\delta}} \cdot \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\mathcal{E}}}. \quad (2.5)$$

Знак минус – учет фазового сдвига.

Определим коэффициент передачи по току без обратной связи.

$$K_I = \frac{I_H}{I_{\Gamma}}; \quad I_{\Gamma} = I'_B \cdot \frac{R_{\Gamma} + R_{ex}}{R_{\Gamma}}; \quad R_{ex} = r_{\delta} + r_{\mathcal{E}};$$

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

Подставим в K_I :

$$K_I = -\beta \frac{R_K R_{\Gamma}}{(R_K + R_H)(R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})}.$$

Учтем обратную связь:

$$K_I = -\frac{\beta}{1 + \beta \gamma_{\delta}} \cdot \frac{R_K R_{\Gamma}}{(R_K + R_H)(R_{\Gamma} + r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})}. \quad (2.6)$$

Отличаются ли выражения (2.4 - 2.6) от (2.1 – 2.3)? Проверим на входном сопротивлении. По (2.4) $R_{exOC} = (r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})(1 + \beta \gamma_{\delta 0}) =$ /подставим $\gamma_{\delta 0} = (r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})(1 + \beta r_{\mathcal{E}} / (r_{\delta} + r_{\mathcal{E}})) =$ /раскроем скобки/ $= r_{\delta} + r_{\mathcal{E}} + \beta r_{\mathcal{E}} = r_{\delta} + (1 + \beta)r_{\mathcal{E}}$. Иными словами, (2.1) и (2.4) – одно и то же. Аналогично можно доказать и равенство коэффициентов передачи каскада.

Выходное сопротивление каскада уточнять не надо, так как 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 рисунке 2.5.

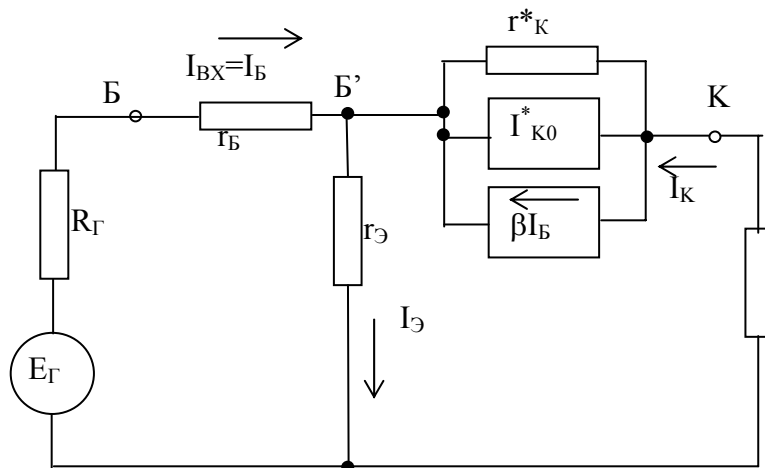


Рис. 2.5. Эквивалентная схема каскада ОЭ с учетом r_K^*

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^* . 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:

$$\gamma_K^* = \frac{r_K^*}{r_K^* + [R_K // R_H + r_{\mathcal{E}} // (R_{\Gamma} + r_{\mathcal{O}})]} \cong \frac{r_K^*}{r_K^* + R_K // R_H}, \quad (2.7)$$

так как $R_K // R_H \gg r_{\mathcal{E}} // (R_{\Gamma} + r_{\mathcal{O}})$.

Из (*): $I_K = \gamma_K^* \beta I_B$ можно рассматривать $\beta \gamma_K^*$ как эквивалентный статический коэффициент передачи тока базы в цепь коллектора, то есть $\beta_{0e} = \beta \gamma_K^*$. Из выражения видно, что учет дифференциального сопротивления коллекторного перехода приводит к уменьшению коэффициента передачи тока базы транзистора.

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. 2.6) видно, что так как $r_K^* \neq \infty$, то оно с целой цепью резисторов эмиттерно-базовой цепи включается параллельно резистору R_K . Поэтому необходимо уточнить $R_{вых}$. Известно, что выходное сопротивление опре-

деляется при отключенной нагрузке в режиме холостого хода на входе ($E_{\Gamma} = 0$), но генератор подключен к схеме. Следовательно,

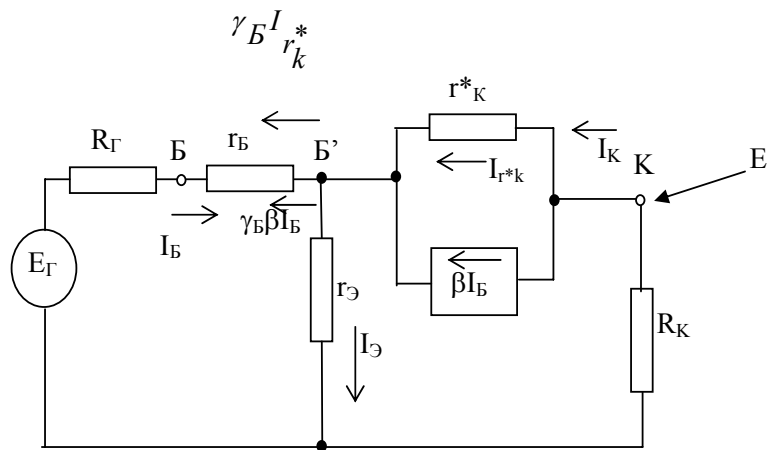


Рис. 2.6. Эквивалентная схема каскада ОЭ для определения точного значения выходного сопротивления

$\beta I_B = 0$ и ток коллектора равен нулю. Для запуска транзистора подадим на коллектор некоторое напряжение E . Под действием его в коллекторной цепи потечет ток

$$I = I_{R_K} + I_{r_k^*} + \beta I_B, \text{ где } I_{R_K} = \frac{E}{R_K}, \quad I_{r_k^*} = \frac{E}{r_k^*},$$

а βI_B - неизвестен. В формуле $I_{r_k^*}$ пренебрегаем из-за малости сопротивлением $r_{\mathcal{E}} \parallel (r_{\mathcal{B}} + R_{\Gamma})$, которое на эквивалентной схеме включено последовательно с r_k^* .

Ток базы будем рассматривать как сумму частей токов $I_{\mathcal{E}}$, $I_{r_k^*}$ и $I_{r_k^*}$, ответвляющихся в базу. Тогда по Кирхгофу для узла токов B $I_B + \gamma_{\mathcal{B}} I_{r_k^*} + \gamma_{\mathcal{B}} \beta I_B - \gamma_{\mathcal{B}} I_{\mathcal{E}} = 0$. Ток эмиттера обусловлен обратной связью транзистора по напряжению и мал по величине: $I_{\mathcal{E}} = E \cdot \mu_{\mathcal{E}K} / r_{\mathcal{E}}$, тем более, что мы в самом начале договорились $\mu_{\mathcal{E}K}$ не учитывать. С учетом $\gamma_{\mathcal{B}}$ вклад $I_{\mathcal{E}}$ значительно меньше двух других составляющих тока базы. Коэффициент $\gamma_{\mathcal{B}}$ показывает, какая часть того или другого тока ответвляется в базу. Из уравнения Кирхгофа

$$I_B = \frac{\gamma_{\mathcal{B}} I_{r_k^*}}{1 + \beta \gamma_{\mathcal{B}}}.$$

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

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

Делим обе части на E . Получим:

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

Сравнивая две первые дроби, отметим, что $\frac{1}{R_K} \gg \frac{1}{r_k^*}$. Пусть

также для простоты $\beta \gamma_{\mathcal{B}} \cong 1$ в числителе третьей дроби, хотя это и не всегда выполняется. Тогда получим:

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

откуда

$$R_{\text{вых}} = R_K \parallel \left(r_K^* (1 + \beta \gamma_{\text{б}}) \right). \quad (2.8)$$

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

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

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 $\gamma_{\text{б}}$ от сопротивления источника сигнала. Максимум будет тогда, когда на входе стоит идеальный генератор напряжения ($R_{\Gamma} = 0$), а минимум - при идеальном генераторе тока ($R_{\Gamma} = \infty$).

2.4.3. Учет внутренней обратной связи по напряжению

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

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

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, так как конденсаторы $C_1, C_2, C_Э$ 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. 2.7).

Введем упрощения. Будем пренебрегать из-за малости емкостью коллекторного перехода, обратным током коллекторного перехода. Считаем, что базовый делитель R_B и дифференциальное сопротивление коллек-

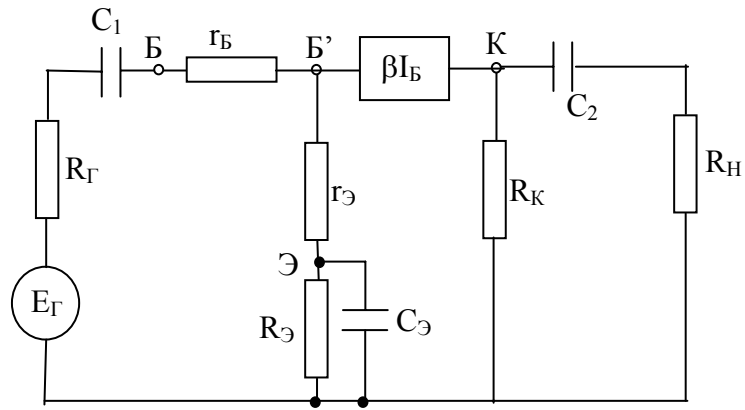


Рис. 2.7. Эквивалентная схема каскада ОЭ в области низких частот и больших времен

торного перехода не влияют на работу каскада. Вклад емкостей рассмотрим последовательно.

Считаем, что $C_2, C_Э$ 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 средних 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 $R_Г$ и R_{ex} . Таким образом, мы имеем входную RC -цепь, постоянная времени которой $\tau_{H1} = C_1(R_Г + R_{ex})$.

Теперь считаем, что $C_1, C_Э$ 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:

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

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 **фазочастотную характеристику** (ФЧХ). Следует отметить, что из-за приближенной формулы $K_U(j\omega)$ получается уменьшенный фазовый сдвиг. Так, при $\omega = \omega_H$ запаздывание вы-

ходного 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, так как R_{Γ} 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, так как это приведет к трудностям обеспечения рабочей точки транзистора на постоянном токе, а R_H считается заданным по ТЗ. Что касается сравнительных величин емкостей, то так как обычно $r_3 + R_3 \ll R_K + R_H$ и $r_3 + R_3 \ll R_{\Gamma} + R_{\text{ex}}$, 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**: $\delta \cong \frac{\tau_u}{t_{cn}}$, 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 времени - $\omega_{HO} = m\omega_H$. 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:

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

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 рисунке 2.8. 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, так как

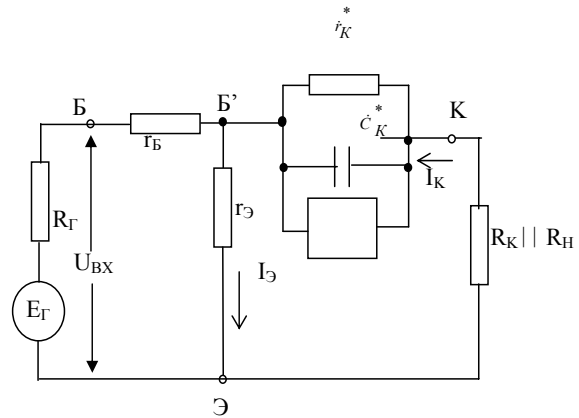


Рис. 2.8. Эквивалентная схема каскада ОЭ в области высших частот и малых времен

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

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

В формуле комплексного коэффициента передачи тока ввели эквивалентную постоянную времени, которая в отличие от области средних частот определяется теперь двумя постоянными вре-

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

Теперь рассмотрим усилительный каскад. По теории цепей переходная характеристика усилителя в области высших частот описывается следующим образом: $K_U(t) = K_{U0} \left(1 - e^{-t/\tau_B}\right)$, 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 также, 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.

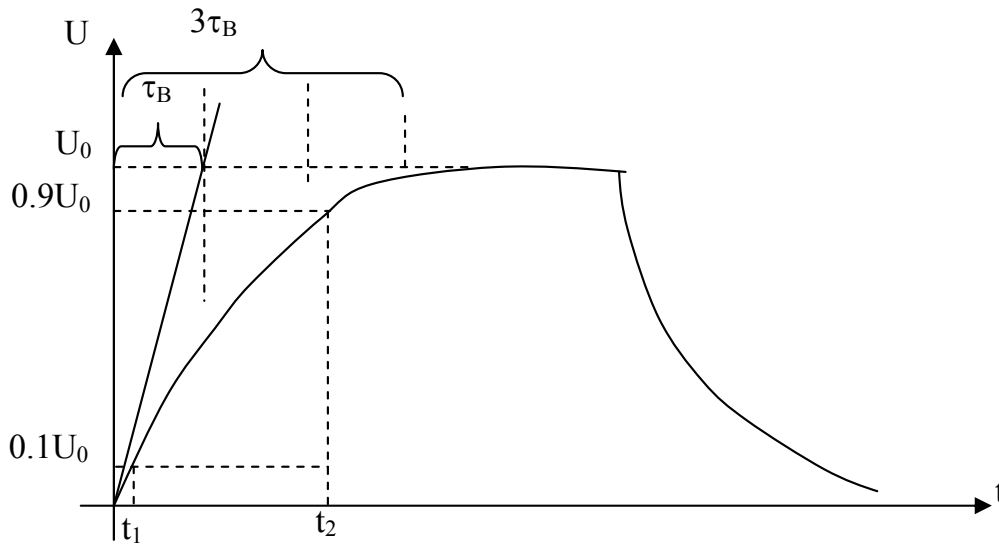


Рис. 2.9. Определение времени нарастания фронта импульса по осциллограмме выходного напряжения

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: $t = \tau_B \ln \frac{U_0}{U_0 - U}$. Рассмотрим график выходного процесса (рис. 2.9), если на входе действует однополярный прямоугольный импульс. 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 $t_\phi = t_2 - t_1$, то есть временем изменения напряжения от $0,1$ 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

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

Иными словами, 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 .

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

$$\beta_{oe}(j\omega) = \frac{\beta_{oe}}{1 + j\omega / \omega_{oe}}, \quad \dot{Z}_{вх} = Z(j\omega) = (r_{\delta} + r_{\mathcal{E}}) \left(1 + \frac{\beta_{oe}\gamma_{\delta}}{1 + j\omega / \omega_{oe}} \right),$$

где

$$\omega_{oe} = \frac{1}{\tau_{oe}}; \quad \tau_{oe} = \beta_{oe} [\tau_{\alpha} + C_k (R_K \parallel R_H)].$$

Из формулы видно, что, чем больше внутренняя обратная связь (отрицательная) по току, тем больше входное сопротивление. С ростом частоты модуль входного сопротивление уменьшается и стремится к минимальному значению $|Z_{вх_{мин}}| = r_{\delta} + r_{\mathcal{E}}$. Из формулы $\dot{Z}_{вх}$ 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:

$$D = K_{U0} \cdot f_B \text{ или } D = K_{U0} / t_H.$$

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 $\gamma_{\delta} \beta_{oe} \gg 1$ и при подстановке коэффициента передачи по напряжению в области средних частот и времени нарастания фронта импульса будет:

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

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:

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

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:

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

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

$$D_0 = \frac{0,45}{C_{\kappa} (r_{\delta} + r_{\varepsilon})}.$$

Обычно $r_{\delta} \gg r_{\varepsilon}$. Тогда $D_0 \approx \frac{0,45}{C_{\kappa} r_{\delta}}$. 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 $R_H = \infty$

$$D \approx \frac{0,45}{\tau_{\alpha} + C_{\kappa} R_K} \frac{R_K}{R_K + r_{\delta} + r_{\varepsilon}}.$$

Максимум этой функции будет при

$$R_K = R_{\text{Konm}} = \sqrt{\frac{\tau_{\alpha}}{C_{\kappa}}} (r_{\delta} + r_{\varepsilon}),$$

и он равен:

$$D_{\text{макс}} \cong \frac{0,45}{C_{\kappa} (r_{\delta} + r_{\varepsilon})} \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\tau_{\alpha}}{C_{\kappa} (r_{\delta} + r_{\varepsilon})}}}.$$

Значение R_{Konm} 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 $R_{вх}$, $R_{вых}$, 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 одностранзисторные усилительные каскады с RC-связями

3.1. Эмиттерный повторитель

Схема простого эмиттерного повторителя (ЭП) показана на рисунке 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 рисунке 3.1б. Считаем, что нагрузка чисто активная. Резистор R_3 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_3 , резистор может быть выбран достаточно большим. Следовательно может быть получена высокая температурная стабильность каскада ($S = 4 \dots 5$). 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.

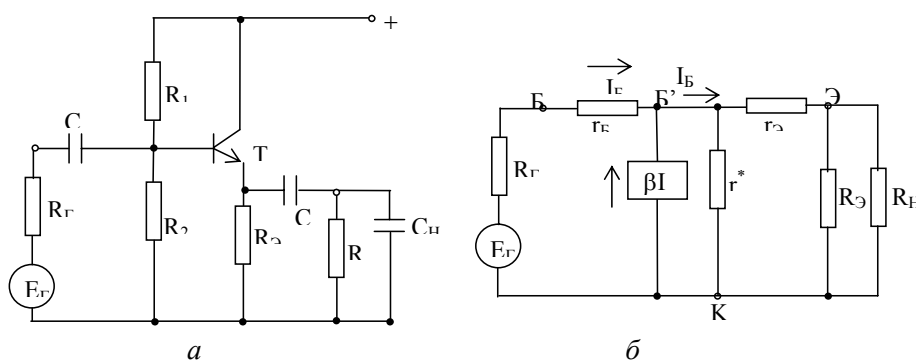


Рис. 3.1. Эмиттерный повторитель (а)
и его эквивалентная схема
для области средних частот (б)

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 $r_{\text{к}} \ll R_{\text{э}}$, то есть $R_{\text{вх}} = (1 + \beta)r_{\text{к}}^* = r_{\text{к}}$. 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

$$K_U = \frac{(1 + \beta)(r_k^* \parallel R_{\mathcal{E}} \parallel R_H)}{R_{\Gamma} + r_{\mathcal{O}} + (1 + \beta)(r_k^* \parallel R_{\mathcal{E}} \parallel R_H)}.$$

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

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

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

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

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

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

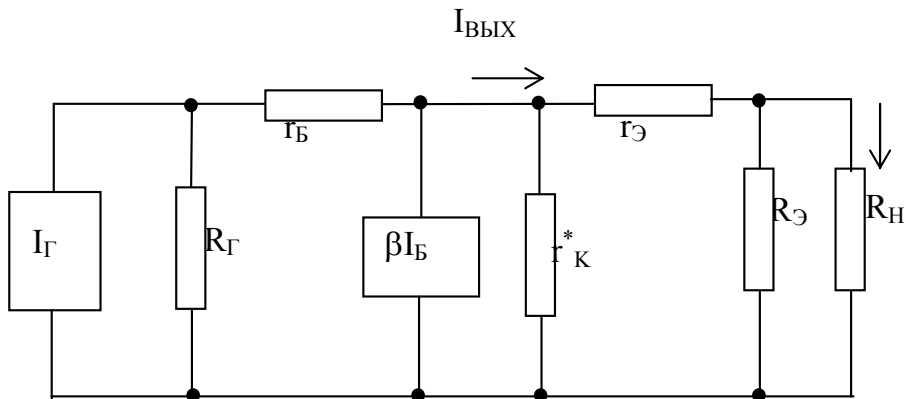


Рис. 3.2. Эквивалентная схема повторителя для определения коэффициента передачи по току

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

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

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

$$I_H = I_B (1 + \beta) \frac{R_{\mathcal{D}} \parallel r_k^*}{R_H + R_{\mathcal{D}} \parallel r_k^*}.$$

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

$$K_I = (1 + \beta) \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}} \frac{R_{\mathcal{D}} \parallel r_k^*}{R_H + R_{\mathcal{D}} \parallel r_k^*}. \quad (3.3)$$

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). На переменном токе генератор э.д.с. 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

$$I = I_1 + I_2 + I_3: I_1 = I_B = \frac{U}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}}}, I_2 = \beta I_B = \frac{\beta U}{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}}}, I_3 = \frac{U}{r_k^*}.$$

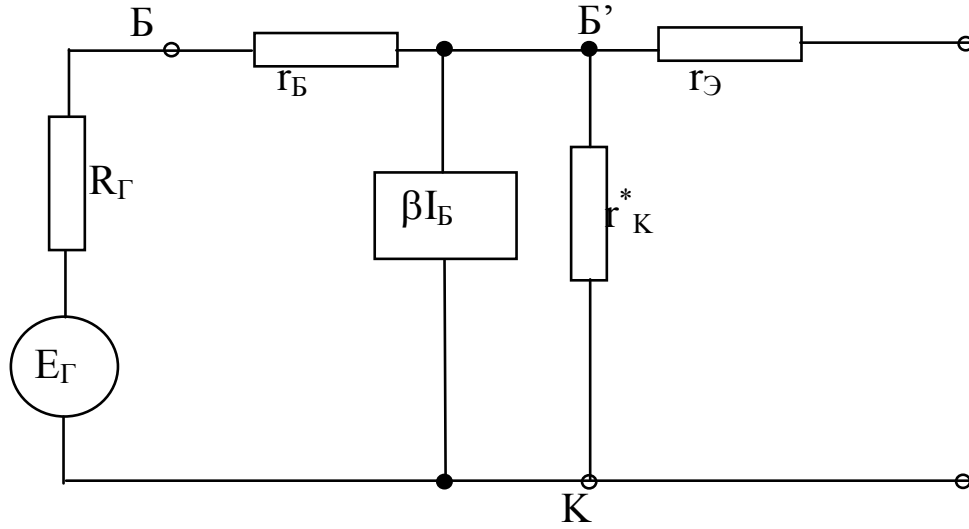


Рис.3.3. Эквивалентная схема повторителя для определения выходного сопротивления

Выходное сопротивление в точке Э будет равно:

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

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 $\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{б}}}{1+\beta} \gg r_{\text{к}}^*$, 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

$$R_{вых} = r_{\mathcal{E}} + \frac{R_{\Gamma} + r_{\bar{o}}}{1 + \beta}.$$

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

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

$$R_{выхмин} = \frac{r_{\bar{o}}}{1 + \beta}.$$

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 $R_{\mathcal{E}}$ значительно превышает сопротивление участка база-эмиттер, практически повторяет потенциал базы, то есть входной сигнал. Принято считать, что верхний предел равен условно $E_K - 1$ В. Нижний предел определяется условием $r_{\mathcal{E}} \ll R_{\mathcal{E}} \parallel R_H$. Сопротивление 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. Основным параметр повторителя – входное сопротивление зависит от частоты. Комплексный входной импеданс записывается так [1]:

$$Z_{вх}(j\omega) = \frac{R_{вх}}{1 + j\omega / \omega_B}, \text{ где } \omega_B = (\tau'_{\beta} + \tau'_K + \tau'_{H\mathcal{E}})^{-1},$$

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

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

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

3.2. Каскад с эмиттерным входом

На рисунке 3.4а показана принципиальная, а на рисунке 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 $r_{\bar{o}} \parallel (r_k + R_K \parallel R_H)$, а при параллельном соединении общее сопротивление определяет меньшее, то есть сопротивление базы транзистора. Входная цепь будет состоять, таким образом из резисторов $R_{\Gamma}, r_{\mathcal{E}}, r_{\bar{o}}$. Найдем входное сопротивление. $R_{ex} = U_{ex} / I_{ex}$, $I_{ex} = I_{\mathcal{E}}$, $U_{ex} = I_{\mathcal{E}} r_{\mathcal{E}} + I_B r_{\bar{o}}$. Вспомним, что $I_B = (1 - \alpha) I_{\mathcal{E}}$.

Тогда

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

Из формулы следует, что входное сопротивление каскада мало.

Вывод формулы

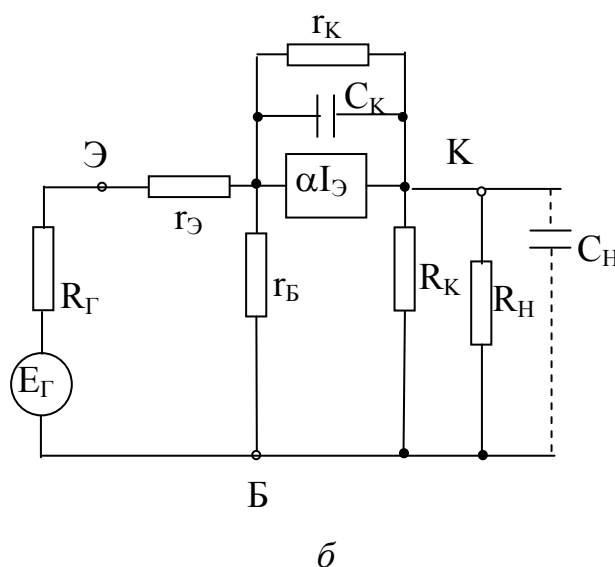
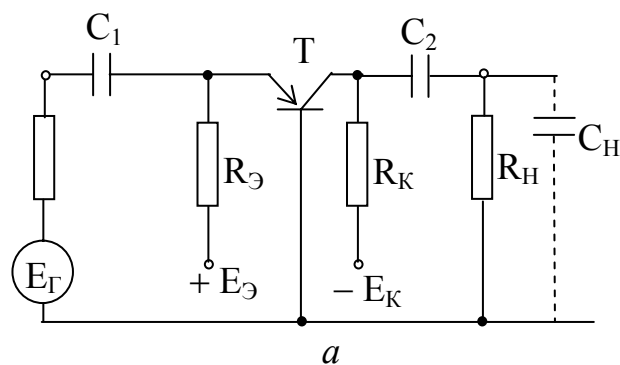


Рис. 3.4. Каскад с эмиттерным входом (а) и его эквивалентная схема для области средних частот (б)

входного сопротивления можно было бы не проводить, так как структурное подобие схем ОЭ и ОБ позволяет во всех выражениях схемы с общим эмиттером просто провести замену:

$$\beta \rightarrow -\alpha, \quad r_{\mathcal{E}} \rightarrow r_{\mathcal{B}}, \quad r_{\mathcal{B}} \rightarrow r_{\mathcal{E}}, \quad r_K^* \rightarrow r_K.$$

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

$$K_{UOЭ} = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + R_{exOЭ}}, \quad K_{UOБ} = \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + R_{exOБ}},$$

$$K_{IOЭ} = -\beta \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{exOЭ}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}, \quad K_{IOБ} = \alpha \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{exOБ}} \cdot \frac{R_K}{R_K + R_H}.$$

В обеих схемах $R_{ex} = R_K$.

Из формулы коэффициента передачи тока схемы ОБ следует, что $K_I < 1$, а многокаскадные усилители вообще не имеют смысла. Действительно, пусть $R_H = \infty$, что является лучшим случаем для передачи напряжения. Пусть генератором для него является такой же каскад, то есть $R_{\Gamma} = R_{ex} = R_K$. Тогда

$$K_U = \alpha \frac{R_K \parallel R_H}{R_{\Gamma} + R_{exOБ}} = \alpha \frac{R_K}{R_K + R_{exOБ}} < 1.$$

В схеме ОБ как и в схеме ОЭ существует внутренняя обратная связь (ОС) по току. Поэтому есть и вторая форма записи основных усилительных параметров каскада – с учетом внутренней обратной связи. Однако в отличие от схемы ОЭ ОС будет не отрицательной, а положительной. В схеме ОЭ

$$R_{ex} = (r_{\mathcal{B}} + r_{\mathcal{E}})(1 + \beta \gamma_{\mathcal{B}0}).$$

В схеме ОБ

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

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

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

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

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

в схеме ОБ

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

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

$$R_{\text{выхOЭ}} = R_K \parallel [r_{\kappa}^* (1 + \beta\gamma_{\delta})], \quad R_{\text{выхOБ}} = R_K \parallel [r_{\kappa}^* (1 - \alpha\gamma_{\mathcal{O}})].$$

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,

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

Вспомним, что

$$\beta_{oe} = \beta\gamma_{\kappa}^* = \beta \frac{r_{\kappa}^*}{r_{\kappa}^* + R_K \parallel R_H}.$$

Заменим r_{κ}^* на r_{κ} , а β на α . Получим

$$\alpha_{oe} = \alpha\gamma_{\kappa} = \alpha \frac{r_{\kappa}}{r_{\kappa} + R_K \parallel R_H}.$$

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

$$\omega_{BOB} = \frac{1 - \gamma_{\mathcal{E}}}{\tau_{\alpha}' + \tau_{\kappa}'}, \text{ где } \tau_{\kappa}' \approx C_K (R_K \parallel R_H), \tau_{\alpha}' = \tau_{\alpha}.$$

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 емкостный, 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

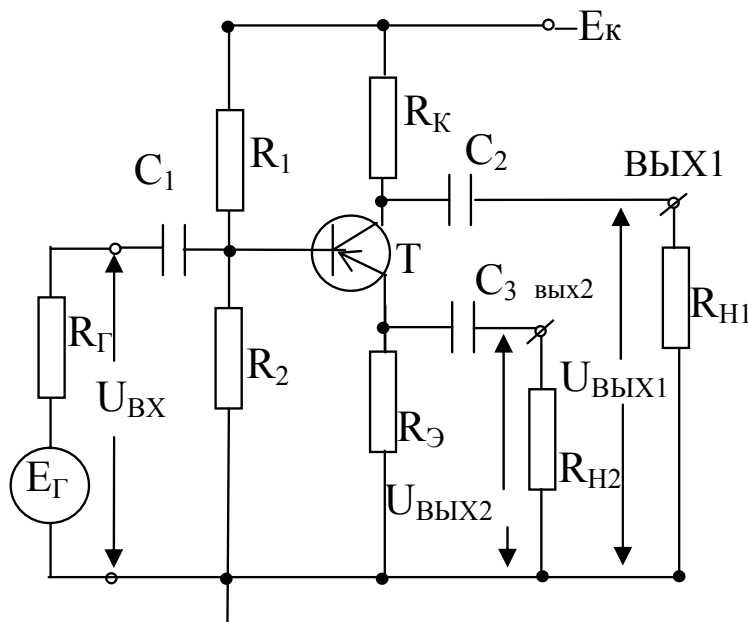


Рис.3.5. Фазоинверсный каскад

Фазоинверсный каскад предназначен для получения сразу двух выходных сигналов, имеющих сдвиг по фазе в 180° . Принципиальная схема каскада показана на рисунке 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.

Рассмотрим основные усилительные параметры.
 $R_{вх.общ} = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{вх};$

$R_{вх} = r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} \parallel R_{H2})$. Обычно $r_{\mathcal{E}} \ll R_{\mathcal{E}} \parallel R_{H2}$ и тогда

$$R_{ex.общ} = R_1 // R_2 // [r_{\delta}^* + (1 + \beta)(R_{\mathcal{D}} // R_{H2})].$$

$$K_{U1} = -\beta \frac{R_K // R_{H1}}{R_{\Gamma} + R_{ex}}. \quad K_{U2} \cong \frac{(1 + \beta)R_{\mathcal{D}} // R_{H2}}{R_{\Gamma} + R_{ex}}.$$

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

3.4. Усилители на полевых транзисторах

Существует 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

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

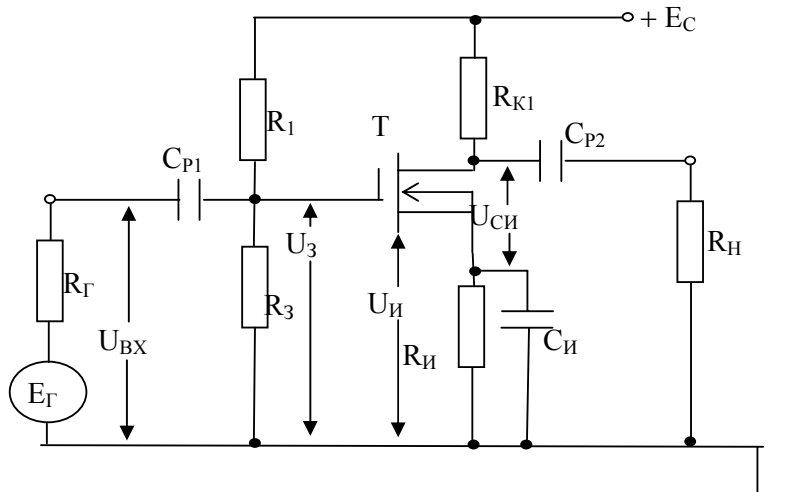


Рис. 3.6. Усилительный каскад на униполярном транзисторе по схеме с общим истоком

Транзистор может работать в режиме обогащения и обеднения канала, то есть на затвор может подаваться даже без R_I двух-

полярное напряжение. По этой же причине под $U_{зи}$ на всех ВАХ понимаются как положительные, так и отрицательные значения $U_{зи}$, а также и нулевое.

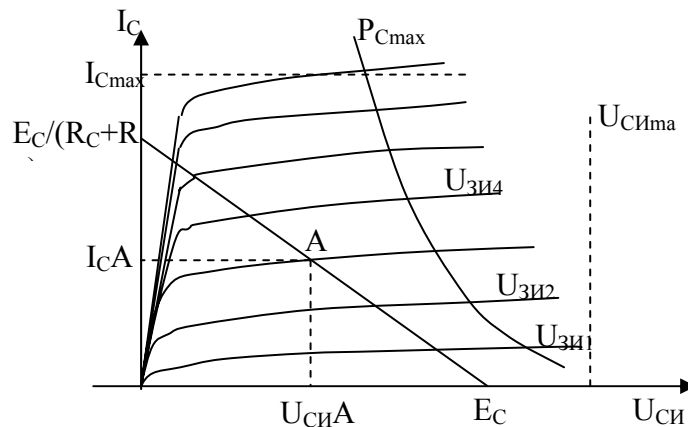


Рис. 3.7. Выходные ВАХ униполярного транзистора со статической нагрузочной прямой и заданной рабочей точкой (т. А)

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 $P_{c\max}$, $U_{си\max}$ и $I_{c\max}$.

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 так как 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.

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

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

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 (то есть 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 так как $I_3=0$, 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: $R_c = 0,05 \div 0,15$ гс. 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 $U_{zuA} > 0$, то рабочая точка при наличии R_u задается делителем напряжения $R_1 R_3$. Такое задание обязательно для транзисторов с индуцированным каналом.

Для р-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).

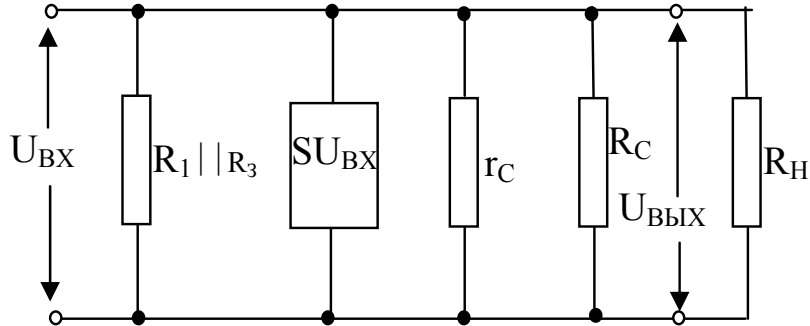


Рис. 3.8. Эквивалентная схема усилительного каскада на полевом транзисторе для области средних частот

Обозначим $R_c \parallel R_H = R_{H\sim}$.

Обычно $R_{г} \ll R_{вх}$ и, следовательно, $U_{вх} = E_{г}$.

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

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

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

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

Если нагрузка аналогичный каскад, то

$$R_{H\sim} = R_c \parallel R_{вх} \approx R_c,$$

так как $R_{вх}$ велико.

С другой стороны $R_c \ll r_c$ и тогда

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

$R_{вх} = R_1 \parallel R_3 \parallel R_{вхT}$. Здесь $R_{вхT}$ - входное сопротивление транзистора. Так как $R_{вхT} = 10^9 \dots 10^{13}$ Ом, то $R_{вх} = R_1 \parallel R_3$, $R_{вых} = R_c \parallel r_c \approx R_c$.

3.4.2. Каскад с общим истоком

Каскад ОС называют также *истоковым повторителем*.

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,

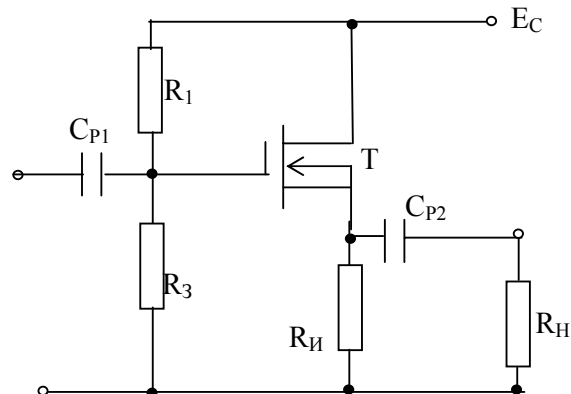


Рис.3.9. Истоковый повторитель

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

Коэффициент передачи по напряжению

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

$$U_{вых} = I_{вых} r_c \parallel R_u \parallel R_H. \quad I_{вых} = I_u = I_c, \text{ так как } I_3 = 0.$$

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

Входное напряжение

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

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

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

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

$$K_u = \frac{S R_u}{1 + S R_u}.$$

Выходное сопротивление

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

$$\text{Из } K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}, \quad U_{вых} = K_u \cdot U_{вх}.$$

$$R_{вых} = \frac{K_u U_{вх}}{I_{вых}} = \frac{K_u}{S}, \text{ так как } \frac{U_{вх}}{I_{вых}} = \frac{1}{S}.$$

Подставим K_u :

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

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 увеличения входной мощности.

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

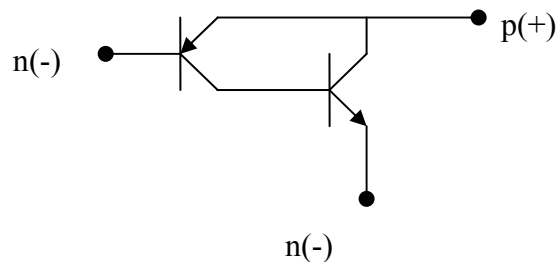


Рис. 4.1. Композитный транзистор

Мы рассмотрим схему Дарлингтона, составной транзистор по схеме ОЭ.

Пусть меняется ток базы $dI_{\bar{o}}$. Ясно, что $dI_{\bar{o}} = dI_{\bar{o}1}$. Изменение тока базы вызовет изменение тока $I_{\bar{o}}$, то есть $dI_{\bar{o}1}$ причем $dI_{\bar{o}1} = dI_{\bar{o}2}$.

По закону Кирхгофа для транзистора $I_{\bar{o}} = I_{\bar{o}} + I_{\kappa}$. Из формулы $I_{\kappa} = \beta I_{\bar{o}} + I_{\kappa 0}^* + \frac{U_{\kappa}^*}{r_{\kappa}^*}$ считая, что второй и третий члены малы, получим $I_{\kappa} = \beta I_{\bar{o}}$. Подставим в ток эмиттера

$$I_{\bar{o}} = I_{\bar{o}} + \beta I_{\bar{o}} = I_{\bar{o}}(1 + \beta).$$

Для нашего случая:

$$\begin{aligned} dI_{\bar{o}1} &= (1 + \beta_1) dI_{\bar{o}1} = dI_{\bar{o}2} \\ dI_{\kappa} &= dI_{\kappa 1} + dI_{\kappa 2} = \beta_1 dI_{\bar{o}1} + \beta_2 dI_{\bar{o}2} = \beta_1 dI_{\bar{o}1} + \beta_2 (1 + \beta_1) dI_{\bar{o}1}, \\ \frac{dI_{\kappa}}{dI_{\bar{o}1}} &= \frac{dI_{\kappa}}{dI_{\bar{o}}} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1 \beta_2 = \beta_{\Sigma} \text{ или } \beta_{\Sigma} \cong \beta_1 \beta_2. \end{aligned}$$

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

Возвращаясь к схеме, видим, что $I_{\bar{o}1} = I_{\bar{o}1}$. Выходной ток одного транзистора является входным током другого, то есть 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 $r_{\bar{o}1}$, то есть

$$r_{\bar{o}\Sigma} = r_{\bar{o}1}$$

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

$$h_{11\bar{o}} = \left. \frac{U_{\bar{o}\bar{o}}}{I_{\bar{o}}} \right|_{U_{\kappa}=0}$$

где $h_{11\bar{o}}$ - входное сопротивление при коротком замыкании на выходе.

Из теории транзисторов $h_{11\bar{o}} = r_{\bar{o}} + r_{\bar{o}}(1 + \beta)$. Отсюда, приписав знак Σ :

$$r_{\bar{o}\Sigma} = \frac{h_{11\bar{o}} - r_{\bar{o}\Sigma}}{1 + \beta_{\Sigma}}.$$

Остается определить h_{119} для составного транзистора. Из эквивалентной схемы входное сопротивление h_{119} при коротком замыкании найдем исходя из $U_{\bar{o}}$:

$$\begin{aligned} U_{\bar{o}} &= I_{\bar{o}} [r_{\bar{o}1} + (r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2})(1 + \beta_1) + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)(1 + \beta_1)] \\ I_{\bar{o}} &= I_{\bar{o}2} = (1 + \beta_2)I_{\bar{o}2} = (1 + \beta_2)I_{\bar{o}1} = (1 + \beta_2)(1 + \beta_1)I_{\bar{o}1}, \\ h_{119} &= \frac{U_{\bar{o}}}{I_{\bar{o}}} = r_{\bar{o}1} + (r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2})(1 + \beta_1) + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)(1 + \beta_1), \\ r_{\bar{o}\Sigma} &= \frac{(r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2})(1 + \beta_1) + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)(1 + \beta_1)}{1 + \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2} = \frac{(1 + \beta_1)[r_{\bar{o}1} + r_{\bar{o}2} + r_{\bar{o}2}(1 + \beta_2)]}{(1 + \beta_1)(1 + \beta_2)}, \\ 1 + \beta_1 + \beta_2(1 + \beta_1) &= (1 + \beta_1)(1 + \beta_2), \\ r_{\bar{o}\Sigma} &= \frac{r_{\bar{o}1}}{1 + \beta_2} + \frac{r_{\bar{o}2}}{1 + \beta_2} + r_{\bar{o}2}. \end{aligned}$$

Вспомним, что

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

а

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

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

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

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

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

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

Иначе говоря, $r_{\bar{o}\Sigma}$ - мало. Найдем $r_{\kappa\Sigma}$

Воспользуемся параметром

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

Известно, что для схемы ОЭ

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

Из эквивалентной схемы составного транзистора I_K складывается из четырех токов (не считая I_{K0}^*): из токов через r_{K1}^* и r_{K2}^* и токов генераторов.

$$\begin{aligned} I_K &= I_{r_{K1}}^* + I_{\delta 1} \beta_1 + I_{r_{K2}}^* + I_{\delta 2} \beta_2, \\ \text{т.к. } I_{\delta} &= I_{\delta 1} = 0, \\ I_K &= I_{r_{K1}}^* + I_{r_{K2}}^* + I_{\delta 2} \beta_2, \\ I_{r_{K1}}^* &= I_{\delta 2} = I_{\delta 1}, \\ I_K &= I_{r_{K1}}^* + I_{r_{K2}}^* + I_{r_{K1}}^* \beta_2 = I_{r_{K1}}^* (1 + \beta_2) + I_{r_{K2}}^*. \end{aligned}$$

Выразим токи через напряжения и сопротивления, причем будем пренебрегать $r_{\delta 2}$, так как оно включено последовательно с большим r_{K1}^* и r_{K2}^* .

Тогда все напряжение U_K приложено к двум параллельным цепям:

Первая - $r_{K1}^* \rightarrow r_{\delta 1} \rightarrow r_{\delta 2}$.

Вторая - r_{K2}^* .

Иными словами, мы можем записать:

$$I_{r_{K2}} = \frac{U_K}{r_{K2}^*}; I_{r_{K1}}^* = \frac{U_K}{r_{K1}^* + r_{\delta 1} + r_{\delta 2}}$$

Подставим в I_K

$$I_K = \frac{U_K}{r_{K2}^*} + \frac{(1 + \beta_2) U_K}{r_{K1}^* + r_{\delta 1} + r_{\delta 2}},$$

откуда

$$\frac{I_K}{U_K} = \frac{1}{r_{K\Sigma}^*} = \frac{1}{r_{K2}^*} + \frac{1 + \beta_2}{r_{K1}^* + r_{\delta 1} + r_{\delta 2}},$$

упростим, $r_{K1}^* \gg r_{\delta 1} + r_{\delta 2}$

$$r_{K\Sigma}^* = r_{K2}^* \parallel \frac{r_{K1}^*}{1 + \beta_2}$$

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

$$r_{K2}^* = \frac{r_{K1}^*}{1 + \beta_2},$$

тогда

$$r_{\kappa\Sigma}^* = \frac{r_{\kappa1}^*}{2(1 + \beta_2)}$$

или ,

$$r_{\kappa\Sigma}^* = \frac{r_{\kappa1}^*}{2(1 + \beta_1)},$$

так как обычно $\beta_1 = \beta_2$. То же, но через $r_{\kappa2}^*$:

$$r_{\kappa\Sigma}^* = \frac{r_{\kappa2}^*}{2} \dots$$

Обратный ток составного транзистора.

Он складывается из трех токов:

$$I_{\kappa0\Sigma}^* = I_{\kappa0_1}^* + I_{\kappa0_2}^* + \beta_2 I_{\kappa0_1}^* = I_{\kappa0_2}^* + (1 + \beta_2) I_{\kappa0_1}^* . \quad (*)$$

Действительно,

$$I_{\bar{b}2} = I_{\bar{e}1}, I_{\bar{e}1} = I_{\kappa1} + I_{\bar{b}1} = \beta I_{\bar{b}1} + I_{\kappa0_1}^* + I_{\bar{b}1} .$$

$I_{\kappa0_1}^*$ является входным током второго транзистора и, следовательно, он усиливается вторым транзистором в β_2 раз.

Из формулы следует, что если транзисторы одностипные, то второе слагаемое в (*) больше, если второй транзистор более мощный, то $I_{\kappa0_2}^*$ сравним со вторым членом.

Зависимость от температуры.

$I_{\kappa0\Sigma}^*$ подчиняется общим законам, то есть необходимо помнить температуру удвоения T^* (10°C). Однако, из-за второго члена в целом $I_{\kappa0\Sigma}^*$ оказывается бóльшим. Для уменьшения влияния $I_{\kappa0\Sigma}^*$ используют кремниевые транзисторы. Иногда применяют схемные решения, например:

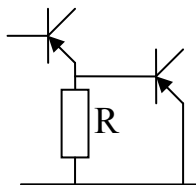


Рис. 4.2

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

Достоинства: уменьшение $I_{k0\Sigma}^*$ 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.

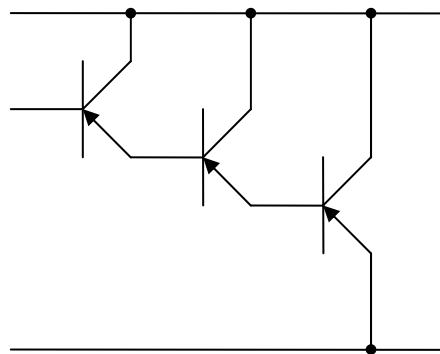


Рис. 4.3

Составной транзистор нашел очень широкое применение: стабилизаторы напряжения и тока, повторители, безтрансформаторные 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.

$$R_{вх} = r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_k^* \parallel R_9 \parallel R_H).$$

Из формулы $R_{вх}$ видно, что есть два пути увеличения сопротивления – β и r_k^* . R_9 увеличивать значительно нельзя, так как возникают трудности обеспечения режима по постоянному току ($E_k = U_{к9} + I_9 R_9$).

4.2.1. ЭП на составном транзисторе

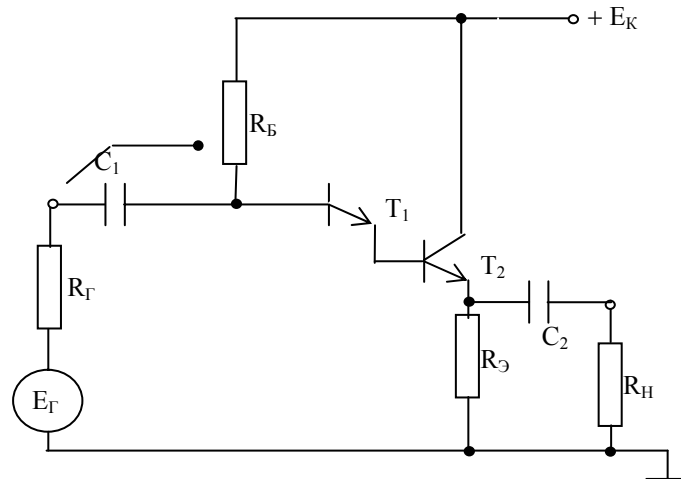


Рис. 4.4. Эмиттерный повторитель на составном транзисторе

Это принципиальная схема, в которой цепь обеспечения рабочей точки первого транзистора обозначена резистором $R_Б$.

Входное сопротивление второго транзистора является нагрузкой первого. В схеме нет делителя в базовой цепи второго транзистора, но он и не нужен, так как рабочая точка первого транзистора задает постоянный выходной ток эмиттера первого транзистора такой величины, что второй транзистор работает в режиме усиления (режим А) автоматически.

Известно, что $\beta_\Sigma \cong \beta_1 \beta_2$, а так как обычно $R_{ex2} > r_{k1}^*$, то R_{ex} усилителя близко к r_{k1} . Точное значение таково: $R_{ex \max} \cong \frac{r_{k1}}{2}$.

Мы видим, что максимальное входное сопротивление приблизительно такое же, как у простого ЭП, но оно может быть получено при меньшем значении $R_Э || R_Н$. Намного ближе к единице и K_u , (не ниже 0,995).

Резльтирующее выходное сопротивление сложного ЭП.

$R_{вых} \approx 2r_{э2}$, а для одинаковых токов эмиттеров транзисторов $R_{вых} \approx r_{э2} = r_{э1}$. 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, то есть при разных по мощности транзисторах все определяется более мощным, имеющим худшие частотные свойства.

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

4.2.2. ЭП с внутренней обратной связью

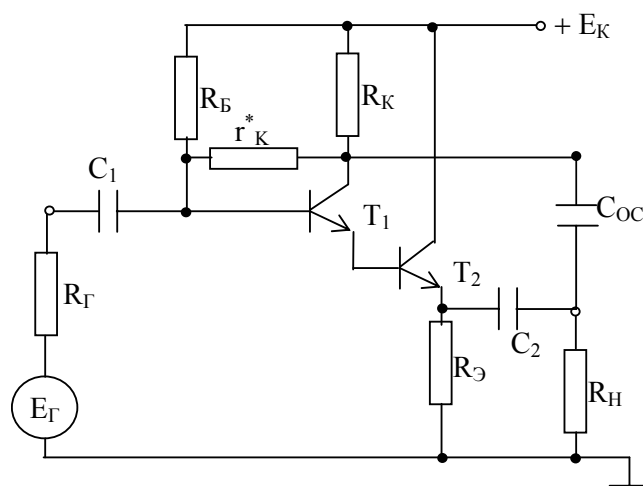


Рис. 4.5. Эмиттерный повторитель с внутренней обратной связью

Резистор r_{k1}^* показывает дифференциальное сопротивление коллекторного перехода первого транзистора.

Напряжение на коллекторе Т1 меняют так, чтобы к r_{k1}^* было приложено минимальное (в идеальном случае нулевое) напряжение. Ток через r_{k1}^* не будет уменьшаться, что равносильно увеличению r_{k1}^* . Для реализации этой идеи в цепь первого транзистора включают резистор R_{k1} и на коллектор транзистора подают переменную составляющую выходного напряжения. Конденсатор большой емкости служит, таким образом, для компенсации напряжения на r_k^* первого транзистора.

Количественно получается

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

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

При достаточно больших $R_э \parallel R_H$ такая схема обеспечивает $R_{вх}$ до 100 МОм.

Схеме присущи некоторые недостатки. В частности, 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. Так как $R_{вх}$ 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

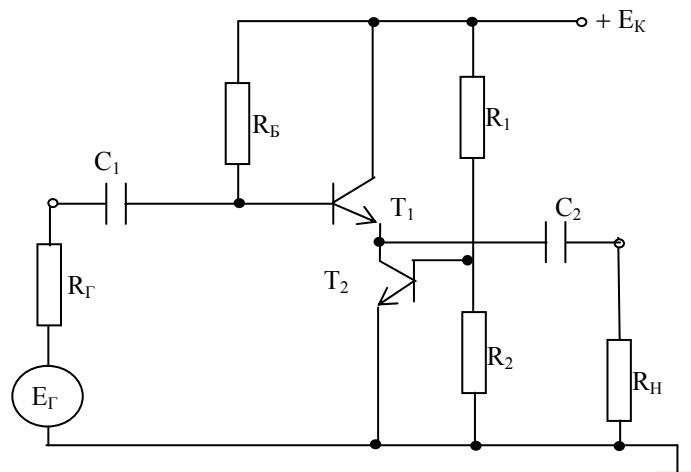


Рис. 4.6. Эмиттерный повторитель с динамической нагрузкой

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_k^*) (точное значение смотрите в главе II (2.4.2.):
 $R_{\text{вх}} = r_k^* (1 + \beta \cdot \gamma_{\bar{o}})$.

Зная номинальный ток I_{k1} и β_2 , находим $I_{\bar{o}2}$ и затем

$$R_{\bar{o}} = \frac{E_k}{I_{\bar{o}2}}.$$

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

Оценим $R_{\text{вх}}$ для ЭП с динамической нагрузкой.

Пусть $R_H = \infty$.

Получим $R_{\text{вх}} = r_{\bar{o}} + (1 + \beta)(r_{k1}^* \parallel R_{\bar{o}} \parallel R_H) =$

[пренебрегаем $r_{\bar{o}}$]

$$= (1 + \beta)(r_{k1}^* \parallel R_{\bar{o}}) =$$

[у нас $R_{\bar{o}}$ это $R_{\text{вх}T_2} = r_k^* (1 + \beta \cdot \gamma_{\bar{o}})$]

$$= (1 + \beta) \left\{ r_{k1}^* \parallel \left[r_{k2}^* (1 + \beta \cdot \gamma_{\bar{o}}) \right] \right\} =$$

[для простоты можно считать, что $R_{\text{вх}T_2} \approx r_{k2}^*$]

$$= (1 + \beta)(r_{k1}^* \parallel r_{k2}^*) =$$

[так как транзисторы одинаковы и работают в одном режиме ($I_{\bar{o}1} = I_{\bar{o}2}$), то $r_{k1}^* = r_{k2}^*$]

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

[так как $(1 + \beta)r_k^* = r_k$]

$$= \frac{r_k}{2}.$$

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

4.3. Каскад с эмиттерной связью

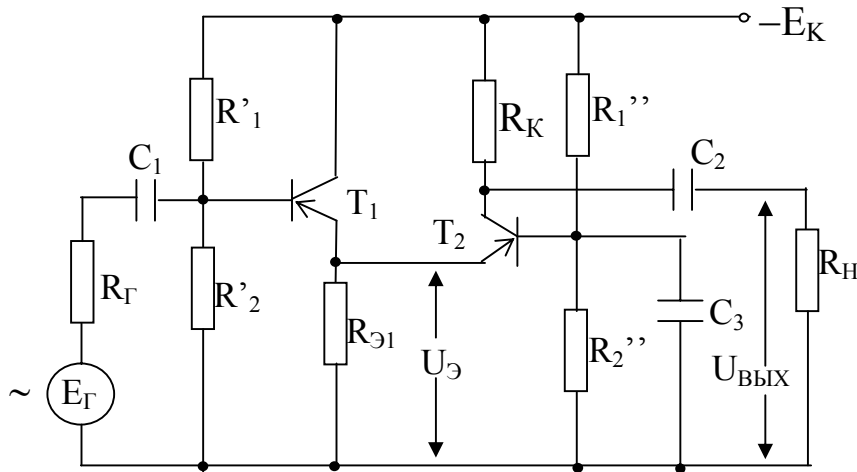


Рис. 4.7. Каскад с эмиттерной связью

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 уменьшится 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.

$R_{б1} = R'_1 \parallel R''_2 \gg R_{эx1}$ и, таким образом, в работе не участвует.

$R_{б2}$ на переменном токе зашунтировано конденсатором C_3 ($R_{б2} = R'_1 \parallel R''_2$) и в работе тоже не участвует.

Все емкости и $R_{б1}$ и $R_{б2}$ следует учитывать в области малых частот и больших времен. При этом в формулу $R_{эx2}$ они должны быть включены последовательно с $r_{б2}$.

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 $R_{\bar{o}2}$.

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

Подставим вместо R_H его значение, то есть 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

$$K'_u = \frac{U_3}{E_{\Gamma}}.$$

Замечание. По эквивалентной схеме первого каскада следует, что $R_{\Gamma} \parallel R_{\bar{o}1} = R'_1 \parallel R'_2$. Но так как $R_{\bar{o}1}$ 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} , то есть 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} :

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

[заменим α на β . $\alpha = \frac{\beta}{1+\beta}, 1-\alpha = \frac{1}{1+\beta}$]

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

В общем виде

$$K''_u = \frac{U_{вых}}{U_3},$$

то есть U_3 - входное для ОБ.

И окончательно

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

$$\times \frac{\beta(R_k \parallel R_H)}{r_6 + (1+\beta)r_3} = \frac{\beta(R_k \parallel R_H)}{R_\Gamma + 2[r_6 + (1+\beta)r_3]}$$

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

Входное сопротивление определяется как

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

[для нашего случая]

$$= r_6 (1+\beta) \left\{ r_k^* \parallel \left[\underbrace{(r_3 + R_3)}_{R_3} \parallel \underbrace{\left(r_3 + \frac{r_6}{1+\beta}\right)}_{R_H} \right] \right\} =$$

[учитывая, что r_k^* велико и $r_3 + R_3 \gg r_3 + \frac{r_6}{1+\beta}$]

$$= r_6 + (1+\beta)\left(r_3 + \frac{r_6}{1+\beta}\right) = r_6 + (1+\beta)r_3 + r_6 = 2r_6 + (1+\beta)r_3 = R_{ex}.$$

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

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

Недостатком эмиттерной связки является узкий динамический диапазон входных сигналов. Действительно, так как 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 запирающему транзистора T_2 , а уменьшение на такую же величину приведет к запирающему T_1 . Реальные сигналы для германиевых транзисторов не могут быть больше 0.1-0.2В, а для кремниевых 0.4-0.5В. Одновременно приходится очень тщательно выравнять потенциалы баз T_1 и T_2 , ибо в противном случае возможно заклинивание одного из транзисторов.

Эмиттерная связка не дает фазового сдвига сигнала и используется тогда, когда необходимо обеспечить большое входное сопротивление и для смещения относительно друг друга уровней постоянных составляющих входного и выходного напряжений. Кроме того, так как 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 $E_{Г}$.

4.4. Каскод

Если характеризовать усилительные свойства транзисторов, то 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 каскодов.

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

Рассмотрим параллельный каскод ОЭ – ОБ.

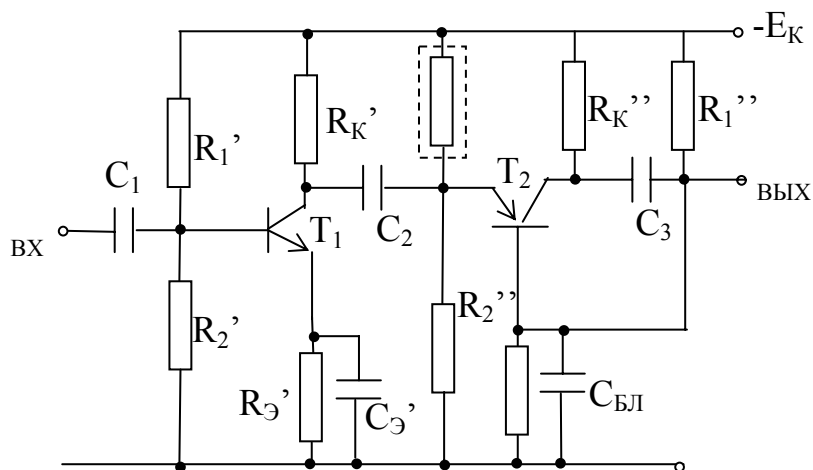


Рис. 4.8. Параллельный каскод

В эмиттерной цепи T_2 можно не ставить резистивный делитель, а оставить нижний по схеме резистор, тогда на постоянном токе $U_E = 0$ 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_E' и R_E' - схема стабилизации режима T_1 .

Чаще используется последовательный каскод.

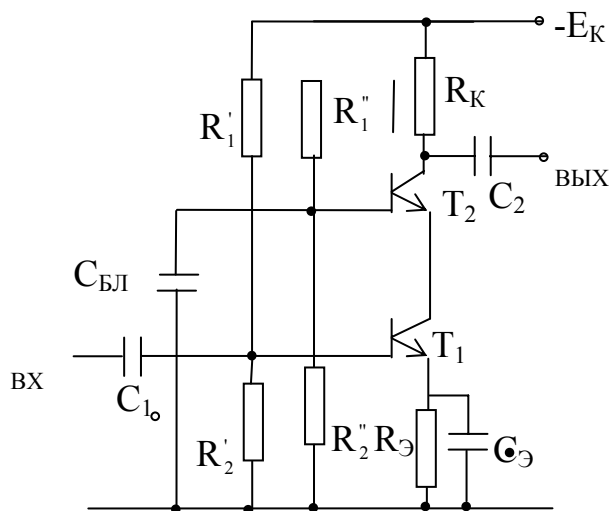


Рис. 4.9. Последовательный каскод

Возможно и такое включение.

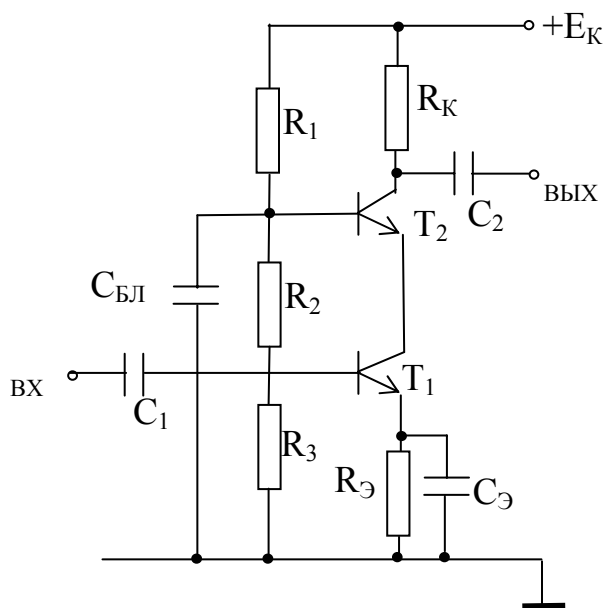


Рис. 4.10

Здесь рабочая точка T1 и T2 задана общим делителем.

Найдем усилительные параметры схемы (рис. 4.9). Пусть $K_{и} = U_{н}/U_{вх}$. Для простоты считаем $r_{к1}^* = r_{к2}^* = \infty$. Базовые делители в работе не участвуют, транзисторы одного типа. Из схемы видно, что $I_{к1} = I_{э2}$.

$$U_{вх} = I_{б1}[r_{б} + (1 + \beta)r_{э}] = I_{б1}^* R_{вх}.$$

$$U_{вых} = I_{к2}(R_{к}/R_{н}) = \alpha \beta I_{б1}(R_{к}/R_{н}).$$

Здесь $I_{k2} = \alpha I_{32} = \alpha I_{k1} = \alpha\beta I_6$.

$$K_U = -\alpha\beta \frac{R_k // R_H}{R_{ex}}.$$

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

Для реального генератора (R_g отлично от нуля):

$$\begin{aligned} K_{\Pi} &= U_{\text{вых}}/E_g, \\ E_g &= I_{\text{вх}}(R_g + R_{\text{вх}}) = I_{61}(R_g + R_{\text{вх}}), \\ K_U &= -\alpha\beta \frac{R_k // R_H}{R_g + R_{\text{вх}}}. \end{aligned}$$

Входное сопротивление каскада равно $R_{\text{вх}}$ 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 - 1000 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 напряжениями ($U_{\text{кб}}$). 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 $U_{\text{кэ}}$. Напряжение питания при этом не делят поровну, как у одинаковых транзисторов.

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

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

4.5. Фазоинверсный каскод на эмиттерной связке

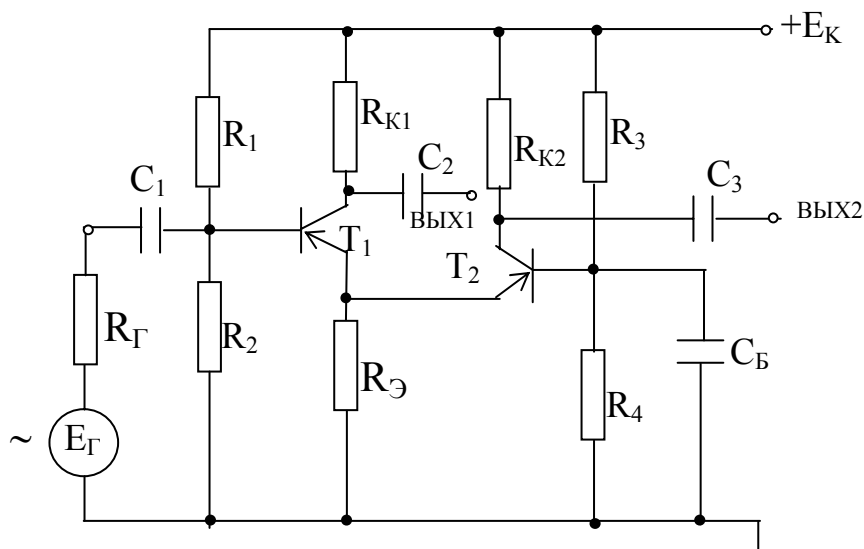


Рис. 4.11. Фазоинверсный каскод

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, то есть работают в одинаковом режиме.

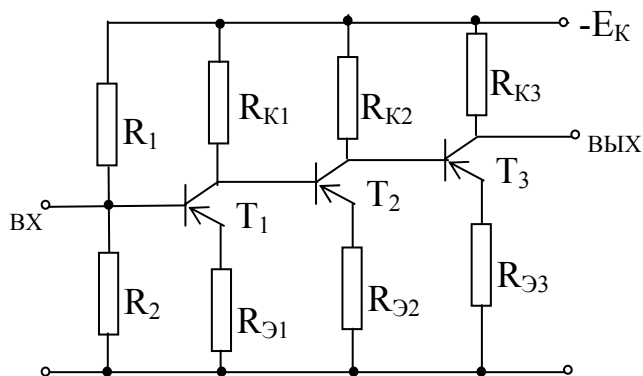


Рис. 5.1. Трехкаскадный усилитель постоянного тока

Резисторы в цепях эмиттеров стабилизируют рабочую точку каскадов, выполняют роль элементов цепи отрицательной обратной связи по сигналу, то есть уменьшают усиление каскада, но увеличивают $R_{ВХ}$ и динамический диапазон усиливаемых сигналов. Одновременно они обеспечивают необходимую разность потенциалов БЭ транзисторов для работы их в активном режиме. Наличие резисторов обязательно, так как, например, на базу T_2 подается постоянный потенциал (даже в отсутствие сигнала) с

коллектора T_1 . Следовательно, чтобы потенциал БЭ T_2 был равен для Si-транзисторов, например 0,65В, 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 $R_{Э}$, то есть когда $R_{Э} \gg r_{Э}$:

$$|K_U| = \frac{R_K}{R_{Э}}.$$

Увеличивая $R_{Э2}$ и уменьшая $R_{К2}$, мы получаем, что $K_{U2} \ll K_{U1}$, а $K_{U3} \ll K_{U2}$, и т.д., то есть в итоге $K_{U\Sigma} < 1$.

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

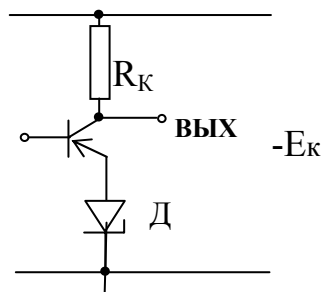


Рис. 5.2. Схема сдвига постоянного уровня на стабилитроне

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

Возможно и такое компромиссное решение, более гибкое.

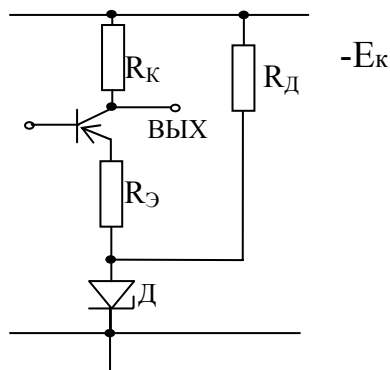


Рис. 5.3. Комбинированная схема сдвига

$R_д$ обеспечивает режим стабилизации диода, а $R_э$ расширяет возможности, дополняет $U_{СТ}$ 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.

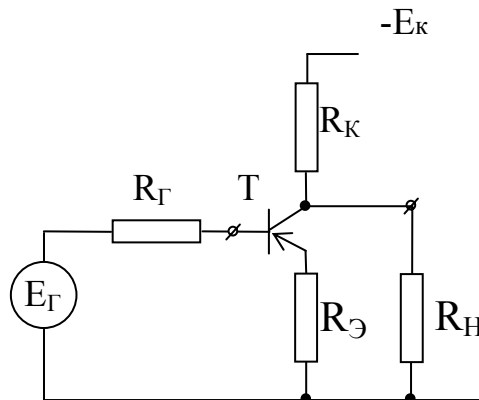


Рис. 5.4. Однокаскадный УПТ

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. 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 p-n-p транзистора).

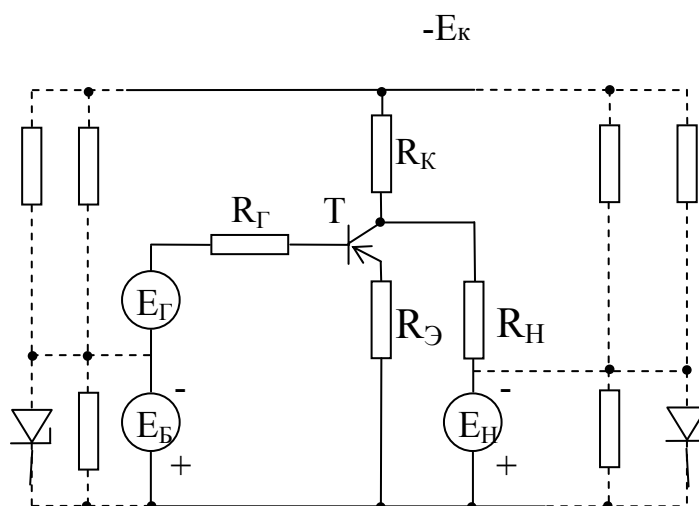


Рис. 5.5. Варианты компенсации постоянного уровня на входе и выходе УПТ

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 $E_Г$ оказывается заземленным. В случае резисторов $E_Г$ не заземляется. Поэтому, какую конкретно схему, выбрать зависит от того, заземляется или нет $E_Г$ по техническим условиям.

Недостаток этой схемы (входной цепи) в том, что через генератор $E_Г$ 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.

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

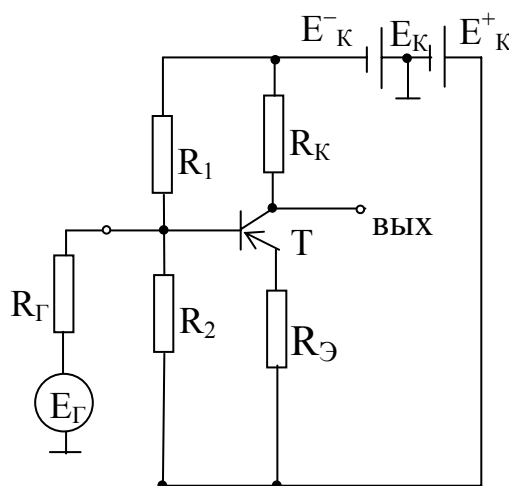


Рис. 5.6. УПТ с двухполярным источником питания со средней точкой

В этом случае генератор автоматически оказывается заземленным (искусственная средняя точка базы). Однако эта схема не устраняет постоянного напряжения на нагрузке, и требуется ее компенсировать. В принципе, 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 в УПТ во времени имеет как медленно меняющееся, так и беспорядочно меняющееся напряжение на выходе. Основную роль в появлении дрейфа играет температурная зависимость параметров транзистора.

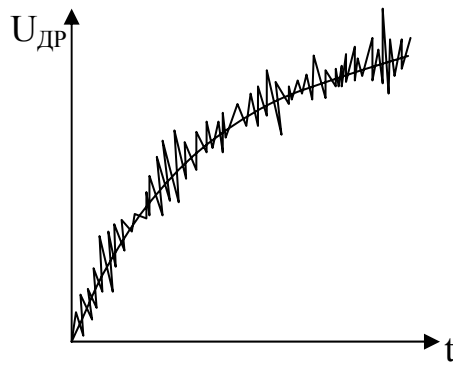


Рис. 5.7. График зависимости напряжения дрейфа УПТ от времени

Если рассмотреть приведенный дрейф, то есть 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, легко устранить путем использования стабилизированных источников, то с температурным дрейфом бороться сложнее.

Перейдем к количественной оценке.

Любое изменение параметров схемы приводит в итоге 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.

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

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

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

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

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

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

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

Напомню, что:

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, то есть $r_{Э}$, $r_{Б}$, $R_{Э}$, $R_{Б}$ 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}^* , то есть чем меньше I_{K0}^* , тем лучше.

Для усилительного каскада по схеме ОЭ мы имели:

$$K_U = - \frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe} \gamma_B} * \frac{R_K // R_H}{R_{Г} + r_{\bar{\sigma}} + r_{Э}}.$$

Для УПТ мы должны формулу уточнить, учитывая $R_{Э}$ и $R_{Б}$.

$$K_U = - \frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe} \gamma_B} * \frac{R_K // R_H}{R_{Б} + R_{Э}} = - \frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe} \gamma_B} * \frac{R_K // R_H}{R_{ЭБ}}.$$

Под $R_{Б}$ понимают $R_{Г} + r_{Б} + R_{Б}$, под $R_{Э} = r_{Э} + R_{Э}$.

Одновременно $\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_B}$ для УПТ имеет смысл коэффициента неустойчивости S .

Таким образом, $K_U = -S \frac{R_K // R_H}{R_{ЭБ}}$, а для $R_H = \infty$ $K_U = -S \frac{R_K}{R_{ЭБ}}$;

$$\delta U_{вх} = \frac{\delta U_k}{|K_U|} = \frac{S \cdot \delta I_T \cdot R_K}{S \cdot R_K} \cdot R_{ЭБ} = \delta I_T \cdot R_{ЭБ}.$$

$\delta U_k = S \delta I_T R_K$ показывает, что дрейф нуля зависит от γ_B , то есть от соотношения резисторов $R_{Э}$ и R_B . Таким образом, приведенный дрейф не зависит от коэффициента неустойчивости S и тем меньше, чем меньше суммарный резистор эмиттерно-базовой цепи. Здесь мы имеем полную аналогию со стабильностью рабочей точки транзистора.

Анализ функции $\delta U_{ВХ}$ показывает, что

$$\delta U_{ВХ \text{ MIN}} = |\Delta U_{ЭБ}|,$$

то есть путем различных ухищрений можно свести дрейф к изменению потенциала ЭБ.

Оказалось, что напряжение ЭБ связано с температурой

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

где ε - коэффициент, показывающий изменение $U_{ЭБ}$ 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 $\Delta U_{ЭБ} = 1,6 \cdot 100 = 160$ мВ.

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

Приведем пример схемы термокомпенсации для двухтактного усилителя мощности.

T_1 и D_1, D_2 – задают смещения на базах T_2 и T_3 в пределах 1,2 - 1,5 В (режим АВ). Терморезистор R крепят на радиаторе одного из выходных Т. При нагревании Т 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 АВ.

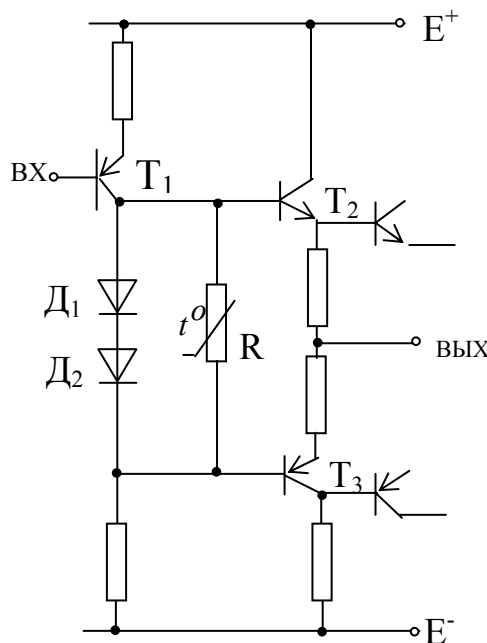


Рис. 5.8. Двухтактный усилитель мощности с элементом термокомпенсации

Недостаток этой схемы – разная температурная зависимость параметров транзисторов и R . Поэтому чаще используют вместо резистора транзистор.

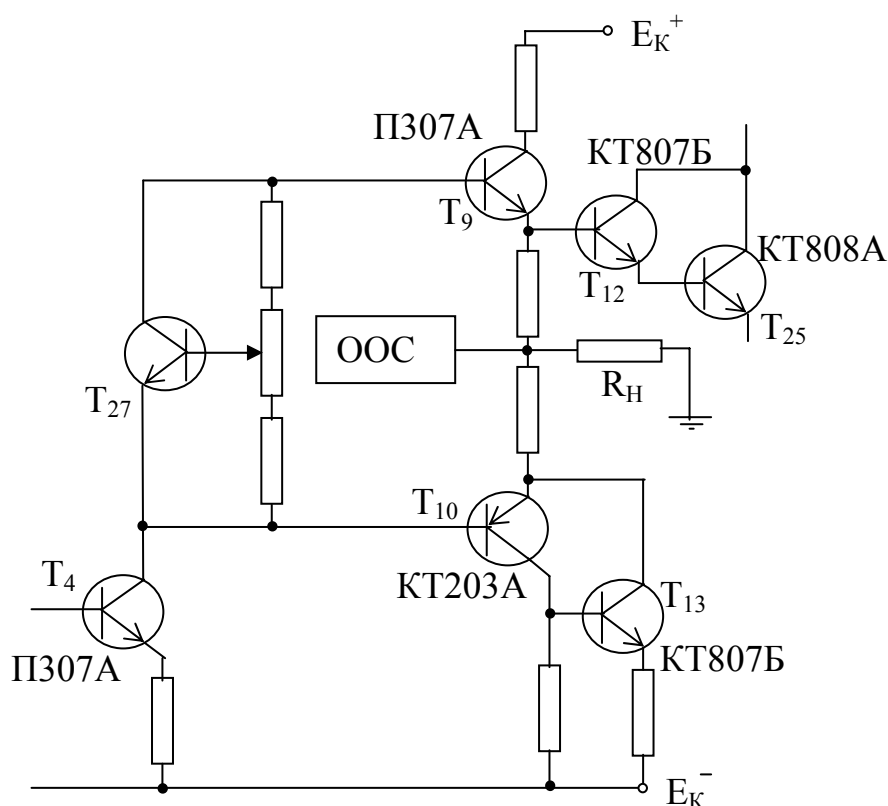


Рис. 5.9. Пример температурной компенсации на транзисторе

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 оконечные 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 заземленный генератор. Цепочка ООС служит для компенсации постоянной составляющей тока через нагрузку R_H . Роль термокомпенсирующего элемента выполняет транзистор T_{27} . Он устанавливается на радиаторе оконечных транзисторов. При повышении температуры радиаторов сопротивление транзистора уменьшается, а так как он включен в коллекторную цепь транзи-

стора 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 оконечных 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 рисунке 5.10.

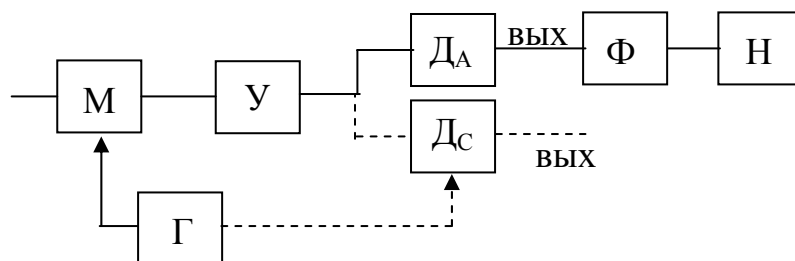
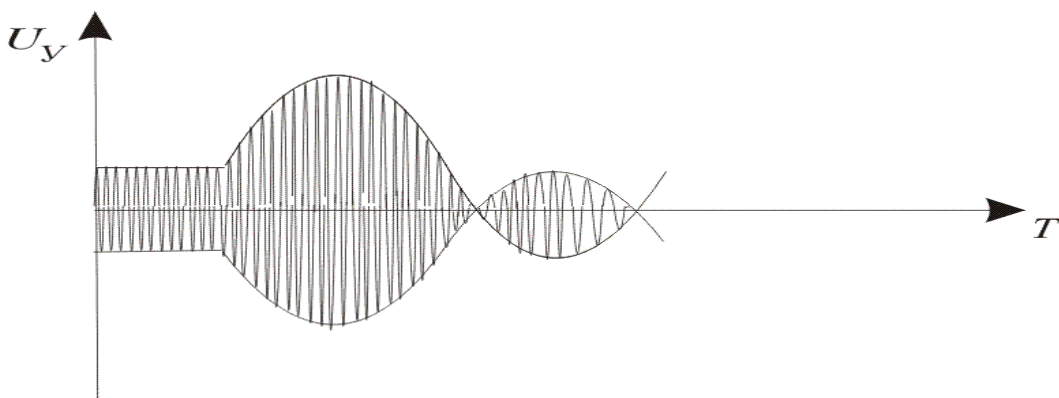
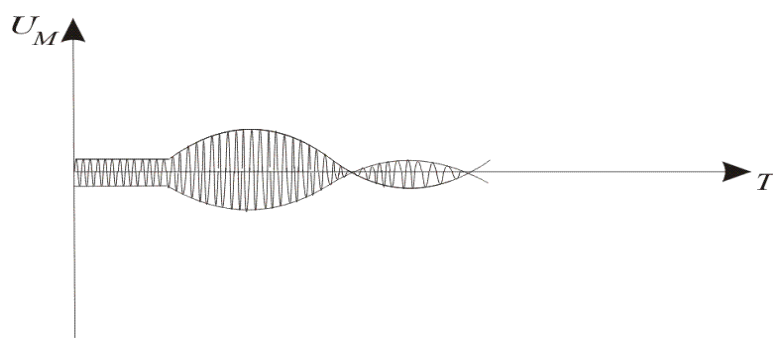
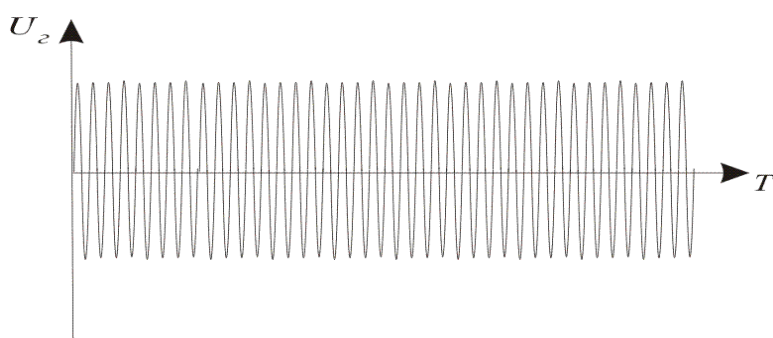
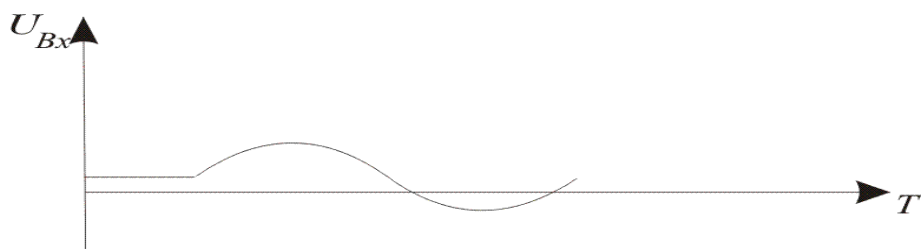


Рис. 5.10. Блок-схема усилителя с преобразованием частоты

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 (U), а затем преобразуется в сигнал постоянного тока с

помощью детектора. На рисунке показан сигнал на выходе асинхронного D_A и синхронного D_C детекторов. Остается только отфильтровать высокочастотное заполнение с помощью фильтра низких частот. Н – нагрузка.



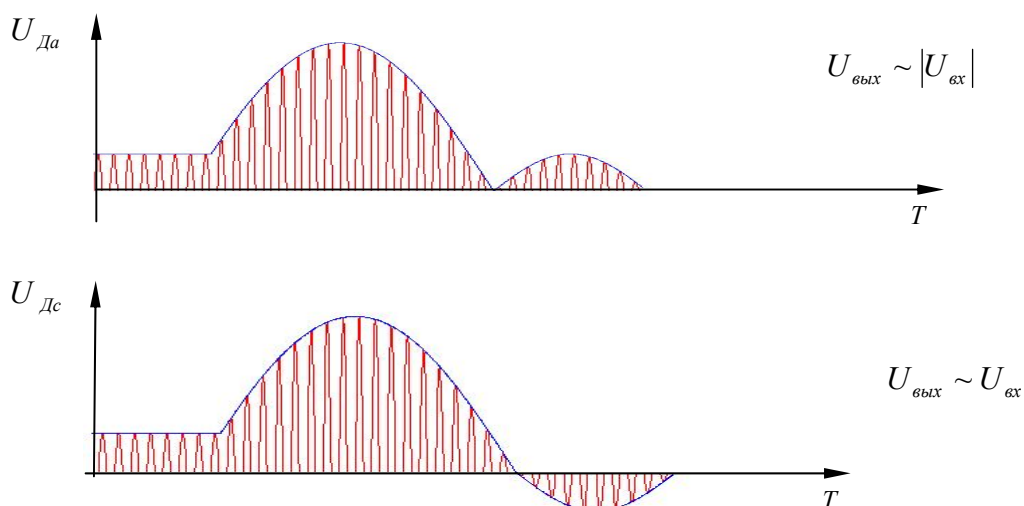


Рис. 5.11. Осциллограммы напряжений усилителя М-ДМ

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 D_A . Во втором случае синхронный детектор D_C 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*.

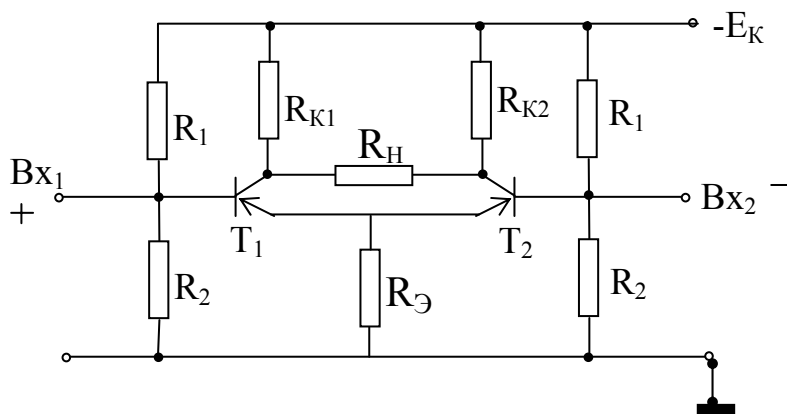


Рис. 5.12. Дифференциальный каскад

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, то есть 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 $V_{х2}$ можно назвать *инвертирующим*. Таким образом, какой вход - инвертирующий (-), а какой - неинвертирующий (+) – понятие для дифференциального каскада условное.

В различной 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 $R_{к1}$ и $R_{к2}$, тем меньше дрейф.

$$\delta I_{к1} R_{к1} \cong \delta I_{к2} R_{к2};$$

$$\frac{R_{к1}}{R_{к2}} \cong \frac{\delta I_{к2}}{\delta I_{к1}} = \frac{\delta I_{T2}}{\delta I_{T1}}.$$

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 связи*.

Последовательная связь

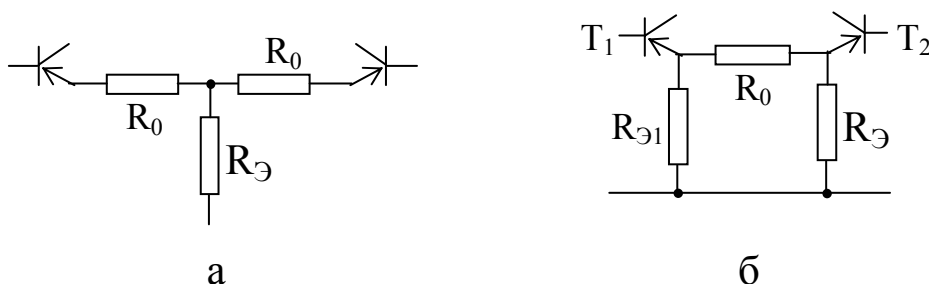


Рис. 5.13. Схемы последовательной (а) и параллельной эмиттерных связей (б)

В ней R_0 составляет несколько сотен Ом, то есть $R_0 \gg r_{Э}$. Тем самым влияние $r_{Э}$ на дрейф становится пренебрежимо мало. Во-вторых, R_0 как бы выравнивает разные $r_{Э1}$ и $r_{Э2}$, и таким образом 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 связь

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, то есть 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, то есть от синфазного сигнала.

В реальных дифференциальных каскадах избежать синфазных сигналов на выходе нельзя, так как 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_{Σ} . Сопротивление R_{Σ} создает в цепях каждого транзистора отрицательную обратную связь, которая уменьшает усиление синфазных компонент и, следовательно, дрейф усилителя. Сигнал парафазный не создает на R_{Σ} дополнительного напряжения и R_{Σ} 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_{Σ} остается постоянным. Это эквивалентно равенству R_{Σ} для дифференциальных сигналов бесконечности.

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

$$E_K = I_{K1} R_{K1} + U_{KЭ1} + 2I_{Э1} R_{\Sigma} - \text{для } T_1 \text{ или}$$

$$E_K = I_{K2} R_{K2} + U_{KЭ2} + 2I_{Э2} R_{\Sigma} - \text{для } T_2.$$

Выход из этого положения – замена резистора на диод (стабилитрон), однако чаще вместо R_{Σ} используется так называемый генератор стабильного тока (ГСТ).

жет 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:

$$\begin{aligned} U_{\delta_{\alpha_2}} - U_{\delta_{\alpha_1}} &= \varphi_T \left[\ln \frac{I_1}{I_{S_2}} - \ln \frac{I_0}{I_{S_1}} \right] = \varphi_T \left(\ln \frac{I_1 - I_{S_1}}{I_0 \cdot I_{S_2}} \right) = \\ &= \varphi_T \left(\ln \frac{I_1}{I_0} + \ln \frac{I_{S_1}}{I_{S_2}} \right). \end{aligned}$$

Возможны следующие варианты:

1. Когда выполняется неравенство:

$$U_{\delta_{\alpha_2}} - U_{\delta_{\alpha_1}} \ll I_1 R_2.$$

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:

$$E_k = I_1 R_2 + U_{\delta_{\alpha_2}} + I_1 R_1,$$

т.е. из вольтамперных характеристик транзистора задаем рабочую точку, т.е. I_1 и $U_{\delta_{\alpha_2}}$. 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

$$\ln \frac{I_{S_1}}{I_{S_2}} \ll \ln \frac{I_{S_1}}{I_{S_0}},$$

получим трансцендентное уравнение $I_0 = \frac{\varphi_T}{R_2} \ln \frac{I_1}{I_0}$.

Приближенно можно считать, что

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

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 $U_{\bar{\sigma}_2} - U_{\bar{\sigma}_1} \approx 100 \text{ мВ}$

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.

$$\frac{I_0}{I_1} = \frac{I_{S_1}}{I_{S_2}} ,$$

а так как 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 приближительном 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 R_H будут протекать токи одного направления, и мы получим усиленный дифференцированный сигнал. Если ДК реальный, то в отсутствии 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 разные. 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, так как 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 паразитный сигналы. Для синфазного сигнала $U_{вх.с}$ можно считать B_{x_1} и B_{x_2} объединенными. Для паразитного сигнала половина его (например, положительная) подается на вход первый, а вторая (отрицательная) половина - на второй вход.

Аналитически:

$$\Delta U_{\delta_1} = U_{вх.с} + \frac{1}{2} U_{вх.д},$$

$$\Delta U_{\delta_2} = U_{вх.с} - \frac{1}{2} U_{вх.д}.$$

Так как $U_{вх.с}$ подаются на цепочки $r_{\delta_1} - r_{\delta_1} - R_3$ и $r_{\delta_2} - r_{\delta_2} - R_3$ в которых $R_3 \ll r_{\delta_1} + r_{\delta_1}$, то можно считать, что $U_{вх.с}$ подается на общий резистор R_3 .

На коллекторах транзисторов получим изменения коллекторного напряжения относительно первоначального ΔU_{κ_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 $K_{УД}$.

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 :

$$K_{УД} = \frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_6} \frac{R_K \parallel \left(R_H \frac{1}{2}\right)}{R_r + r_6 + r_3},$$

так как обычно $\beta_{oe}\gamma_6 \gg 1$, то

$$K_{УД} = -\frac{1}{\gamma_6} \frac{R_K \parallel \left(R_H \frac{1}{2}\right)}{R_r + r_6 + r_3}.$$

Если используется последовательная связка, то

$$K_{УД} = -\frac{1}{\gamma_6} \frac{R_K \parallel \left(R_H \frac{1}{2}\right)}{R_r + r_6 + r_3} = \left(\gamma_6 = \frac{r_3 + R_0}{R_r + r_6 + r_3 + R_0} \right) = -\frac{R_K \parallel \left(\frac{1}{2}R_H\right)}{r_3 + R_0}.$$

В случае $R_0 \gg r_3$,

$$K_{УД} = -\frac{R_K \parallel \left(\frac{1}{2}R_H\right)}{r_3 + R_0}.$$

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

$$K_{УД} = -\frac{R_K}{R_0}.$$

Из формулы следует, что увеличивать K_U можно путем введения эквивалентного R_K , то есть динамической нагрузки.

Для сигналов нагрузка будет общая, но надо учесть R_3 ,

$$K_{УС} = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_6} \frac{R_K \parallel R_H}{R_r + r_6 + r_3 + R_3}.$$

Уточним выражение. Так как синфазный сигнал практически выделяется на R_3 , то считаем $R_H = \infty$, а также так как R_3 стремится

ся сделать как можно больше, то $\gamma_{\delta} \approx 1$ и, согласно $\beta_{oe}\gamma_{\delta} \gg 1$, получим

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

$$K_{UC} = -\frac{\beta_{oe}}{1 + \beta_{oe}\gamma_{\delta}} \frac{R_K \parallel R_H}{R_r + r_{\delta} + r_{\delta} + R_0},$$

подставляем $\gamma_{\delta} = -\frac{R_K}{r_{\delta} + R_0} \approx -\frac{R_K}{R_0}$.

Остается уточнить R_K . Для синфазных сигналов $R_{K1} \parallel R_{K2}$ и окончательно

$$K_{UC} = -\frac{R_K}{2R_0}.$$

Для ДК с последовательной связкой эмиттерная цепь будет $r_{\delta} - R_0 + R_0$.

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

$$K_{\Pi} = \frac{K_{U\delta}}{K_{UC}} = \frac{R_K 2R_0}{R_0 R_H} = \frac{2R_0}{R_0}.$$

Его чаще выражают в децибелах:

$$K_{\Pi} = 20 \lg \frac{K_{U\delta}}{K_{UC}}.$$

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, то есть 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 $R_{вх}$ равно удвоенному $R_{вх}$ каскада ОЭ:

$$R_{вх.Д} = 2[r_{\delta} + (1 + \beta)r_{\delta}].$$

При наличии последовательной эмиттерной связки

$$R_{вх.Д} = 2[r_{\delta} + (1 + \beta)(r_{\delta} + R_0)].$$

Пример: $\beta = 100$, $r_{\text{э}} = 25 \text{ Ом}$, $r_{\text{б}} = 150 \text{ Ом}$, $R_{\text{вх.Д.}} = 5.35 \text{ кОм}$.

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

Из формул следуют пути увеличения $R_{\text{вх}}$:

- микрорежим (за счет $r_{\text{э}}$);
- «супербета» - транзистора (за счет β);
- составной транзистор в каждом плече ДК (схема Дарлингтона).

Входное сопротивление для синфазной составляющей равно

$$R_{\text{вх.С}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + R_0) \approx \beta R_{\text{э}},$$

или в другой форме:

$$R_{\text{вх.С}} = (r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + R_{\text{э}})(1 + \beta_{\text{ое}} \gamma_{\text{бo}}) \approx \beta_{\text{ое}} R_{\text{э}}.$$

Сравнивая $R_{\text{вх.Д}}$ и $R_{\text{вх.С}}$, видим, что $R_{\text{вх.С}} \gg R_{\text{вх.Д}}$ из-за $R_{\text{э}} \gg R_0$ или $R_{\text{э}} \gg r_{\text{э}}$.

Выходное сопротивление

$$R_{\text{вых}} \cong 2R_K \text{ (без учета } r_{\text{к}}^*)$$

Для синфазных сигналов, так как нагрузка бездействует ($R_K \approx \infty$),

$$R_{\text{вых.С}} \cong R_K.$$

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, то получим, что разбалансу усилителя соответствует некоторый мнимый дифференциальный сигнал, который называют напряжением смещения нуля или начальным разбалансом входного напряжения. Другими словами, подавая на вход ДК сигнал этой величины, но противоположного знака, мы сбалансируем ДК.

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

$$U_{cm} = \frac{UK_1}{K} - \frac{UK_2}{K} = U_{\bar{\sigma}_{\alpha_1}} - U_{\bar{\sigma}_{\alpha_2}}.$$

Воспользуемся ВАХ характеристикой идеального транзистора

$$U_{\alpha} = \varphi_t \ln \frac{I_{\alpha}}{I_{\alpha_0}^{\downarrow}}$$

и сигнал, что $I_{\alpha_0}^{\downarrow} = I_{\alpha_0}$.

Напомним, что $I_{\alpha_0}^{\downarrow}$ - обратный ток эмиттера при $U_K = 0$, ($U_{\alpha} < 0$) ($|U_{\alpha}| \gg \varphi_t$)

I_{α_0} - обратный ток эмиттера при $I_K = 0$, ($|U_{\alpha}| \gg \varphi_t$).

Получим:

$$U_{cm} = \varphi_t \ln \frac{I_{\alpha_{02}}}{I_{\alpha_{01}}}.$$

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 $T = 300^0 K$ и $U_{cm} = 5$ мВ, $E_{U_{cm}} = 17 \text{ мкВ/град}$.

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, $\varphi_t = 25$ мВ. Подставим их в U_{cm} .

$$1 = 25 \ln \frac{I_{\alpha_{02}}}{I_{\alpha_{01}}}; \quad \frac{1}{25} = \ln \frac{I_{\alpha_{02}}}{I_{\alpha_{01}}}; \quad 0,04 = \ln \frac{I_{\alpha_{02}}}{I_{\alpha_{01}}}; \quad e^{0,04} \cong 1,04 = \frac{I_{\alpha_{02}}}{I_{\alpha_{01}}}; \quad I_{\alpha_{02}} = 1,04 I_{\alpha_{01}};$$

$$\Delta I_{\alpha} = I_{\alpha_{02}} - I_{\alpha_{01}} = 0,04 I_{\alpha_{01}}.$$

Если, например, $I_{\alpha_{01}} = 5 \cdot 10^{-7} A$, то $\Delta I_{\alpha} = 0,2 \cdot 10^{-7} A$ и $I_{\alpha_{02}} = 4,8 \cdot 10^{-7}$.

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

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

Например, если $\frac{\Delta R_K}{R_K} = 0,02$ получаем при $T=300^\circ K$ $U_{CM} \approx 1mB$.

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} коэффициент передачи β , r_K^* и др. значительно меньше.

Разностный входной ток

(ток смещения), (разбаланс входных токов)

$$\Delta I_{ex} = I_{\bar{\sigma}_1} - I_{\bar{\sigma}_2} = \frac{I_{K_1}}{\beta_1} - \frac{I_{K_2}}{\beta_2}.$$

Смысл ΔI_{ex} в том, что, протекая по сопротивлению источника сигнала $R_{Г\partial}$, он создает на $R_{Г\partial}$ падение напряжения $\Delta I_{ex} R_{Г\partial}$, что равносильно напряжению смещения, то есть 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

$$I_{ex.ср.} = \frac{1}{2} (I_{\bar{\sigma}_1} + I_{\bar{\sigma}_2}) = \frac{1}{2} \left(\frac{I_{K_1}}{\beta_1} + \frac{I_{K_2}}{\beta_2} \right) = . \text{ При } I_{K_1} = I_{K_2} \quad I_K = \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} \cdot \frac{I_K}{\beta_1 \cdot \beta_2}.$$

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

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

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

Возвращаясь к $\Delta I_{\text{вх}}$:

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

Следует отметить, что вывод связи между $\Delta I_{\text{вх}}$ и $I_{\text{вх.ср.}}$ - приближенный вывод.

В связи с тем, что β зависит от температуры, ввели параметр - температурную чувствительность токов.

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

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

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

По данным литературы $B = (-1,5) \dots (-1)\%/^\circ\text{C}$ 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 выражении-

ях 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_e на коэффициент токораспределения базы и далее на частотные свойства и переходный процесс в ДК.

5.5. Аналоговый умножитель двух сигналов

На линейном устройстве, каким является дифференциальный каскад, провести умножение нельзя. Однако, если ДК дополнить небольшой схемой, как показано на рисунке 5.15,

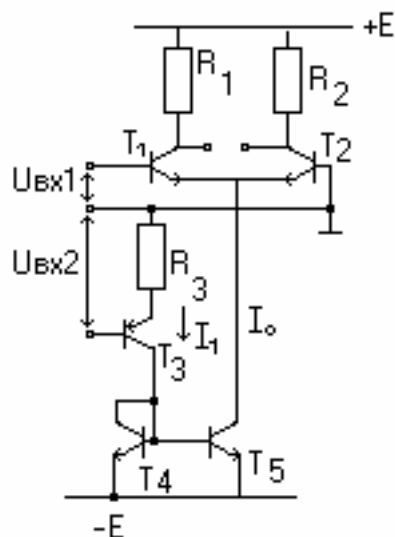


Рис. 5.15. Интегральный умножитель

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 $I_{б3}$, который меняет ток $I_{к3}$ 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.

$$U_{\text{блх}} = I_{\kappa} R_{\text{н}} = \beta I_{\text{б1}} R_{\text{н}} = \beta I_{\text{вх1}} R_{\text{н}} = \beta \frac{U_{\text{вх1}}}{R_{\text{вх1}}} \cdot R_{\text{н}} ;$$

$$R_{\text{вх1}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta) r_{\text{э}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta) \frac{\varphi_T}{I_{\text{э}}} \approx \beta \frac{\varphi_T}{I_{\text{э}}} .$$

Подставим $R_{\text{вх1}}$ в выражение для определения $U_{\text{блх}}$:

$$U_{\text{блх}} = I_{\text{э}} \frac{U_{\text{вх1}}}{\varphi_T} \cdot R_{\text{н}} .$$

Генератор стабильного тока питает оба транзистора дифференциального каскада.

Следовательно, $I_{\text{э}} = \frac{1}{2} I_0$. Тогда получим, что

$$U_{\text{блх}} = \frac{I_0}{2} \frac{U_{\text{вх1}}}{\varphi_T} \cdot R_{\text{н}} .$$

Найдем I_0 . Для этого сигнала определим I_1 .

$$I_1 = I_{K_3} \cong I_{\text{э3}} ; I_{\text{э3}} = (1 + \beta) I_{\text{б3}} = (1 + \beta) I_{\text{вх2}} ;$$

$$I_{\text{вх2}} = \frac{U_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх2}}} ; R_{\text{вх2}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)(r_{\text{э}} + R_3) \approx \beta \cdot R_3 ;$$

$$I_1 = (1 + \beta) \cdot \frac{U_{\text{вх2}}}{R_{\text{вх2}}} = (1 + \beta) \cdot \frac{U_{\text{вх2}}}{R_3} \approx \frac{U_{\text{вх2}}}{R_3} .$$

Мы считаем, что все транзисторы однотипные и имеют одинаковые коэффициенты передачи тока базы β .

$I_0 = \frac{I_1}{K}$, где K - 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:

$$I_0 = \frac{U_{\text{вх2}}}{R_3 K} .$$

Найдем $U_{\text{блх}}$:

$$U_{\text{блх}} = \frac{U_{\text{вх2}}}{2R_3 K} \frac{U_{\text{вх1}}}{\varphi_T} \cdot R_{\text{н}} .$$

Введем обозначение:

$$\frac{R_H}{2R_3 K \varphi_T} = A.$$

Получим, что

$$U_{вых} = A \cdot U_{вх1} \cdot U_{вх2}.$$

Из формулы видно, что выходное напряжение с некоторым коэффициентом A , который можно задавать пропорционально произведению входных сигналов $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$.

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 связей?
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.

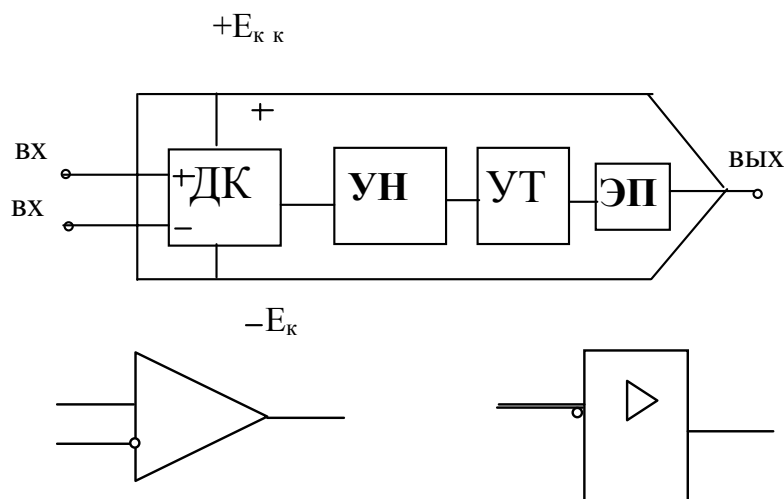


Рис. 6.1. Блок-схема операционного усилителя и его обозначения на схемах

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 подачи 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 число 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

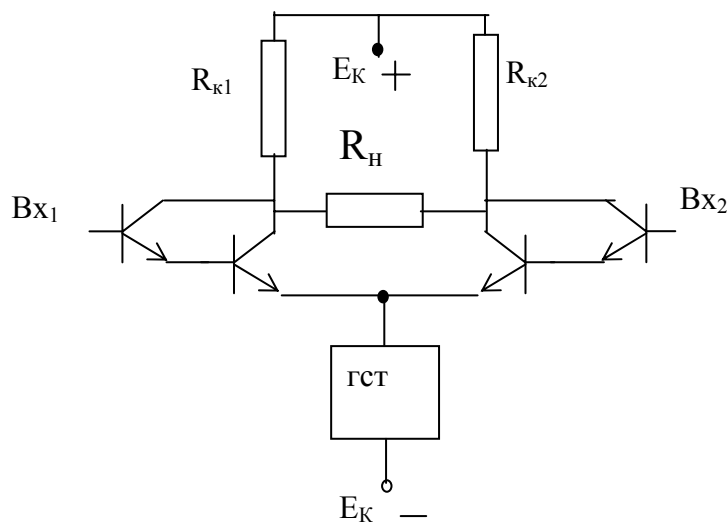


Рис. 6.2. Дифференциальный каскад на составных транзисторах

В данной схеме используется основное достоинство схемы Дарлингтона $\beta_{\Sigma} \cong \beta_1 \cdot \beta_2$. 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, но получаются большие дифференциальные сопротивления эмиттерных переходов этих транзисторов и, следовательно, очень большое входное сопротивление ДК. Сильная температурная зависимость 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

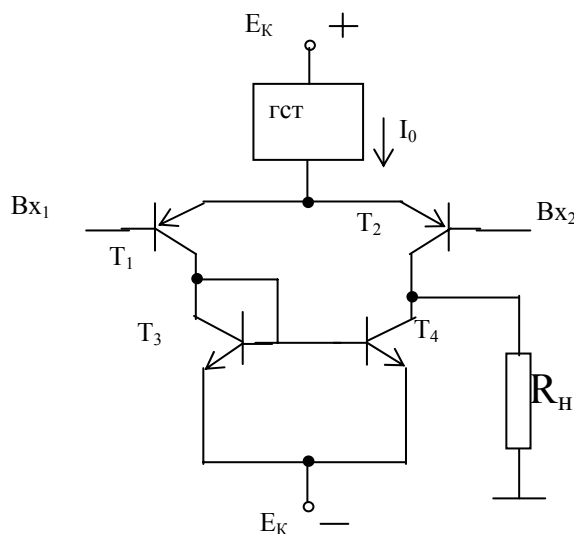


Рис. 6.3. Дифференциальный каскад с динамической нагрузкой

Каскад показан на рисунке 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 .

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 связи

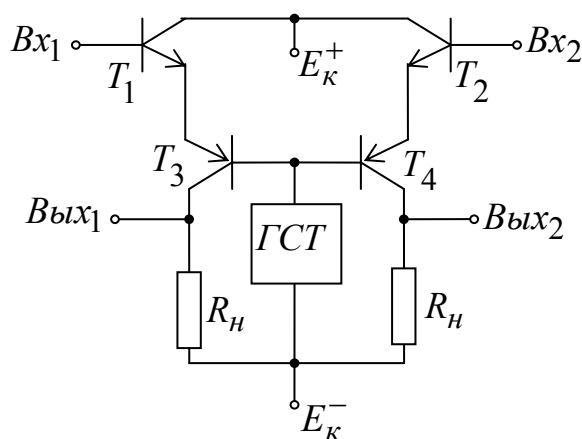


Рис. 6.4. Дифференциальный каскад по схеме эмиттерной связи

На входе ДК стоит схема с общим коллектором ОК, что обеспечивает большое R_{ex} . T_3 и T_4 - p-n-p-типа – схемы ОБ.

Под R_H можно понимать в том числе и динамические нагрузки. ГСТ обеспечивает режим ОБ T_3 и T_4 . T_1 и T_2 , работая на малое R_{ex} ОБ, обеспечивая усиление по току, раскачивают T_3 и T_4 . T_3 и T_4 , работая на динамическую нагрузку, обеспечивают большое усиление по напряжению.

Свойства эмиттерной связи были подробно рассмотрены в главе III.

6.1.4. ДК по каскодной схеме

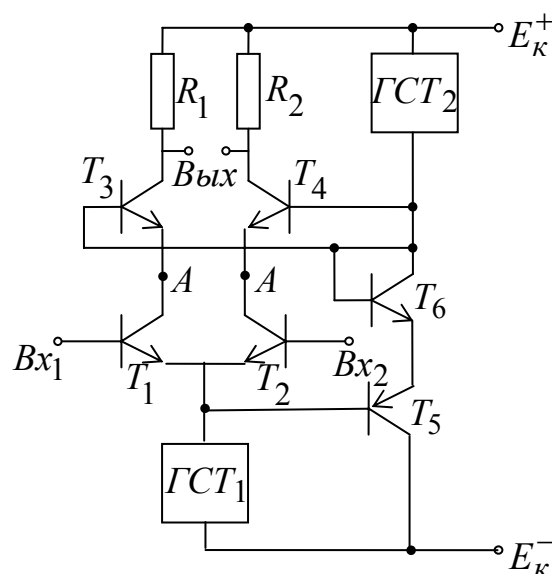


Рис. 6.5. Дифференциальный каскад по каскодной схеме

На рисунке 6.5 показана принципиальная схема устройства. T_1 - T_3 и T_2 - T_4 - каскоды. T_3 и T_4 - схемы ОБ - обеспечивают режим с помощью ГСТ₂. T_1 и T_2 работают в режиме КЗ и дают усиление по току.

ДК запускается с помощью ГСТ₂ и то есть на базах T_1 и T_0 нулевой потенциал никаких базовых делителей не ставят.

T_3 и T_4 дают усиление по напряжению. Можно T_1 и T_2 - «супербета», а T_3 и T_4 - «высоковольтные».

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 в целом схемой 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 сигнал на коллектора T_1 и T_2 и далее 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 - не-проинвертированный сигнал с ГСТ₁. В т. А происходит противо-фазное сложение и почти полное отслеживание синфазных сигналов.

Итак, ГСТ₁- T_5 - T_6 - T_3 и T_4 - схема отслеживания синфазного сигнала. Из-за режима КЗ на выходе T_1 и T_2 перепад напряжений $KЭ_1$ и $KЭ_2$ не зависит от входных сигналов. Следовательно, и ослабляется влияние емкостей коллекторных переходов T_1 и T_2 на частотные свойства ДК.

Но в схеме есть и недостаток – триггерный режим. Так как есть обратная связь T_5 - T_6 - T_3 - T_4 , возможен переход ДК в такое состояние. 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

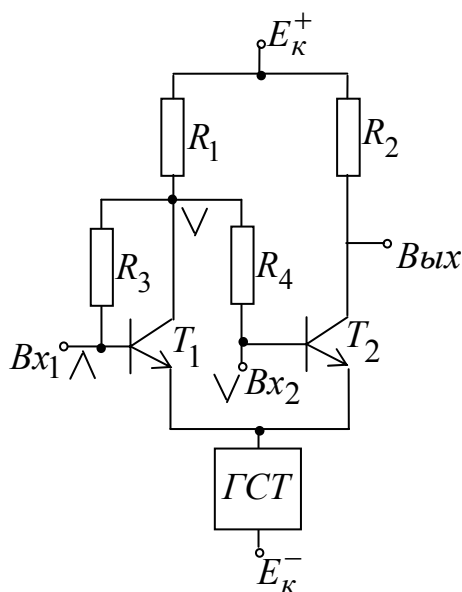


Рис. 6.6. Схема перехода к несимметричному выходу

Рассмотрим рисунок 6.6.

Транзистор T_1 усиливает входной ток и инвертирует его сразу. Часть этого выходного коллекторного тока через резистор R_3 поступает вновь на вход, где происходит противофазное сложение токов. С точки зрения теории цепей мы имеем инвертирующий усилитель со стопроцентной 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

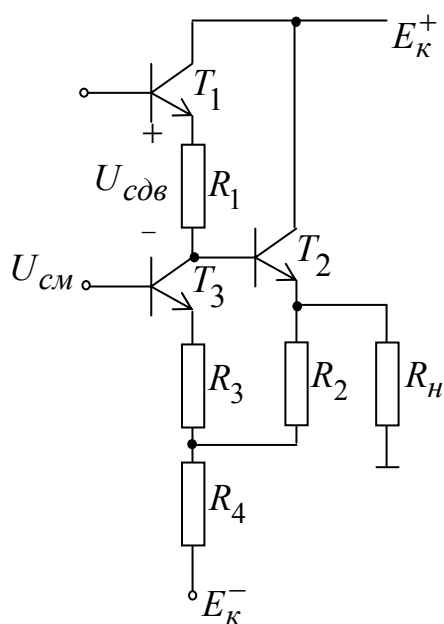


Рис. 6.7. Схема выходного каскада операционного усилителя

Пример выходной схемы показан на рисунке 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 $U_{cдв}$.

Сигнал проходит T_1 и T_2 и поступает на R_1 и делитель R_2 и R_4 . С делителя сигнал поступает через R_3 на эмиттер T_3 - схема ОБ. То есть 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 обеспечивает малый коэффициент обратной связи ($K_{U_{00}} = 2 \dots 5$). Таким образом, усилитель не возбуждается. 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. Схема 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 Вольта). 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. Из рисунка 6.7 видно, что в режиме КЗ нагрузки ток транзистора T_2 ничем 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.

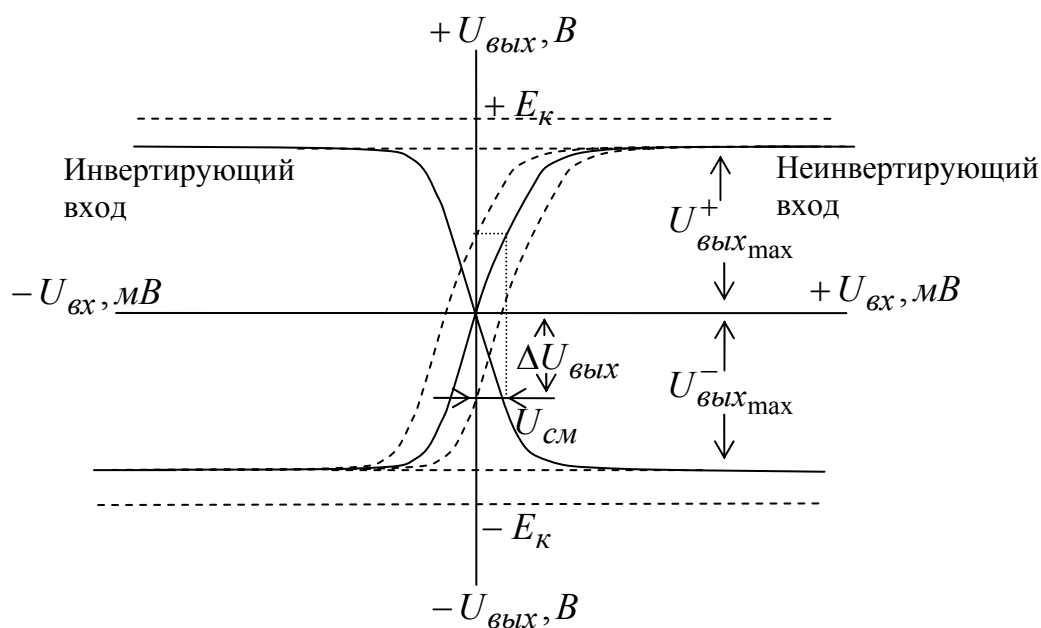


Рис. 6.8. Передаточная характеристика операционного усилителя

Характеристики снимают при подаче сигнала на один из входов при нулевом сигнале на другом.

При подаче на вход достаточно большого сигнала Т шага ЭП окажется в режиме насыщения и выходное напряжение не зависит от входного. Это горизонтальные участки. Им соответствуют напряжения $U_{вых\max}^+$ и $U_{вых\min}^-$. 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.

$$K_0 = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}}.$$

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. Иными словами, 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, существенно упрощается задача определения параметров ОУ, охваченного цепями обратной связи.

Из передаточных характеристик следует, что при $U_{вх} = 0$ получается $U_{вых} = 0$, то есть 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 $U_{см}$ и $\Delta U_{вых}$. 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 одинаковые, то резисторы в базовых цепях не равны, на входах ОУ образуется мнимый входной дифференциальный сигнал, то есть 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 – оно 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 Ом.

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 $E_{К}^+$, то есть 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. АЧХ ОУ на рисунке 6.8.

Частота среза $f_{ср}$

- частота с которой начинается спад амплитудной характеристики.

Граничная частота $f_{зр}$ - частота, на которой коэффициент передачи K_0 уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по определению граничной частоты.

Частота единичного усиления – частота, на которой $K_0 = 1$.

Более точно можно было бы рассмотреть комплексный коэффициент передачи и его модуль.

Полоса пропускания

- оценивают по $f_{зр}$.

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 – ,С - ,) и номиналы элементов обычно указывают в справочниках по ОУ. Усиление импульсных сигналов ОУ характеризуют **динамическими параметрами**.

- скорость нарастания выходного напряжения (скорость отклика);

- определяется по реакции ОУ на действие скачка напряжения на входе путем оценки отношения приращения выходного напряжения от уровня $0,1U_{вых}$ до уровня $0,9U_{вых}$ к времени этого изменения. Существующие типовые схемы включения ОУ позволяют дополнить его элементами, обеспечивающими скорость нарастания $V_{U_{вых}} = 0,1 \dots 100 \text{ В/мкс}$.

Время установления выходного напряжения – время, за которое выходное напряжение меняется от $0,1$ до $0,9U_{вых}$.

$t_{уст} = 0,05 \dots 2 \text{ мкс}$ для различных ОУ.

6.3. Неинвертирующее и инвертирующее включение ОУ

Использование ОУ основано на теории, предполагающей идеализацию операционного усилителя. Идеализация позволяет считать, что $K_0 = \infty$, $R_{вх} = \infty$, $R_{вых} = 0$. Очевидно, что при $K_0 = \infty$ построение, например, линейных устройств без цепей отрицательной обратной связи невозможно. С другой стороны, наличие инвертирующего и неинвертирующего входов дает возможность включать ОУ в схемы как инвертирующее устройство, так и устройство без инверсии. Рассмотрим эти включения.

В связи с тем, что идеальный ОУ имеет $K_0 = \infty$, использование его в линейных цепях без цепей отрицательной обратной связи, ограничивающих K_0 , не представляется возможным.

6.3.1. Неинвертирующее включение ОУ

Схема включения показана на рис.унке 6.9а.

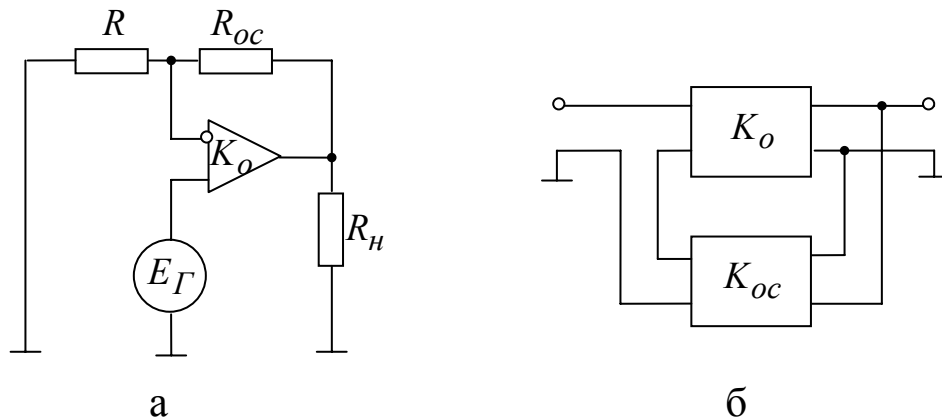


Рис. 6.9. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы неинвертирующего включения ОУ

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 (см. рис. 6.9б). 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 $K_{оос} = \frac{K_{уд}}{K_{ис}}$:

$$K_u = \left(1 + \frac{R_{oc}}{R}\right) \left(1 + \frac{1}{K_{оос}}\right).$$

$$\text{При } K_{оос} = \infty \quad K_u = 1 + \frac{R_{oc}}{R}.$$

Вместо резистора R можно взять импеданс Z :

$$K_u = 1 + \frac{Z_{oc}}{Z}.$$

В этом случае получается частотнозависимая передаточная функция усилителя. Возможны и другие варианты.

6.3.2. Инвертирующее включение

В случае инвертирующего включения ОУ (рис. 6.10а) R_{oc} пересчитываем на вход $R_{oc}' = \frac{R_{oc}}{1 + K_o}$.

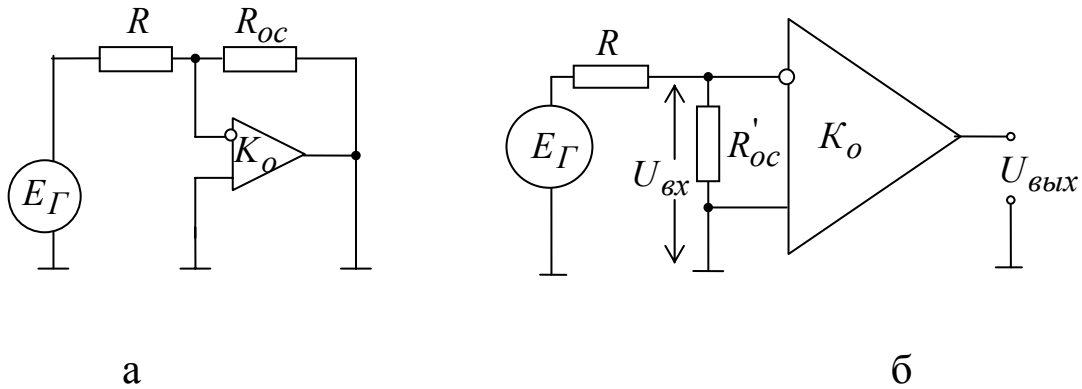


Рис.6.10. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы инвертирующего включения ОУ

Схема переходит в новую (рис. 6.10б).

$$U_{вых} = U_{vx} K_o;$$

$$U_{vx} = E_{\Gamma} \frac{R_{oc}'}{R + R_{oc}'} = \frac{E_{\Gamma} \frac{R_{oc}}{1 + K_o}}{R + \frac{R_{oc}}{1 + K_o}} = \frac{E_{\Gamma} R_{oc}}{R + RK_o + R_{oc}};$$

$$U_{вых} = \frac{E_{\Gamma} R_{oc} K_o}{R + RK_o + R_{oc}}.$$

Выносим K_o из знаменателя: $U_{вых} = \frac{E_{\Gamma} R_{oc}}{\frac{R}{K_o} + R + \frac{R_{oc}}{K_o}}.$

Подставим в $K_u = \frac{U_{вых}}{E_{\Gamma}}.$

Так как $K_o = \infty$,

$$K_u = -\frac{R_{oc}}{R}.$$

Знак "–" в последнем выражении означает инверсию фазы входного сигнала.

С учетом коэффициента ослабления синфазных сигналов K_{occ} :

$$K_u = -\frac{R_{oc}}{R} \left(1 + \frac{1}{K_{occ}} \right).$$

$$R_{ex} = R \text{ или, более точно, } R_{ex} = R + R_{oc}' = R + \frac{R_{oc}}{1 + K_o}.$$

$$R_{вых} = \frac{R_{выхОУ}}{1 + K_o K_{oc}} = \frac{R_{выхОУ}}{1 + K_o \frac{R}{R_{oc} + R}}.$$

Вместо резисторов R можно взять импеданс Z или любые другие комбинации активных и реактивных элементов.

На рисунке видно, что имеет место несимметричное включение по входу и выходу. Для простоты все служебные цепи (питание, балансировка, коррекция, защита) не приводятся. Найдём 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

$$U_{oc} = U_c = U_{вых} \frac{R}{R + R_{oc}}.$$

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 $R = 1 \text{ кОм}$, $R_{OC} = 10 \text{ кОм}$, $K_U = 11$.

6.4. 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.

6.4.1. 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. 6.11).

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 $U_{\text{нас}}^-$, определяемый отрицательным напряжением насыщения, в противном случае – высокий уровень $U_{\text{нас}}^+$ равный положительному напряжению насыщения. Операционный усилитель входит в насыщение всякий раз, когда разностный сигнал на его входах ($V_d = E_{\text{вх}} - E_{\text{оп}}$) по модулю превосходит некоторую величину

$$\varepsilon^{\pm} = \frac{|U_{\text{нас}}^{\pm}|}{K_0}, \quad (6.1)$$

где K_0 - коэффициент усиления ОУ. Такой компаратор фактически определяет моменты равенства сигналов ($E_{\text{вх}} \pm \varepsilon^{\pm}$) и $E_{\text{оп}}$. При больших коэффициентах усиления ОУ величиной ε^{\pm} можно пренебречь. Так, если $K_0 = 10^5$, $U_{\text{нас}}^{\pm} = \pm 10 \text{ В}$, то $\varepsilon^{\pm} = \pm 10/10^5 = \pm 100 \text{ мкВ}$.

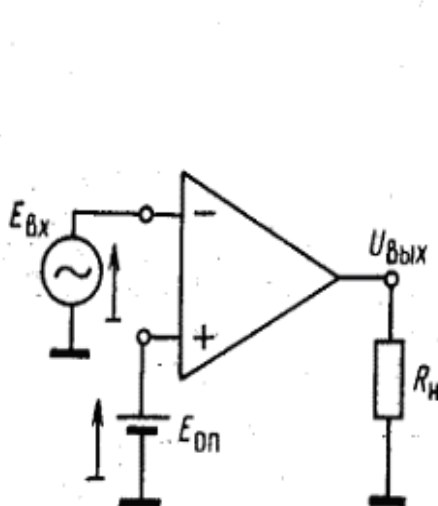


Рис. 6.11. Компаратор однополярных сигналов на ОУ

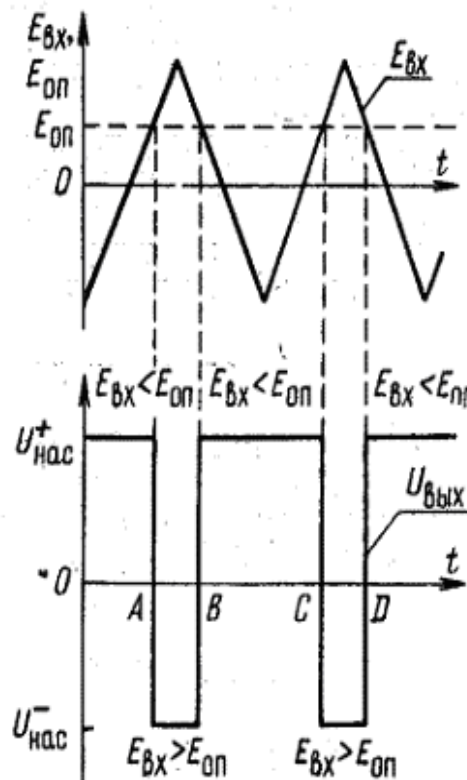


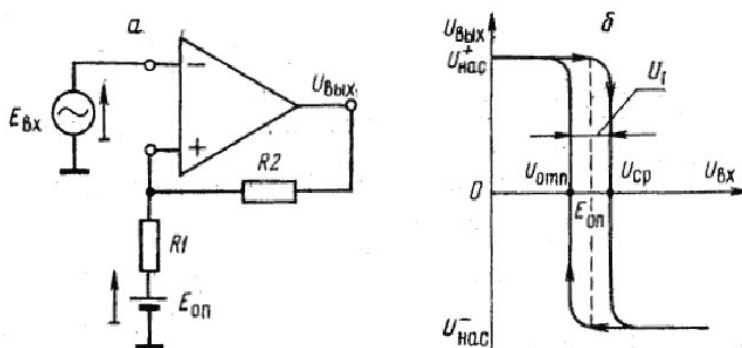
Рис. 6.12. Иллюстрация работы компаратора однополярных сигналов

На рисунке 6.12 приведены входной сигнал, постоянное опорное напряжение и обрабатываемый анализируемым компаратором выходной сигнал. На интервалах времени, когда $U_{\text{вх}} > E_{\text{оп}}$ выходной сигнал равен $U_{\text{нас}}^-$. При $U_{\text{вх}} < E_{\text{оп}}$ напряжение на выходе компаратора положительно и равно $U_{\text{нас}}^+$. Переход $U_{\text{вых}}$ из одного состояния в другое определяет моменты равенства входного и опорного напряжений. Кроме того, этот переход показывает, в каком направлении $E_{\text{вх}}$ пересекает уровень опорного напряжения.

Так, изменение $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{нас}}^-$ до $U_{\text{нас}}^+$ говорит о том, что входной сигнал пересекает уровень опорного напряжения, уменьшаясь по величине.

В качестве компаратора может применяться и ОУ, на неинвертирующий вход которого подается исследуемый сигнал, а на инвертирующий – опорный. Выход такого компаратора будет в состоянии $U_{\text{нас}}^+$ когда $E_{\text{вх}} > E_{\text{оп}}$, и в состоянии $U_{\text{нас}}^-$, если $E_{\text{вх}} < E_{\text{оп}}$. Переход же из состояния $U_{\text{нас}}^-$ в состояние $U_{\text{нас}}^+$ происходит всякий раз, когда входной сигнал пересекает уровень опорного напряжения, увеличиваясь по величине.

В реальных схемах компараторов порог срабатывания отличается от значения $E_{\text{оп}}$ задаваемого источником опорного напряжения. Это отличие определяется суммарной величиной, слагаемыми которой являются найденная из (6.1) величина ε^\pm а также ошибки, возникающие за счет конечных входных токов ОУ, напряжения смещения, нуля $e_{\text{см0}}$, синфазного сигнала, приведенного ко входу усилителя $\Delta U_{\text{с}}$. Особенно велика абсолютная погрешность, вносимая синфазным входным сигналом, у компаратора однополярных сигналов при больших $E_{\text{оп}}$.



6.13. Схема (а) компаратора с положительной обратной связью 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. 6.14а). На рисунке напряжение шумов условно изображено в виде генератора напряжения $E_{\text{ш}}$,

включенного последовательно с генератором полезного сигнала $E_{\text{вх}}$. Непосредственно на вход ОУ воздействует теперь суммарный сигнал. Хотя амплитуда помех существенно ниже амплитуды полезного сигнала, при приближении $E_{\text{вх}}$ к опорному напряжению будет наблюдаться многократное переключение компаратора, если только частота шума значительно превосходит частоту полезного сигнала.

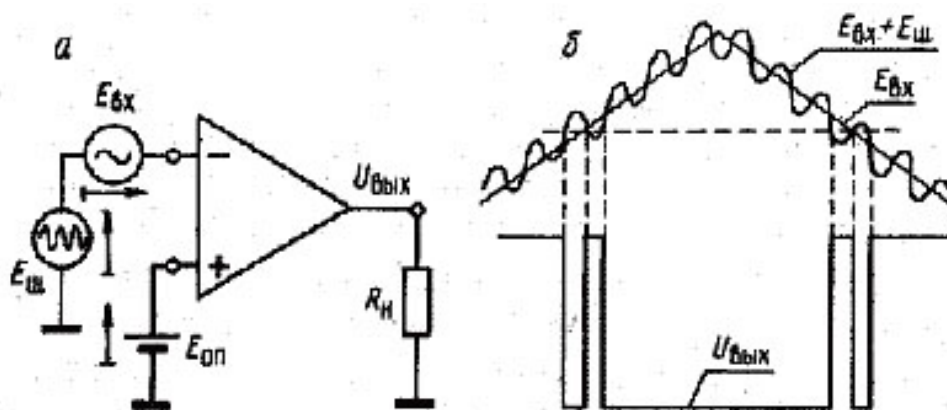


Рис. 6.14. Входные сигналы компаратора при воздействии помех (а) и возникающие ложные срабатывания (б)

В приведенной на рисунке 6.14б ситуации наблюдается 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. 6.13). 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. 6.13б), называемого порогом срабатывания. Его величина определяется из соотношения

$$U_{\text{ср}} = E_{\text{он}} + \frac{U_{\text{нас}}^+ - E_{\text{он}}}{1 + R_2 / R_1} \quad (6.2)$$

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

$$U_{\text{отп}} = E_{\text{он}} + \frac{U_{\text{нас}}^- - E_{\text{он}}}{1 + R_2 / R_1} \quad (6.3)$$

в котором предполагается, что $U_{\text{нас}}^- < 0$. На основании (6.2) и (6.3) легко определить зону гистерезиса

$$U_z = U_{\text{ср}} - U_{\text{отп}} = \frac{U_{\text{нас}}^+ - U_{\text{нас}}^-}{1 + R_2 / R_1}$$

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_z . В схемах компараторов с ПОС при значительных уровнях помех отсутствуют ложные срабатывания (рис. 6.15).

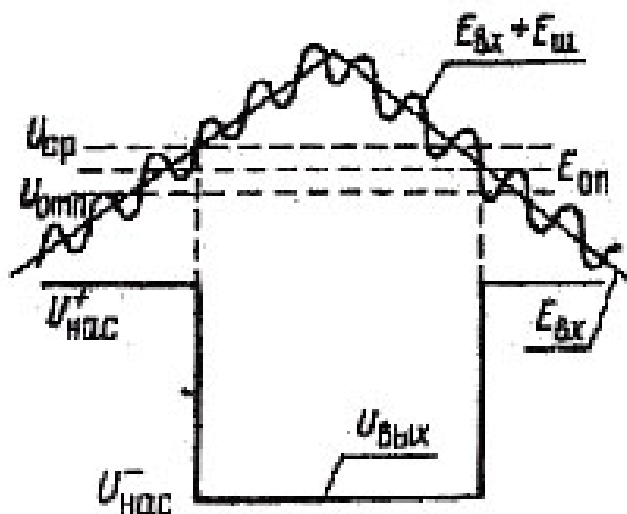


Рис. 6.15. Обработка выходного напряжения компаратором с ПОС при наличии помех

Наряду с повышением помехоустойчивости компаратора положительная обратная связь приводит к увеличению скорости его переключения за счет возникновения регенеративного процесса. Пусть, например, $E_{\text{вх}} < U_{\text{ср}}$. Тогда дифференциальный сигнал на входе ОУ $V_{\text{д}} < 0$ ($V_{\text{д}} = E_{\text{вх}} - U_{\text{ср}}$) и $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$. Если теперь $E_{\text{вх}}$ ста-

нет несколько больше U_{cp} , 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 разработанные 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.

6.4.2. Мультивибраторы

Операционные усилители удобно использовать при построении мультивибраторов, работающих как в ждущем, так и в автоколебательном режимах.

На рисунке 6.16 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

$$U_{cp} = \frac{U_{нас}^+ R_1}{R_1 + R_2} > 0; \quad (6.4)$$

$$U_{отп} = \frac{U_{нас}^- R_1}{R_1 + R_2} < 0. \quad (6.5)$$

Операционный усилитель в этой схеме охвачен отрицательной обратной связью, реализованной с помощью пассивной интегрирующей RC-цепи.

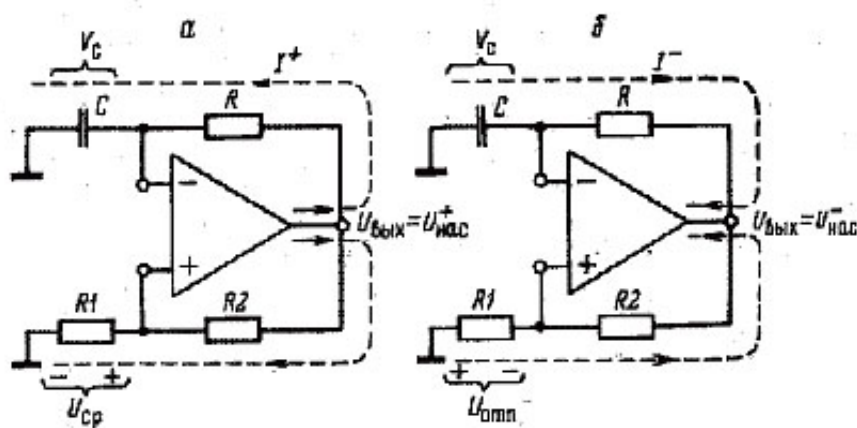


Рис. 6.16. Направления токов автоколебательного мультивибратора для полупериодов t_1 (а) и t_2 (б)

Работа схемы сводится к следующему. Когда $U_{\text{вых}} = U_{\text{нас}}^+$ (рис. 6.16а), происходит заряд конденсатора C с постоянной времени $\tau = RC$. До тех пор, пока напряжение на конденсаторе V_C остается ниже порога срабатывания компаратора $U_{\text{ср}}$, определяемого из (6.4), 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 из (6.5). С этого момента начинается перезаряд конденсатора (с той же постоянной времени) который стремится к величине $U_{\text{нас}}^-$ (рис. 6.16б). 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. 6.16а), 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 перерос компаратора, и т.д.

Проиллюстрируем работу мультивибратора в течение одного периода с помощью временной диаграммы (рис. 6.17). 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 $T = t_1 + t_2$.

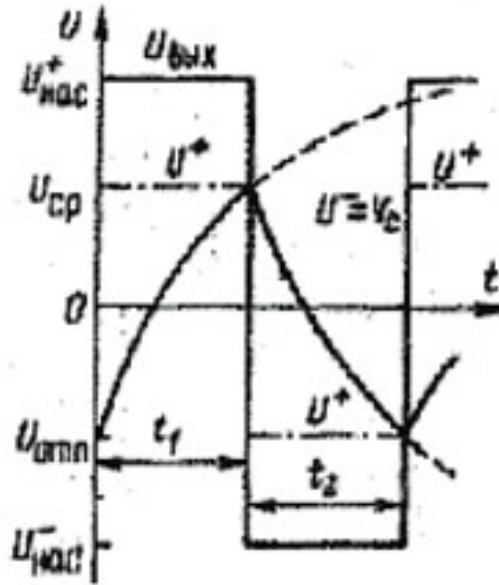


Рис. 6.17. Формы напряжений на входах ОУ и выходе мультивибратора

Интервал t_1 (t_2) определяется временем перезарядка конденсатора с постоянной времени $\tau=RC$ от значения $U_{отп}$ до $U_{ср}$ ($U_{ср}$ до $U_{отп}$). Эти величины нетрудно найти, воспользовавшись решением дифференциального уравнения

$$\frac{dV_c}{dt} = \frac{E - V_c}{RC} \quad (6.6)$$

при соответствующих начальных условиях:

$$V_c(t) = E + [V_c(0) - E] \cdot e^{\frac{-t}{RC}}. \quad (6.7)$$

Положив в (6.7) для полупериода t_1 значения $E = U_{нас}^+$, $V_c(0) = U_{отп}$, $t = t_1$, $V_c(t_1) = U_{ср}$, а для полупериода t_2 — $E = U_{нас}^-$, $t = t_2$, $V_c(0) = U_{ср}$, $V_c(t_2) = U_{отп}$, получим уравнения относительно t_1 и t_2 , из которых последние легко получить в виде

$$t_1 = RC \cdot \ln \frac{(R_1 + R_2)U_{нас}^+ - R_1U_{нас}^-}{R_2U_{нас}^+};$$

$$t_2 = RC \cdot \ln \frac{(R_1 + R_2)U_{нас}^- - R_1U_{нас}^+}{R_2U_{нас}^-}.$$

Если $U_{нас}^+ = -U_{нас}^-$, то $t_1 = t_2$ и период

$$T = 2RC \ln(1 + 2 R_1 / R_2).$$

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, а также организовать цепь запуска (рис. 6.18).

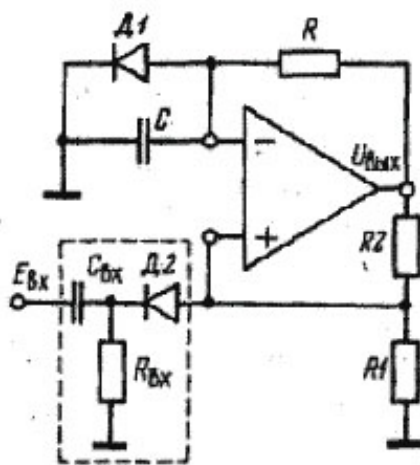


Рис. 6.18. Ждущий мультивибратор

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 ($\sim 0,6$ 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 одновибратора.

Цепь запуска одновибратора, состоящая из дифференцирующей $R_{\text{вх}}C_{\text{вх}}$ -цепи и диода Д2, предназначена для подачи входных сигналов произвольной длительности с целью перевода одновибратора в квазиустойчивое 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 одновибратора. Если амплитуда входного сигнала превосходит величину порога срабатывания компаратора $U_{ср}$, то последний перебрасывается в противоположное (квазиустойчивое) состояние, так как 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 отпущения 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 $U_{нас}^-$. Как и в схеме автоколебательного мультивибратора, когда напряжение на конденсаторе по абсолютной величине станет чуть больше порога отпущения компаратора, ОУ переключится в состояние $U_{вых} = U_{нас}^+$. По цепи ПОС на входе «+» установится порог $U_{ср}$, 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 (6.7) $t = \tau$, $E = U_{нас}^-$, $V_c(\tau) = R_1/(R_1+R_2)$, $V_c(0) = V_{c0}$. Тогда

$$\tau = RC \ln \left[\frac{U_{нас}^- - V_{c0}}{U_{нас}^-} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \right], \quad (6.8)$$

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 $\tau = R \cdot C \cdot R_1/R_2$. 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.

6.5. Примеры применения операционных усилителей

6.5.1. Неинвертирующий сумматор

Рассмотрим на конкретном примере (рис.6.19а).

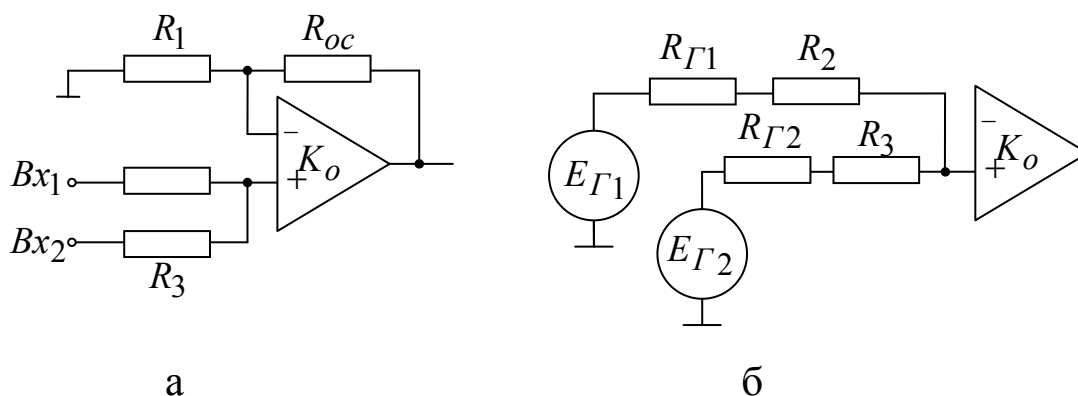


Рис. 6.19. Неинвертирующий сумматор,

а) $R_1 = R_2 = R_3 = R_{oc} = 100 \text{ кОм}$; б) полная схема входной цепи

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 (рисунке 6.19б).

Поскольку входное сопротивление ОУ близко к бесконечности, получается, что сигнал, например с первого генератора, поступает на резистивный делитель $R_{Г1} - R_2 - R_3 - R_{Г2}$, а снимается на входе с цепочки $R_3 - R_{Г2}$. Пренебрегая сопротивлениями ис-

точников, 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 $\frac{R_{oc}}{R_1}$.

6.5.2. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель показан на рисунке 6.20.

Коэффициент усиления по инвертирующему входу $K_u = \frac{R_{oc}}{R_1} = 10$, по неинвертирующему – $K_u = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1} = 11$. Так как на неинвертирующем входе сигнал снимается с резистивного дели-

теля $R_2 - R_3$, имеющего коэффициент передачи $K_{\partial} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{10}{11}$, то общий коэффициент передачи усилителя получается равным:

$$K_{u_{общ}} = K_{\partial} \cdot K_u = \frac{10}{11} \cdot 11 = 10,$$

то есть мы получаем равенство коэффициентов усиления по обоим входам.

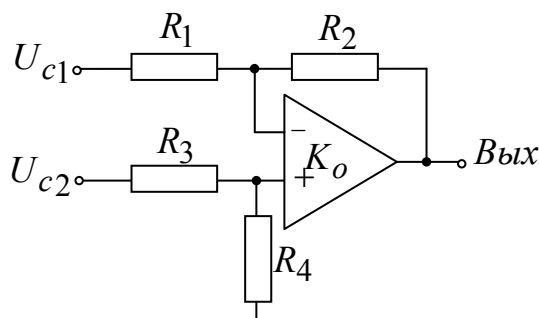


Рис. 6.20 Дифференциальный усилитель,
 $R_1 = R_3 = 1 \text{ кОм}$, $R_2 = R_4 = 10 \text{ кОм}$.

Попробуйте самостоятельно определить входные сопротивления схемы по обоим входам.

6.5.3. 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 рисунке 6.21а, при $R_1 = R$,

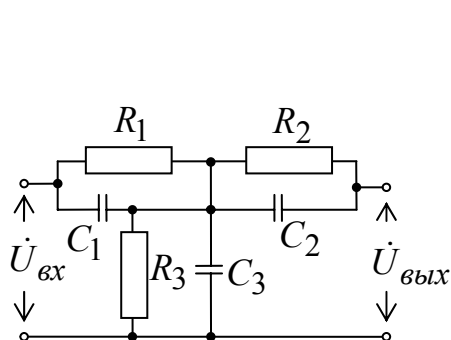
$R_2 = R$, $R_3 = \frac{R}{2}$, $C_1 = C$, $C_2 = C$, $C_3 = 2C$ частота квазирезонанса

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC}.$$

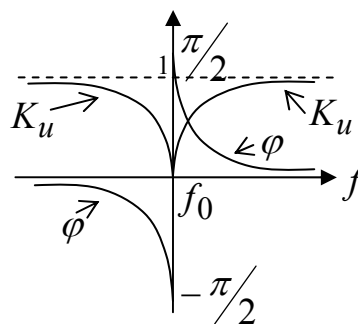
На частоте f_0 мост не работает, ООС отсутствует, и общий коэффициент усиления схемы определяется лишь схемой неинвертирующего усилителя:

$$K_u = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}.$$

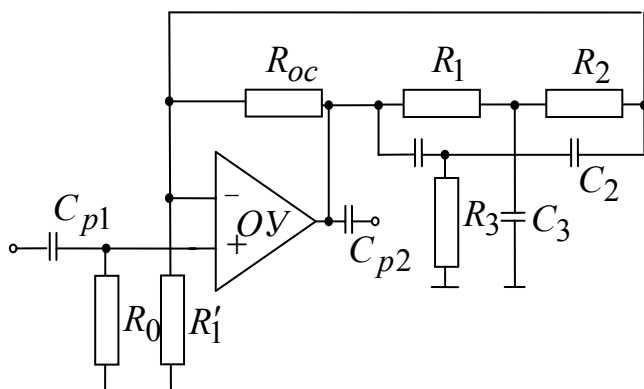
А если частота сигнала сильно отличается от f_0 , то коэффициент передачи моста стремится к единице, и мы получаем сто-процентную отрицательную обратную связь. Общий коэффи-циент передачи схемы в этом случае равен единице.



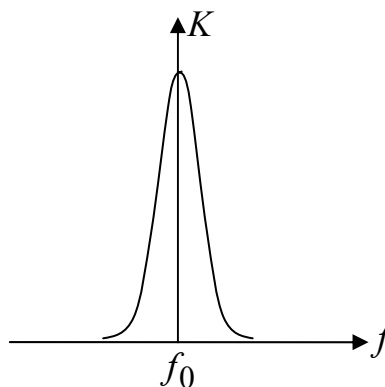
а



б



в



г

Рис. 6.21

На рисунке 6.21г показана амплитудно-частотная характери-стика коэффициента передачи квазирезонансного усилителя.

6.5.4. Генератор синусоидальных колебаний

Известно, что для построения генераторов на основе усилителей необходимо выполнение условий баланса фаз и баланса амплитуд:

$$\varphi_y + \varphi_{oc} = 2\pi n,$$

$$|\dot{K}_y| \cdot |\dot{K}_{oc}| \geq 1,$$

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° , то есть π .

Примером такой цепи является схема, изображенная на рисунке 6.22в.

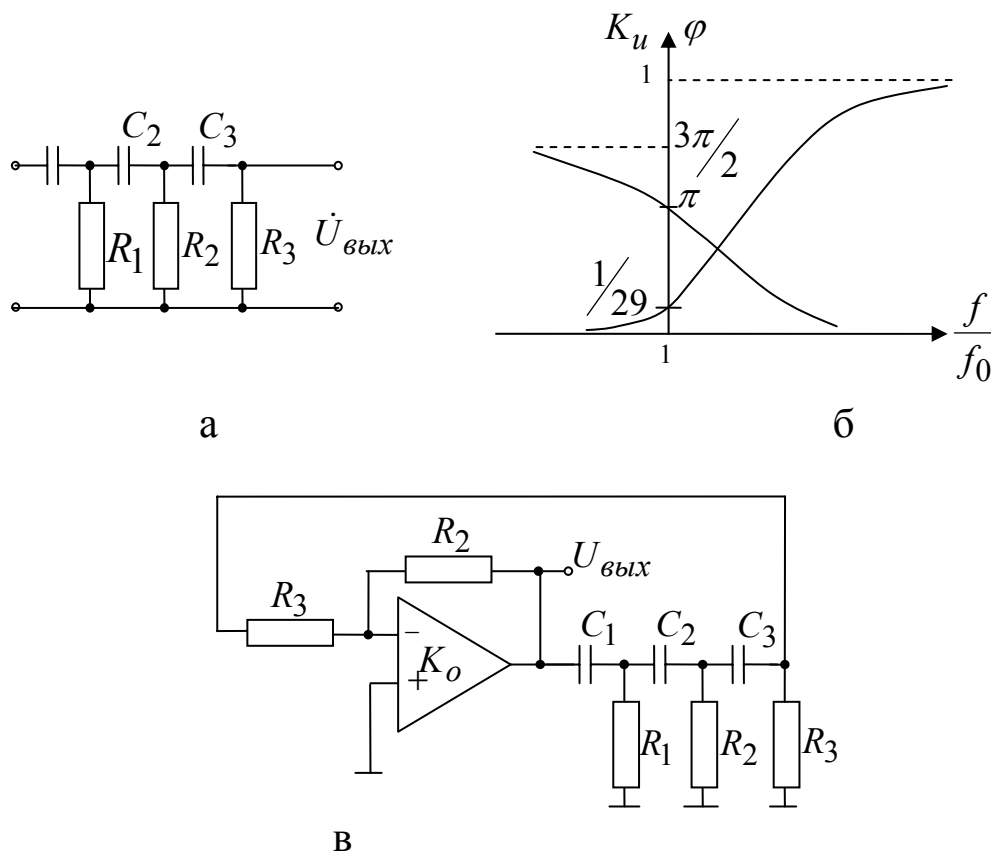


Рис. 6.22

Это трехзвенный Г-образный RC-фильтр. Так как на одном звене невозможно получить фазовый сдвиг больше 90° , то 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 (то есть потенциалы входов одинаковы), то на эквивалентной схеме мы получим $R_3 \parallel R_0$. Иначе говоря, 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, так как 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 рисун-

ке 6.23б показана последовательно-параллельная схема моста Вина.

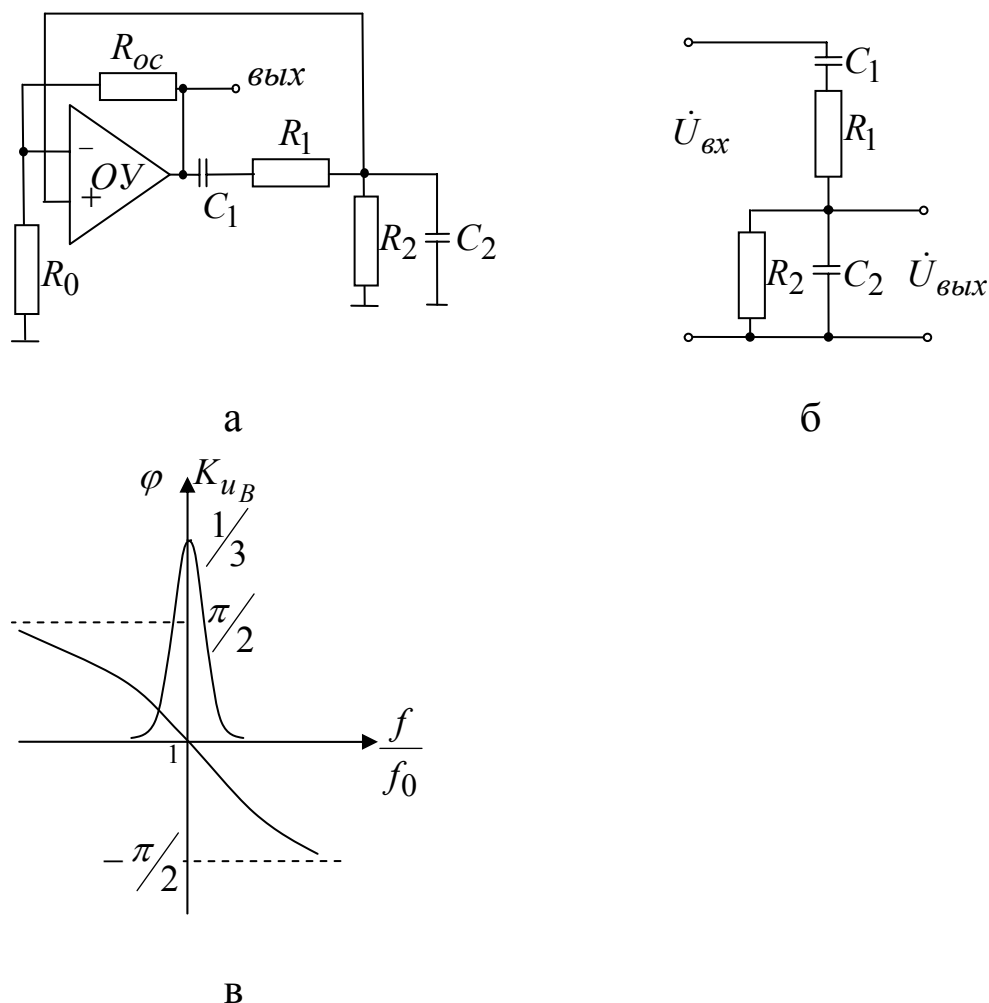


Рис. 6.23

На f_0 $\varphi = 0$, а $K_{uB} = \frac{1}{3}$ (см. рис. 6.23в). Так как нет фазового сдвига в цепи, то ОУ тоже не должен давать сдвига, и цепь ОС должна подключаться к неинвертирующему входу (рис. 6.23а). Для баланса амплитуд K_u должен быть не менее трех. Обычно $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$, то есть $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC}$. При разных значениях R и C $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$.

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?

Задачи для самостоятельного решения

Задачи к главе I

Задача 1.1. В схеме, показанной на рисунке 1.4а, используется делитель в цепи базы транзистора, имеющего $\beta = 49$. Найти напряжение U_K , токи I_B , I_K и I_E , если $R_1 = 100 \text{ кОм}$; $R_2 = 51 \text{ кОм}$; $R_K = 2 \text{ кОм}$; $R_E = 0,51 \text{ кОм}$; $E_K = 15 \text{ В}$.

Подсказка. Преобразовать схему к виду, показанному на рисунке 1.4б.

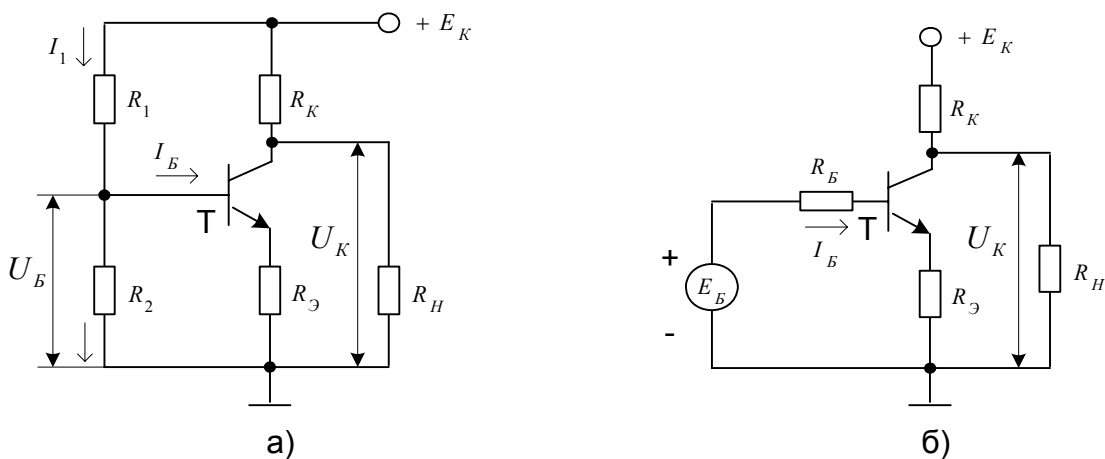


Рис.1.4

Задача 1.2. Транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 49$ используется в схеме на рисунке 1.5. 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 . $R_B = 200 \text{ кОм}$; $R_K = 2 \text{ кОм}$; $E_K = 20 \text{ В}$.

Подсказка. $U_{БЭ} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E}{I_{E0}}$.

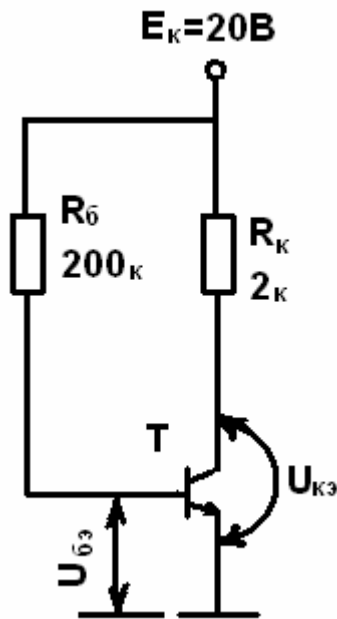


Рис. 1.5

Задача 1.3. Дана схема (рис. 1.6). Преобразовав ее, включив на выходе генератора тока ключ, найти напряжение на коллекторе при замкнутом и разомкнутом ключе К, если $R_K = 5,1k\Omega$; $R_б = 10k\Omega$; $E_K = 20V$, $E_б = 1V$. Транзистор имеет $\beta = 49$, а обратный ток коллекторного перехода $10\mu A$ при $U_{КБ} = 0$.

Задачи к главе II

Задача 2.1. В каскаде ОЭ (рис. 2.10) используется транзистор, у которого $h_{11Э} = 800 \Omega$; $h_{12Э} = 5 \cdot 10^{-4}$; $h_{21Э} = 49$; $h_{22Э} = 80 \mu S$. Найти коэффициенты усиления по напряжению и по току, входное и выходное сопротивления если

$R_r = 1k\Omega$; $R_K = 5,1k\Omega$; $R_э = 510\Omega$; $R_H = 10k\Omega$; Решить задачу с учетом и без учета r_K^* .

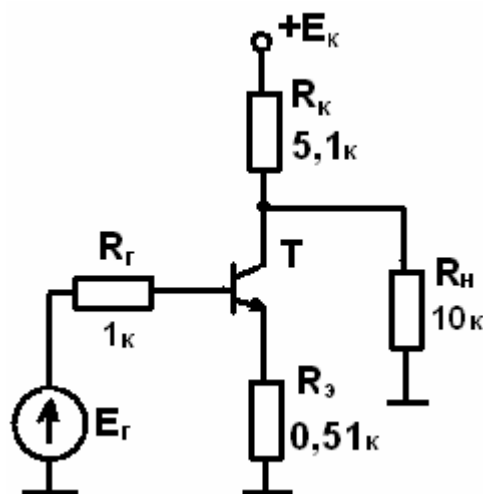


Рис. 2.10

Задача 2.2. Найти усилительные параметры каскада, показанного на рисунке 2.10, если он нагружен на аналогичный каскад и если генератором является такой же каскад.

Задача 2.3. Найти коэффициент усиления K_U и верхнюю граничную частоту усилителя ОЭ (рис. 2.14), в котором использован транзистор со следующими параметрами: $\beta = 49$; $f_{h_{21Э}} = 5$ МГц; $r_{Э} = 25$ Ом; $r_{Б} = 150$ Ом; $r_{К}^* = 30$ кОм; $C_K = 5$ пФ. Номиналы резисторов и рис. взять из задачи 2.1.

Задача 2.4. Для схемы (рис. 2.14.) найти нижнюю граничную частоту и постоянную времени делителя, если $C_1 = C_2 = 1$ мкФ.

Задача 2.5. Для схемы задачи 2.3 определить частоты, на которых $M_B = M_H = 1,1$.

Задачи к главе III

Задача 3.1. Рассчитать входное сопротивление, коэффициенты усиления по напряжению, по току и по мощности, а также выходное сопротивление для схемы усилителя с общим коллектором (рис. 3.1), в которой использован транзистор со следующими характеристиками: $h_{21Б} = 0,985$; $h_{11Б} = 25$ Ом; $h_{12Б} = 0,2 \cdot 10^{-3}$, $h_{22Б} = 1$ мкСм. Остальные сведения о схеме приведены на рисунке 3.1.

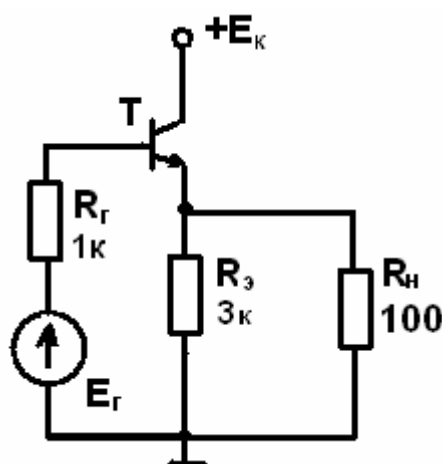


Рис. 3.1

Задача 3.2. В усилительном каскаде с общим коллектором установлены разделительные конденсаторы (рис. 3.2). C_1 и C_2 . Параметры транзисторов: $\beta = 80$; $r_{э} = 5$ Ом, $r_{б} = 50$ Ом, $r_{к} = 10$ кОм.

Найти коэффициент передачи усилителя и сдвиг фазы выходного сигнала относительно входного синусоидального сигнала частотой 100 Гц.

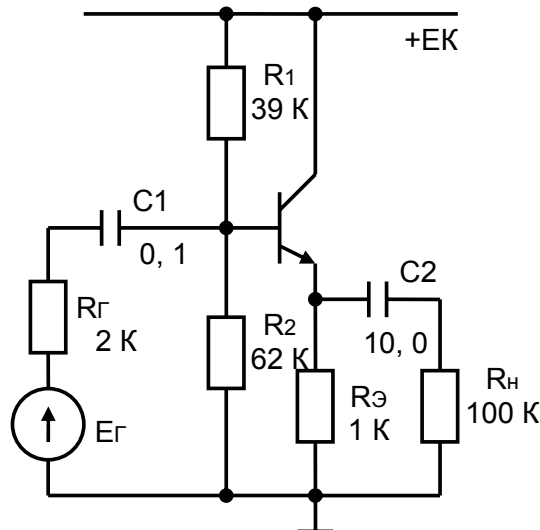


Рис. 3.2

Задача 3.3. В схеме с общей базой (рис. 3.3) элементы характеризуются следующим образом. Параметры транзистора: $h_{21Б} = 0,99$; $h_{12Б} = 10^{-4}$; $h_{22Б} = 1$ мкСм; $h_{11Б} = 30$ Ом. Резисторы: $R_{Э} = 200$ Ом; $R_K = 1$ кОм; $R_H = 10$ кОм; $R_T = 100$ Ом. Найти усиленные параметры $R_{вх}$, K_U , K_I , $R_{вых}$.

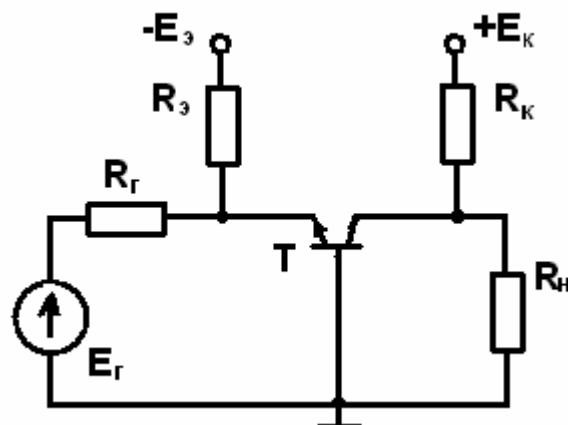


Рис. 3.3

Задача 3.4. Какова верхняя граничная частота усилителя с общей базой (рис.3.4), в котором использован транзистор со сле-

дующими параметрами: $\alpha = 0,98$; $f_{h21Б} = 5$ МГц; $r_{Э} = 25$ Ом; $r_{Б} = 150$ Ом; $r_{К} = 1,5$ МОм; $C_{К} = 5$ пФ? Элементы: $R_{Г} = 100$ Ом; $R_{Э} = 6,2$ кОм; $R_{К} = 2$ кОм; $R_{Н} = 5$ кОм, $C_{P1} = C_{P2} = 1$ мкФ.

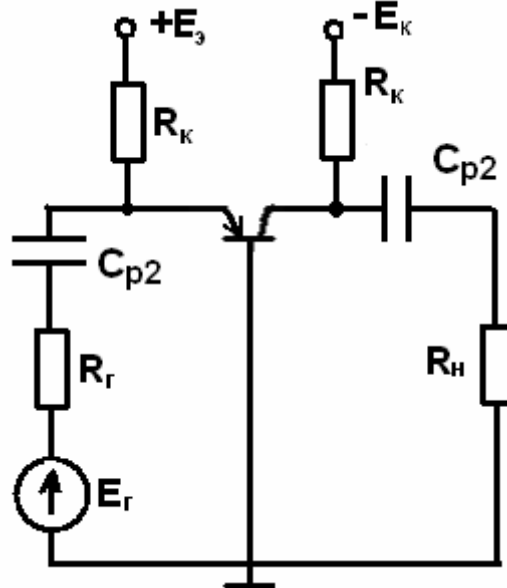


Рис. 3.4

Задача 3.5. На рисунке 3.5 представлен усилительный каскад с общим истоком (ОИ) на полевом транзисторе с р-п переходом. Определить усилительные параметры этой схемы, если крутизна стокзатворной характеристики $S = 10$ мА / В.

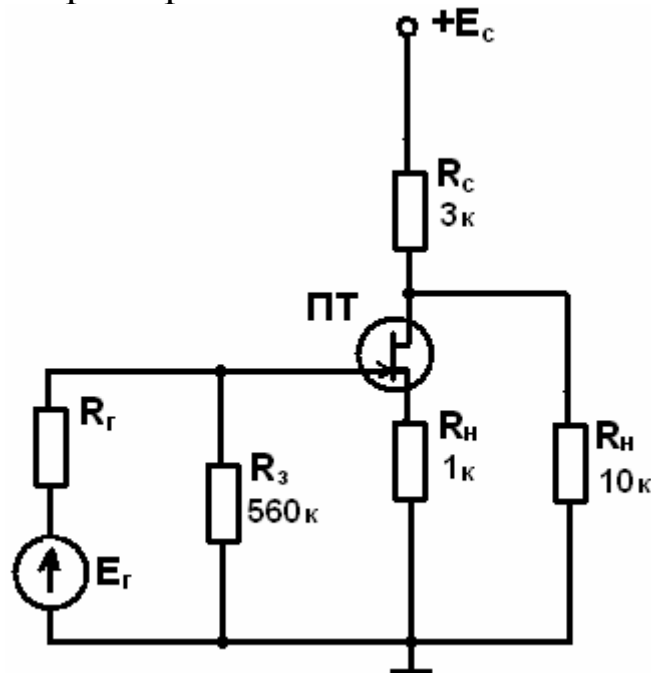


Рис. 3.5

Задача 3.6. В схеме истокового повторителя на полевом транзисторе с р-п переходом (рис. 3.6) использован транзистор с крутизной стокзатворной характеристики 12 мА / В . Определить усилительные параметры истокового повторителя.

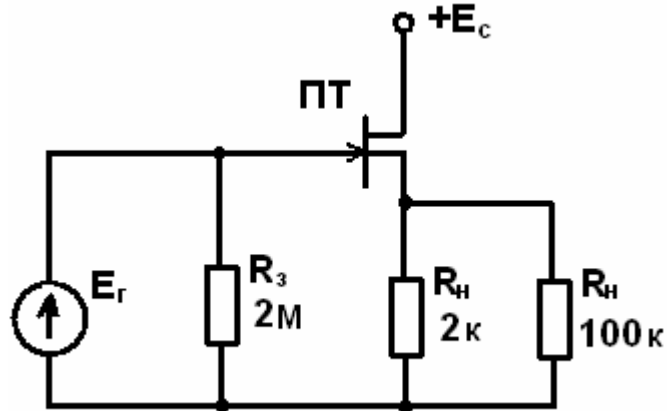


Рис. 3.6

Задачи к главе IV

Задача 4.1. Составьте эквивалентную схему эмиттерного повторителя на составном транзисторе. Что дает схема Дарлингтона?

Задача 4.2. На рисунке 4.1 представлена 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 $U_{\text{вх2}} = 1,1 \text{ В}$.

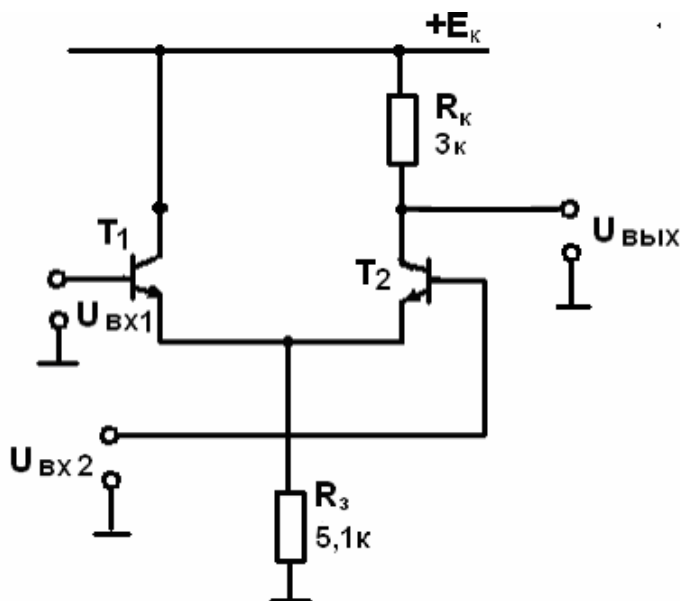


Рис. 4.1

Подсказка. В схеме усилителя два входа. Сигналы на выход идут разными путями. В линейных устройствах действует принцип суперпозиции.

Задача 4.3. На рисунке 4.2 предоставлен каскодный усилитель. Транзисторы T_1 и T_2 идентичны и имеют параметры: $\beta = 49$; $r_{\text{э}} = 10 \text{ Ом}$; $r_{\text{б}} = 80 \text{ Ом}$; $r_{\text{к}} = 1 \text{ Мом}$. Другие элементы схемы: $R_{\text{г}} = 10 \text{ кОм}$; $R_{\text{к}} = 5,1 \text{ кОм}$; $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$; $R_{\text{э}} = 200 \text{ Ом}$. Определить усилительные параметры схемы: K_{U} , K_{I} и K_{P} .

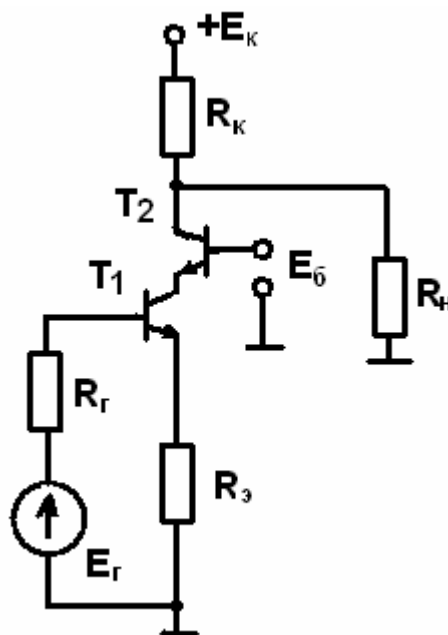


Рис. 4.2

Задача 4.4. Каскодный усилитель построен (рис. 4.3) на однотипных транзисторах со следующими параметрами: $\alpha = 0,99$; $r_{\text{э}} = 20 \text{ Ом}$; $r_{\text{б}} = 120 \text{ Ом}$; $r_{\text{к}} = 2 \text{ МОм}$; $f_{\alpha} = 200 \text{ МГц}$; $C_{\text{к}} = 1 \text{ пФ}$. Найти модуль коэффициента передачи на частоте 10 МГц .

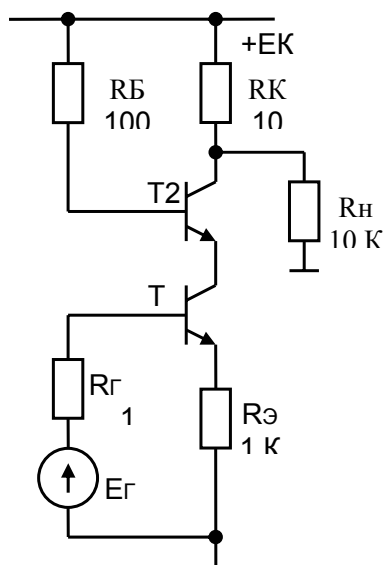


Рис. 4.3

Задачи к главе V

Задача 5.1. На рисунке 5.1 представлена схема дифференциального усилителя. Транзисторы идентичны и имеют следующие параметры: $\beta = 100$; $r_{Э} = 100$ Ом. Чему равно напряжение на нагрузке R_H , если $U_{BX1} = 1$ В, а $U_{BX2} = 1,1$ В?

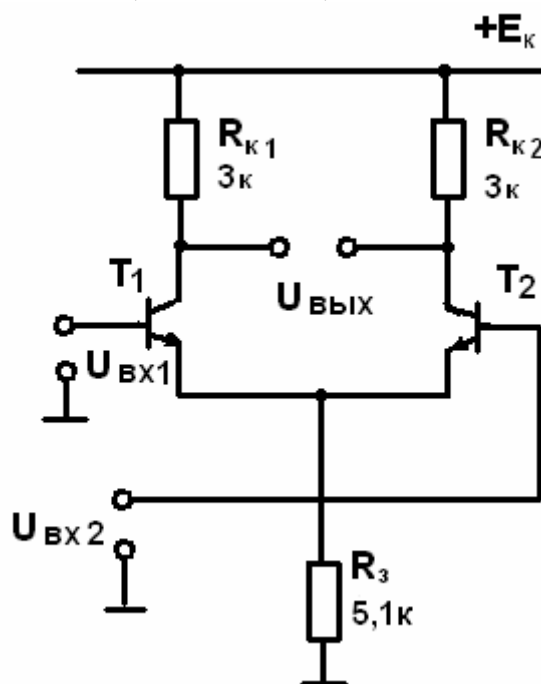


Рис. 5.1

Задача 5.2. В схеме, показанной на рисунке 5.1, плечи дифференциального усилителя неидентичны: $R_{K1} = 3 \text{ кОм}$, $R_{K2} = 3,1 \text{ кОм}$. Чему равно напряжение на выходе дифференциального усилителя при $U_{BX1} = +1 \text{ В}$, $U_{BX2} = +1,1 \text{ В}$?

Задачи к главе VI

Задача 6.1. В схеме на рисунке 6.1 найти выходное напряжение $U_{ВЫХ}$ и ток в цепи обратной связи $I_{o.c}$ для двух значений E_r ; $E_{r1} = 0,2 \text{ В}$ и $E_{r2} = 1 \text{ В}$. Найти предельное значение E_r пр определяющее границу линейности схемы.

Задача 6.2 В схеме на рисунке 6.1 используется операционный усилитель со следующими данными: коэффициент усиления $K_{OY} = 50 \cdot 10^3$; входное сопротивление $R_{BXOY} = 1 \text{ МОм}$; выходное сопротивление $R_{ВЫХОY} = 100 \text{ Ом}$. Параметры схемы: $R_0 = 5,1 \text{ кОм}$; $R_H = 10 \text{ кОм}$. Найти усилительные параметры схемы – коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления.

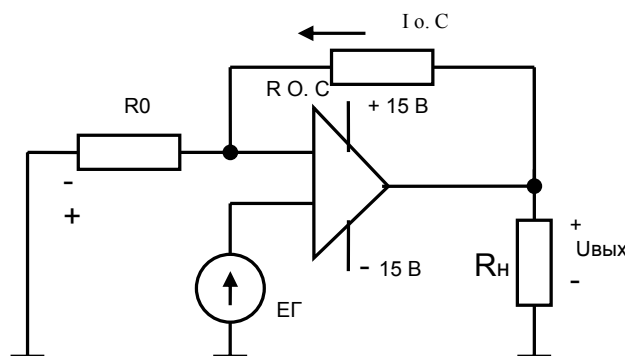


Рис. 6.1

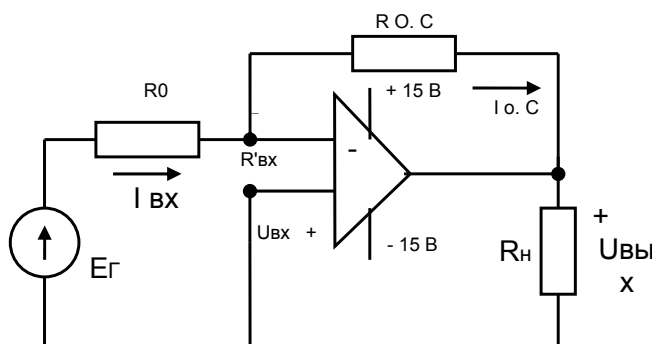


Рис. 6.2

Задача 6.3. В схеме на рисунке 6.2 ОУ имеет $K_{oy}=50 \cdot 10^3$, $R_{ex.OY}=1MO\Omega$, $R_{вых.OY}=100O\Omega$, $R_0=5,1kO\Omega$, $R_{oc}=100kO\Omega$, $R_H=10kO\Omega$, . Найти коэффициент передачи усилителя, его входное и выходное сопротивления, сопротивление в точке А.

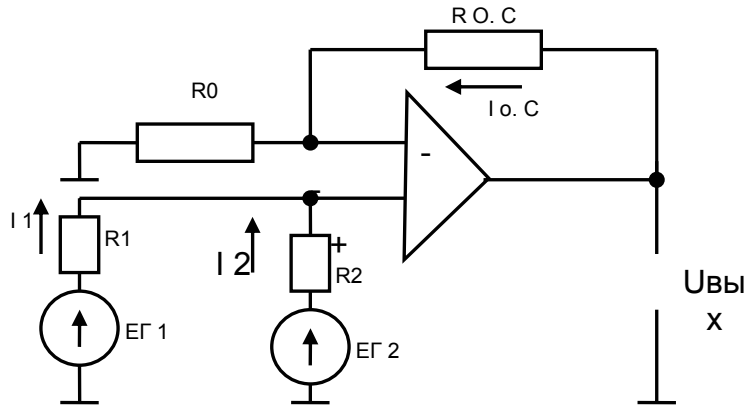


Рис. 6.3

Задача 6.4. В схеме на рисунке 6.3 $E_{r1} = E_{r2} = 1B$ $R_1 = R_2 = 10kO\Omega$; $R_{o.c} = 100kO\Omega$. Чему равны напряжения на инвертирующем входе $U_{пх}$ и выходе $U_{вых}$? Чему равен ток в цепи обратной связи $I_{o.c}$? Считать операционный усилитель идеальным.

Подсказка. $I_{oc} = \frac{U_{вых} - U_{пх}}{R_{oc}}$.

Задача 6.5. В схеме на рисунке 6.4 $E_{r1} = 1B$; $E_{r2} = -2B$; $R_1 = 10 kO\Omega$; $R_2 = 20 kO\Omega$. Определить напряжение на выходе $U_{вых}$ и ток в цепи обратной связи $I_{o.c}$. Как изменится ток $I_{o.c}$, если сопротивление $R_{o.c}$ увеличится в двое?

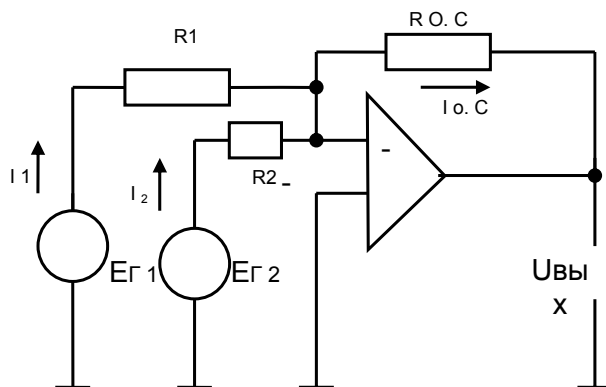


Рис.6.4

Задача 6.6. Дополните схему (рис. 6.1) такими элементами, чтобы получить неинвертирующий повторитель. Докажите, что $K_U = 1$.

Примеры решения задач

Примеры решения задач к главе I

Задача 1.2. Транзистор с коэффициентом передачи тока базы $\beta = 49$ используется в схеме на рисунке 1.5. 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 .

Решение. Используя подсказку, приведенную в задаче 1.2 к главе I, вычислим сначала значения токов эмиттера и напряжения на коллекторном переходе в схеме при начальной температуре $T = 20^\circ\text{C}$. Базовый ток для схемы, приведенной на рисунке 1.5, задается источником напряжения E_K и резистором в цепи базы R_B и будет равен

$$I_B \approx E_K / R_B = 20 / (200 \cdot 10^3) = 0,1 \text{ мА}.$$

Вычислим эмиттерный ток по формуле:

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

Получим, что $I_E = (1 + 49)(0,1 + 0,01) \times 10^{-3} = 5,5 \text{ мА}$.

Вычислим напряжение на эмиттерном переходе транзистора:

$$U_{БЭ} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E + I_{E0}}{I_{E0}} \approx \varphi_T \ln \frac{I_E}{I_{E0}} = 0,025 \ln \frac{5,5 \cdot 10^{-3}}{10 \cdot 10^{-6}} \approx 0,157 \text{ В}.$$

Вычислим ток коллектора по формуле $I_K = \beta I_B + I_{K0}(1 + \beta)$ и получим

$$I_K = 49 \cdot 0,1 \cdot 10^{-3} + 10^{-5} \cdot 50 = 5,4 \text{ мА}.$$

Вычислим напряжение коллектор-эмиттер по формуле $U_{КЭ} = E_K - I_K R_K$ и получим:

$$U_{КЭ} = E_K - I_K R_K = 20 - 5,4 \cdot 2 = 9,2 \text{ В}.$$

Проведем аналогичные вычисления для конечной температуры $T = 50^\circ\text{C}$. Учитывая, что при увеличении температуры увели-

чиваются обратные токи переходов, воспользуемся следующей формулой $I_{K0}(T_2) = I_{Э0}(T_2) = I_0(T_1)2^{\Delta T/T_y}$, где $\Delta T = T_2 - T_1 = 50 - 20 = 30^\circ\text{C}$; $T_y = 10^\circ\text{C}$ – температура удвоения; $I_0(T_1)$ – значение теплового тока через переход при T_1 .

Подставив значения в формулу, получим значение обратного тока при новой температуре:

$$I_0(50^\circ\text{C}) = 10^{-5} \cdot 2^{30/10} = 80 \text{ мкА}.$$

Вычислим значение температурного потенциала φ_T :

$$\varphi_T = T / 11600 = 323 / 11600 \approx 0,028 \text{ В}.$$

Вычислим падение напряжения на эмиттерном переходе:

$$U_{БЭ} \approx 0,028 \ln \frac{5,5 \cdot 10^{-3} + 80 \cdot 10^{-6}}{80 \cdot 10^{-6}} \approx 0,119 \text{ В}.$$

Видим, что напряжение на эмиттерном переходе уменьшилось. А значение тока коллектора будет равно

$$I_K = 4,9 \cdot 10^{-3} + 80 \cdot 10^{-6} \cdot 50 = 8,9 \text{ мА}.$$

С ростом коллекторного тока напряжение на участке коллектор-эмиттер уменьшается и будет равно

$$U_{КЭ} = 20 - 8,9 \cdot 2 = 2,2 \text{ В}.$$

Задача 1.4. В схеме, приведенной на рисунке 1.4а, транзистор имеет $\beta = 49$. Найти постоянное напряжение на коллекторе транзистора U_K , если $R_1 = 100 \text{ кОм}$; $R_2 = 51 \text{ кОм}$; $R_K = 5,1 \text{ кОм}$; $R_Э = 0,51 \text{ кОм}$; $E_K = 20 \text{ В}$.

Решение. Первым шагом попытаемся преобразовать схему к более удобному виду (см. на рис. 1.4б.) Из полученной схемы получим, что

$$E_B = E_K R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$$

$$I_B = E_B / (R_B + (\beta + 1) R_Э),$$

Чтобы найти постоянное напряжение на коллекторе транзистора, воспользуемся формулой $U_K = E_K - I_K R_K$.

Ток коллектора находим по формуле $I_K = \beta I_B + I_{KO}^*$, ток базы – по формуле, через вычисление R_B и E_B . Произведем вычисления:

$$R_B = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 51 \cdot 100 / (51 + 100) \cdot 10^3 = 33,8 \text{ кОм};$$

$$E_B = E_K R_2 / (R_1 + R_2) = 15 \cdot 51 \cdot 10^3 / [(51 + 100) \cdot 10^3] = 5,066 \text{ В}.$$

$$I_B = 5,066 / (33,8 \cdot 10^3 + 50 \cdot 0,51 \cdot 10^3) = 0,085 \text{ мА}.$$

Итак, получили, что постоянное напряжение на базе транзистора равно:

$$U_B = E_B - I_B R_B = 5,066 - 0,085 \cdot 33,8 = 2,193 \text{ В}.$$

А ток коллектора равен:

$$I_K = \beta I_B + I_{KO}^* = 49 \cdot 0,085 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-6} (1 + 49) = 4,665 \text{ мА}.$$

Получили, что постоянное напряжение на коллекторе равно:

$$U_K = E_K - I_K R_K = 20 - 4,665 \cdot 5,1 = 15,7915 \text{ В}.$$

Примеры решения задач к главе II

Задача 2.1. В каскаде ОЭ (рис. 2.11) 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

$$R_{\Gamma} = 1 \text{ кОм}; R_K = 5,1 \text{ кОм}; R_{Э} = 510 \text{ Ом}; R_H = 10 \text{ кОм};$$

Решить задачу с учетом и без учета r_K^ .*

Решение. Для решения задачи воспользуемся следующими соотношениями:

$$K_U = -\beta R_{KH} / (R_{\Gamma} + R_{BX}), R_{KH} = R_K \parallel R_H = R_K R_H / (R_K + R_H), R_{ВЫХ} = R_K \parallel r_K^* (1 + \beta \gamma_B), \gamma_B = R_{Э} / (R_{Э} + R_{\Gamma}), R_{BX} = r_B + (r_{Э} + R_{Э})(1 + h_{21Э}) = r_B + r_{Э}(1 + h_{21Э}) + R_{Э}(1 + h_{21Э}), r_B + r_{Э}(1 + h_{21Э}) = h_{11Э}.$$

$$\text{Вычислим } R_{BX} = h_{11Э} + (1 + h_{21Э}) R_{Э}.$$

Подставим параметры, приведенные в условии задачи и получим, что

$$R_{BX} = 800 + 49 \cdot 0,51 \cdot 10^3 = 25,8 \text{ кОм}.$$

Найдем выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} = R_K \parallel r_K^* (1 + \beta \gamma_B),$$

где $\gamma_B = R_{Э} / (R_{Э} + R_{\Gamma})$ – коэффициент токораспределения в базе транзистора; $r_K^* = 1/h_{22Э}$ – дифференциальное сопротивление коллекторного перехода.

Подставим данные:

$$r_K^* (1 + \beta \gamma_B) = \frac{1}{80 \cdot 10^{-6}} \left[1 + 49 \frac{0,51 \cdot 10^3}{(1 + 5,1) \cdot 10^3} \right] \approx 200 \text{ кОм}.$$

Окончательно имеем, что

$$R_{ВЫХ} = 5,1 \cdot 10^3 \parallel 200 \cdot 10^3 = 5,1 \cdot 200 / (5,1 + 200) \cdot 10^3 \approx 4,9 \text{ кОм};$$

$$R_{ВЫХ} \approx R_K.$$

Вычислим коэффициент передачи по напряжению $K_U = -\beta R_{KH} / (R_r + R_{BX})$,

где $\beta \approx h_{21Э}$ – коэффициент передачи тока базы;

$R_{KH} = R_K \parallel R_H = R_K R_H / (R_K + R_H)$ – эквивалентное сопротивление в цепи коллектора.

Получим, что

$K_U = -48 \frac{5,1 \cdot 10}{5,1 + 10} 10^3 / [(1 + 25,8) \cdot 10^3] = -6,05$. Знак минус говорит об инверсии сигнала.

Рассчитаем коэффициент усиления по току

$$K_I = \beta \frac{R_r}{R_r + R_{BX}} \frac{R_K}{R_K + R_{BX}} = 48 \frac{10^3}{(1 + 25,8) \cdot 10^3} \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,1 + 10) \cdot 10^3} = 0,6.$$

Задача 2.2. Найти усилительные параметры каскада, показанного на рисунке 2.11, если он нагружен на аналогичный каскад.

Решение. В качестве нагрузки усилительного каскада следует рассматривать входное сопротивление второго каскада. Из решения задачи 2.1 имеем, что

$$R_H = R_{BX2}.$$

Рассчитаем коэффициенты усиления по току и напряжению, воспользовавшись вышеприведенными формулами. Получим, что:

$$K_U = -48 \frac{5,1 \cdot 25,8}{5,1 + 25,8} 10^3 / [(1 + 25,8) \cdot 10^3] = -7,75;$$

$$K_I = 48 \frac{10^3}{(1 + 25,8) \cdot 10^3} \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,1 + 25,8) \cdot 10^3} \approx 0,3.$$

Задача 2.3. Найти коэффициент усиления K_U и верхнюю граничную частоту усилителя ОЭ (рис. 2.14), в котором использован транзистор со следующими параметрами: $\beta = 49$; $f_{h21Э} = 5$ МГц; $r_{Э} = 25$ Ом; $r_B = 150$ Ом; $r_K^* = 30$ кОм; $C_K = 5$ пФ. Номиналы резисторов и рис. взять из задачи 2.1.

Решение. Воспользуемся определением верхней граничной частоты усилителя ОЭ. Знаем, что она может вычисляться через постоянную времени в области верхних частот:

$$f_b = 1 / (2\pi\tau_b) ; \tau_b = (\tau_\beta + \tau_K) / (1 - \beta\gamma_b),$$

здесь $\gamma_b = (r_\beta + R_\beta) / (R_\Gamma + r_\beta + r_\beta + R_\beta)$ – коэффициент токораспределения в цепи базы, $\tau_\beta = 1 / \omega_\beta = 1 / (2\pi f_{h21\beta})$ – постоянная времени коэффициента передачи тока базы; $\tau_K = C_K^* (r_K^* || R_{KH})$ – постоянная времени коллекторной цепи.

Вычислим $\tau_K = C_K^* (r_K^* || R_{KH})$.

Здесь $R_{KH} = (R_K R_H) / (R_K + R_H) = (3 \cdot 10) / (3 + 10) \cdot 10^3 \approx 2,3$ кОм, так как $r_K^* \gg R_{KH}$, то $\tau_K \approx C_K^* R_{KH} = C_K (1 + \beta) R_{KH} = 5 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 2,3 \cdot 10^3 \approx 0,58 \cdot 10^{-6}$ с.

$$\tau_\beta = 1 / (2\pi f_{h21\beta}) = 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 10^3) \approx 1,6 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

$$\gamma_b = (25 + 510) / (10^3 + 150 + 25 + 510) = 0,31.$$

$$\tau_b = (1,6 + 0,58) \cdot 10^{-6} / (1 + 49 \cdot 0,31) \approx 0,13 \cdot 10^{-6} \text{ с.}$$

Найдем верхнюю граничную частоту усилителя

$$f_b = 1 / (2\pi\tau_b) = 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 0,13 \cdot 10^{-6}) \approx 1,22 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Вычислим коэффициент усиления по напряжению K_U по формуле

$$K_U = -\beta R_{KH} / (R_\Gamma + R_{BX}) = - (49 \cdot 2,3 \cdot 10^3) / [10^3 + 150 + (25 + 510)(1 + 49)] = - 4,11.$$

Знак минус говорит об инверсии фазы.

Задача 2.6. Для условий, сформулированных в задаче 2.1, определить, в каких пределах изменяется выходное сопротивление каскада при изменении R_{BX} от нуля до бесконечности.

Решение. Воспользуемся следующим выражением:

$$R_{\text{вых}} = R_K || r_K^* \left(1 + \beta \frac{r_\beta + R_\beta}{r_\beta + R_\Gamma + r_\beta + R_\beta} \right).$$

Мы знаем, что r_β , r_β и R_β являются составными элементами входного сопротивления каскада. При $R_{BX} \rightarrow \infty$, формула принимает следующий вид:

$$R_{\text{вых}} = R_K || r_K^* (1 + \beta) = R_K || r_K.$$

При $R_{BX} \rightarrow 0$ получим, что $R_{\text{вых}} \approx R_K || r_K^*$. При данных условиях видно, что выходное сопротивление каскада при изменении R_{BX} от нуля до бесконечности приближается к R_K , но при $R_{BX} \rightarrow \infty$ это приближение точнее.

Примеры решения задач к главе III

Задача 3.5. На рисунке 3.5 представлен усилительный каскад с общим истоком (ОИ) на полевом транзисторе с р-п переходом. Определить усилительные параметры этой схемы, если крутизна стокзатворной характеристики $S = 10 \text{ мА / В}$. Считаем, что S выражается в мА / В , а R в кОм .

Решение. Для определения усилительных параметров каскада применим формулу $K_U = SR_{CH} / (1 + SR_{II})$, которая справедлива, когда резистор R_{II} не зашунтирован блокировочным конденсатором. Воспользуемся формулами для определения входного и выходного сопротивления схемы с общим истоком

$R_{BX} = R_3 \parallel [(R_{ВХИТ} + R_{II})(1 + SR_{II})]$, а также формулой для определения эквивалентного сопротивления в цепи стока $R_{CH} = R_C \parallel R_H$.

Здесь $R_{ВХИТ}$ – входное сопротивление полевого транзистора, достигающее на практике $10^8 - 10^9 \text{ Ом}$. Поскольку $R_3 \ll R_{ВХИТ}$, можно записать

$$R_{BX} \approx R_3 = 560 \text{ кОм}.$$

Итак, коэффициент усиления равен:

$$K_U = 10 \frac{3 \cdot 10}{3 + 10} / (1 + 10 \cdot 1) = 2,1.$$

Найдем выходное сопротивление схемы ОИ:

$$R_{ВЫХ} = R_C \parallel r_C.$$

Здесь r_C - дифференциальное сопротивление канала. Так как r_C достаточно велико и учитывая параллельное включение, можно считать, что $R_{ВЫХ} \approx R_C$.

Задача 3.6. В схеме истокового повторителя на полевом транзисторе с р-п переходом (рис. 3.6) использован транзистор с крутизной стокзатворной характеристики 12 мА / В . Определить усилительные параметры истокового повторителя.

Решение. Определим усилительные параметры каскада, используя следующие формулы: $K_U = [SU_{ЗИ} (R_{II} \parallel R_H)] / [U_{ЗИ} + SU_{ЗИ} (R_{II} \parallel R_H)] = S (R_{II} \parallel R_H) / [1 + S(R_{II} \parallel R_H)]$, $R_{BX} \approx R_3$, $R_{ВЫХ} = R_{II} / (1 + SR_{II})$, $R_{II} \parallel R_H = (2 \cdot 0,1) / (2 + 0,1) = 0,095 \text{ кОм}$;

Проведя соответствующие подстановки, получим, что:

$$K_U = (12 \cdot 0,095) / (1 + 12 \cdot 0,095) \approx 0,53.$$

Входное сопротивление истокового повторителя равно

$$R_{вх} \approx R_3 = 0,2 \text{ МОм.}$$

Найдем выходное сопротивление:

$$R_{вых} = R_{И} / (1 + SR_{И}) = 3 / (1 + 12 \cdot 3) = 0,081 \text{ кОм.}$$

Задача 3.7. Для схемы, описанной в задаче 3.3, найти усиленные параметры каскада, когда нагрузкой схемы служит аналогичный каскад.

Решение. Из условия задачи имеем, что $R_{н} \approx R_{вх} = 26 \text{ Ом.}$

Найдем коэффициенты передачи по току и напряжению K_U и K_I :

$$K_U = 0,99 \frac{10^3 \parallel 26}{10^2 + 26} = \frac{10^3 \cdot 26 / (10^3 + 26)}{10^3 + 26} 0,99 = 0,204;$$

$$K_I = 0,99 \frac{10^2}{10^2 + 26} \frac{10^3}{10^3 + 26} = 0,765.$$

Задача 3.8. Определить верхнюю граничную частоту каскада ОБ (рис. 3.4), в котором использован транзистор со параметрами: $\alpha = 0,98$; $f_{h21Б} = 10 \text{ МГц}$; $r_{э} = 25 \text{ Ом}$; $r_{б} = 150 \text{ Ом}$; $r_{к} = 1,5 \text{ МОм}$; $C_{к} = 5 \text{ пФ}$? Элементы: $R_{г} = 50 \text{ Ом}$; $R_{э} = 6,2 \text{ кОм}$; $R_{к} = 2 \text{ кОм}$; $R_{н} = 5 \text{ кОм}$.

Решение. Воспользуемся формулами: $f_{в} = 1 / (2\pi\tau_{в})$, где $f_{в}$ - верхняя граничная частота схемы ОБ, $\tau_{в}$ - постоянная времени в области верхних частот.

Знаем, что в схеме с ОБ транзистор реализует свои частотные свойства максимально. Верхняя граничная частота усилителя ОБ имеет пределом граничную частоту коэффициента передачи эмиттерного тока $f_{\alpha} \approx f_{h21Б}$. Другим важным фактором, снижающим быстродействие транзистора, является $C_{к}$ - емкость коллекторного перехода; $\tau_{в} = (\tau_{\alpha} + \tau_{к}) / (1 - \alpha\gamma_{э})$,

где τ_{α} - постоянная времени коэффициента передачи α ;

$\tau_{к} = C_{к}(R_{кн} \parallel r_{к})$ - постоянная времени цепи коллектора;

$\gamma_{э} = r_{б} / (r_{б} + R_{г} + r_{э})$ - коэффициент токораспределения в цепи эмиттера.

Найдем коэффициент токораспределения:

$$\gamma_{\Sigma} = 150 / (150 + 50 + 25) \approx 0,67.$$

Подсчитаем постоянную времени коллекторной цепи

$$\tau_K = C_K (R_{KH} \parallel r_K) \approx C_K R_{KH};$$

$$R_{KH} = R_K \parallel R_H = (2000 \cdot 5000) / (2000 + 5000) = 1,43 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$\tau_K = 5 \cdot 10^{-12} \cdot 1,43 \cdot 10^3 = 7,15 \cdot 10^{-9} = 7,15 \text{ нс}.$$

Постоянная времени коэффициента передачи α :

$$\tau_{\alpha} = 1 / (2 \pi f_{h21B}) = 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 10 \cdot 10^6) = 16,42 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Постоянная времени усилителя в области верхних частот:

$$\tau_B = (16,42 + 7,14) \cdot 10^{-9} / (1 - 0,98 \cdot 0,67) = 78,5 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Найдем верхнюю граничную частоту усилителя:

$$f_B = 1 / (1 \cdot 3,14 \cdot 78,5 \cdot 10^{-9}) = 4,5 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Задача 3.9. Решить задачу 3.5 для случая, когда нагрузкой является аналогичный каскад.

Решение. Нагрузкой в схеме на рисунке 3.5 является входное сопротивление аналогичного каскада, составляющее сотни килоом, поэтому можно считать, что $R_C \ll R_H$. Решим задачу и получим, что:

$$R_{CH} = R_C \parallel R_H \approx R_C;$$

$$K_U = SR_C / (1 + SR_H) = 10 \cdot 3 / (1 + 10 \cdot 1) \approx 3.$$

Задача 3.10. Определить коэффициент усиления схемы, представленной на рисунке 3.5, если отсутствует резистор R_H .

Решение. Так как $R_H = 0$, то выражение для определения коэффициента усиления каскада примет вид, что:

$$K_U = SR_{CH}.$$

Подставив значения, получим что:

$$K_U = SR_C = 10 \cdot 3 = 30.$$

Примеры решения задач к главе IV

Задача 4.2. На рисунке 4.1 представлена схема с эмиттерной связью. Найти напряжение выходного сигнала, если транзисторы идентичны и имеют следующие параметры: $\beta = 100$; $r_{\Sigma} = 100 \text{ Ом}$; $r_B = 200 \text{ Ом}$; $r_K^* = 30 \text{ кОм}$. Входные напряжения: $U_{вх1} = +1 \text{ В}$, а $U_{вх2} = 1,1 \text{ В}$.

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

$$K_1 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ1}} |_{U_{\text{ВХ2}}=0}; K_2 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ2}} |_{U_{\text{ВХ1}}=0}.$$

Относительно сигнала $U_{\text{ВХ2}}$ схема является усилителем ОЭ.

$$K_2 \approx -R_K / r_{\text{Э}} = -30.$$

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 $K_{\text{УОК}} = (1+\beta)(R_{\text{Э}} \parallel r_{\text{Э}}) / [r_{\text{Б}} + (R_{\text{Э}} \parallel r_{\text{Э}})(1+\beta)] \approx 1$,
 $K_{\text{УОБ}} = \alpha R_K / R_{\text{ВХ ОБ}} \approx \alpha R_K / r_{\text{Э}}$.

Будем считать, что $\alpha \approx 1$, тогда имеем, что $K_{\text{УОБ}} \approx R_K / r_{\text{Э}} = (3 \cdot 10^3) / 100 = 30$.

Получим, что коэффициент усиления для $U_{\text{ВХ1}}$ будет равен

$$K_1 = 1 \cdot 30 = 30.$$

Из решения следует, что $K_1 = K_2$, то есть 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 рисунке 4.2 представлен каскодный усилитель. Транзисторы T_1 и T_2 идентичны и имеют параметры: $\beta = 49$; $r_{\text{Э}} = 10 \text{ Ом}$; $r_{\text{Б}} = 80 \text{ Ом}$; $r_{\text{К}} = 1 \text{ Мом}$. Другие элементы схемы: $R_{\text{Г}} = 10 \text{ кОм}$; $R_{\text{К}} = 5,1 \text{ кОм}$; $R_{\text{Н}} = 10 \text{ кОм}$; $R_{\text{Э}} = 200 \text{ Ом}$. Определить усилительные параметры схемы: $K_{\text{У}}$, K_{I} и $K_{\text{Р}}$.

Решение. Для расчета применим следующие формулы:
 $R_{\text{ВХ}} = r_{\text{Б}} + (r_{\text{Э}} + R_{\text{Э}})(1 + \beta)$; $K_{\text{Р}} = K_{\text{У}} K_{\text{I}}$; $K_{\text{У}} = \beta_1 \alpha \frac{R_{\text{К}} R_{\text{Н}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{Э}}}$;

$$K_{\text{I}} = K_{\text{I}_1} K_{\text{I}_2} = \beta \frac{R_{\text{Г}}}{R_{\text{Г}} + R_{\text{Э}}} \alpha \frac{R_{\text{К}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{Н}}}.$$

Входное сопротивление схемы равно:

$$R_{\text{ВХ}} = 80 + (10 + 200)(1 + 49) = 10,58 \text{ кОм}.$$

Коэффициент усиления по току

$$K_I = K_{I1} K_{I2} = \beta \frac{R_r}{R_r + R_{BX}} \alpha \frac{R_K}{R_K + R_H} = 49 \frac{10^3}{10^3 + 10,58 \cdot 10^3} 0,98 \frac{5,1 \cdot 10^3}{(5,1 + 10) \cdot 10^3} = 1,37.$$

Найдем коэффициент усиления по напряжению каскодного усилителя как усиление составного транзистора $T_1 - T_2$:

$$K_U = \beta_1 \alpha_2 \frac{R_K \parallel R_H}{R_r + R_{BX}} = 49 \frac{49}{1 + 49} \frac{5,1 \cdot 10^3 \cdot 10^4}{(5,1 \cdot 10^3 + 10^4)(10^4 + 10,58 \cdot 10^3)} = 8,02.$$

Вычислим коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = K_U K_I = 8,02 \cdot 1,37 = 10,99.$$

Задача 4.5. Для каскодной схемы, приведенной на рисунке 4.3а, обеспечить коэффициент усиления по напряжению $K_U = 4 \dots 4,35$ в диапазоне рабочих частот от нуля до 10 МГц. Считать транзисторы однотипные со следующими параметрами: $\alpha = 0,99$; $r_{\Xi} = 20$ Ом; $r_B = 120$ Ом; $r_K = 2$ МОм; $f_{\alpha} = 200$ МГц; $C_K = 1$ пФ?

Решение. Используя формулы $K_{U0} = -(\alpha \beta R_{KH}) / (R_r + R_{BX})$, где $R_{BX} = r_B + (r_{\Xi} + R_{\Xi})(1 + \beta)$, рассчитаем коэффициент усиления по напряжению для низких и средних частот.

$$\beta = \alpha / (1 - \alpha) = 0,99 / (1 - 0,99) = 99;$$

$$R_{BX} = 120 + (20 + 10^3)(1 + 99) = 102,12 \cdot 10^3 \text{ Ом};$$

$$R_{KH} = R_K \parallel R_H = (10 \cdot 10) / (10 + 10) \cdot 10^3 = 5 \text{ кОм};$$

$$K_{U0} = - (0,99 \cdot 99 \cdot 5 \cdot 10^3) / (10^3 + 102,12 \cdot 10^3) \approx - 4,75.$$

Определим постоянную времени каскада ОБ на транзисторе T_2 :

$$\tau_{в ОБ} = (\tau_{\alpha} + \tau_K) / (1 - \alpha \gamma_{\Xi});$$

$$\tau_{\alpha} = 1 / (2 \pi f_{\alpha}) = 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6) = 0,796 \cdot 10^{-9} \text{ с};$$

$$\tau_K = C_K R_{KH} = 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^3 = 5 \cdot 10^{-9} \text{ с};$$

$$\gamma_{\Xi} = (r_B + R_B) / (r_{\Xi} + r_K + r_B + R_B) \approx R_B / (r_K + R_B) = 10^5 / (2 \cdot 10^6 + 10^5) = 0,0476;$$

$$\tau_{в ОБ} = (0,796 + 5) \cdot 10^{-9} / (1 - 0,99 \cdot 0,0476) = 6,05 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Определим постоянную времени каскада ОЭ на первом транзисторе T_1 :

$$\tau_{в ОЭ} = (\tau_{\beta} + \tau_K) / (1 - \beta \gamma_B);$$

$$\tau_{\beta} = \tau_{\alpha} (1 + \beta) = (1 + \beta) / (2 \pi f_{\alpha}) = (1 + 99) / (2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^6) \approx 3,18 \cdot 10^{-6} \text{ с};$$

$$\tau_K = C_K^* R_{BX\ O\ B} = C_K^* [r_{\mathcal{E}} + (r_B + R_B) / (1 + \beta)] = 10^{-12} \cdot 100[20 + (120 + 10^5) / (1 + 99)] = 1,02 \cdot 10^{-7} \text{ с};$$

$$\gamma_B = (r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}}) / (R_{\Gamma} + r_B + r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}}) = (20 + 10^3) / (10^3 + 120 + 20 + 10^3) \approx 0,48;$$

$$\tau_{B\ O\ \mathcal{E}} = (0,08 + 0,102) \cdot 10^{-6} / (1 + 99 \cdot 0,48) \approx 3,75 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Определим эквивалентную постоянную времени усилителя в области верхних частот

$$\tau_B = \sqrt{\tau_{B\ O\ \mathcal{E}}^2 + \tau_{B\ O\ B}^2} = \sqrt{3,75^2 + 6,05^2} = 7,11 \cdot 10^{-9} \text{ с}.$$

Определим коэффициент усиления каскодного усилителя на частоте 10 МГц:

$$K_U(f) = K_{U0} / \sqrt{1 + (f / f_B)^2}.$$

Здесь f_B – верхняя граничная частота усилителя и равна $f_B = 1 / (2\pi\tau_B) = 1 / (2 \cdot 3,14 \cdot 7,11 \cdot 10^{-9}) = 22,4 \cdot 10^6 \text{ Гц}$.

Тогда для коэффициент усиления каскодного усилителя на частоте 10 МГц получаем, что $K_U(10 \text{ МГц}) = -4,75 / \sqrt{1 + (10 / 22,4)^2} = -4,33$.

Примеры решения задач к главе V

Задача 5.1. На рисунке 5.1 представлена схема дифференциального усилителя. Транзисторы идентичны и имеют следующие параметры: $\beta = 100$; $r_{\mathcal{E}} = 100 \text{ Ом}$. Чему равно напряжение на нагрузке R_H , если $U_{BX1} = 1 \text{ В}$, а $U_{BX2} = 1,1 \text{ В}$?

Решение. 1. Выражение для вычисления сигнала на выходе дифференциального усилителя имеет вид $U_{ВЫХ} = K_d \Delta U = K_d (U_{BX2} - U_{BX1})$ и прямо пропорционален разностному значению входных напряжений, которое определяется как дифференциальный сигнал:

Здесь $K_d = \frac{2\beta R_K}{R_{\Gamma} + R_{BX}} = \frac{2\beta R_K}{R_{\Gamma} + [r_B + r_{\mathcal{E}}(1 + \beta)]}$ – коэффициент усиления дифференциального сигнала.

Для интегральных схем, работающих в микрорежиме, характерно высокое сопротивление $r_{\mathcal{E}}$. В следствии этого формулу для определения коэффициента усиления дифференциального сигнала можно преобразовать и считать, что:

$$K_d \approx \frac{R_K}{r_3}.$$

Найдем K_d : $K_d \approx \frac{3 \cdot 10^3}{100} = 30.$

Значение сигнала на выходе дифференциального усилителя будет равно

$$U_{\text{вых д}} = 30 (1,1 - 1,0) = 3 \text{ В}.$$

К появлению выходной синфазной ошибки может привести наличие двух совпадающих по фазе (синфазных) сигналов. Эта ошибка обусловлена приращениями токов в коллекторных цепях транзисторов T_1 и T_2 :

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх. с}} K_{c2} - U_{\text{вх. с}} K_{c1} = U_{\text{вх. с}} (K_{c2} - K_{c1}),$$

где $U_{\text{вх. с}}$ равно меньшему из двух входных сигналов.

Коэффициент усиления синфазного сигнала для каждого из плеч дифференциального усилителя определяется следующим выражением:

$$K_c = \frac{\beta R_K}{R_r + r_b + (r_3 + 2R_3)(1 + \beta)} \approx \frac{R_K}{2R_3} = \frac{3 \cdot 10^3}{2 \cdot 5,1 \cdot 10^3} \approx 0,29.$$

В случае идентичности плеч (что соответствует условию задачи) коэффициенты усиления синфазных сигналов в обоих плечах одинаковы, и, следовательно, в нашем случае выходная синфазная ошибка равно нулю.

Задача 5.3. Чему равно напряжение на выходе дифференциального усилителя при значениях входных сигналов $U_{\text{вх 1}} = +1\text{В}$, $U_{\text{вх 2}} = +1,1\text{В}$ при условии, что плечи дифференциального усилителя, в схеме, показанной на рисунке 5.1, неидентичны: $R_{K1} = 3 \text{ кОм}$, $R_{K2} = 3,1 \text{ кОм}$.

Решение. Воспользуемся выражением для вычисления коэффициента усиления дифференциального сигнала в случае разности номиналов резисторов $K_d = \frac{R_{K1} + R_{K2}}{2r_3},$

здесь в качестве коллекторного резистора следует брать среднее значение R_{K1} и R_{K2}

Напряжение на выходе дифференциального усилителя без учета выходной синфазной ошибки будет равно:

$$U_{\text{вых.д}} = 0,1 \frac{(3+3,1) \cdot 10^3}{2 \cdot 100} = 3,05 \text{ В.}$$

В отличие от только что рассмотренной задачи 5.1 для дифференциального усилителя с идентичными плечами выходное дифференциальное напряжение усилителя задачи 5.3 отличается на 0,05 В. Величину этой разности будем рассматривать как выходную дифференциальную ошибку, обусловленную асимметрией плеч.

Посчитаем выходную синфазную ошибку на выходе дифференциального усилителя:

$$U_{\text{вых.с}} = U_{\text{вх.с}} (K_{c2} - K_{c1}) \approx U_{\text{вх.с}} \left(\frac{R_{K2}}{2R_{\Sigma}} - \frac{R_{K1}}{2R_{\Sigma}} \right) = U_{\text{вх.с}} \frac{\Delta R_K}{2R_{\Sigma}} = 1,0 \frac{(3,1-3,0) \cdot 10^3}{2 \cdot 5,1 \cdot 10^3} \approx 0,01 \text{ В.}$$

Подсчитаем суммарное выходное напряжение дифференциального усилителя. Оно составит $3,05 + 0,01 = 3,06 \text{ В}$. Синфазную ошибку можно уменьшить, увеличивая R_{Σ} . Ясно, что при $R_{\Sigma} \rightarrow \infty$ синфазная ошибка стремится к нулю.

Примеры решения задач к главе VI

Задача 6.4. В схеме на рисунке 6.3 $E_{r1} = E_{r2} = 1 \text{ В}$, $R_1 = R_2 = 10 \text{ кОм}$; $R_0 = 20 \text{ кОм}$; $R_{o.c} = 100 \text{ кОм}$. Определить значения напряжений на инвертирующем входе $U_{\text{пх}}$ и выходе $U_{\text{вых}}$. Чему равен ток в цепи обратной связи $I_{o.c}$? При условии, что операционный усилитель идеальный.

Решение. Рассмотрим схему. Это - неинвертирующий сумматор. Сумма токов, отбираемых от источников E_{r1} и E_{r2} , равна нулю, так как неинвертирующий вход тока не потребляет. Можно записать, что

$$I_1 + I_2 = (E_{r1} - U_{\text{вх}}^-) / R_1 + (E_{r2} - U_{\text{вх}}^+) / R_2 = 0.$$

Так как в данной схеме выполняется условие равенства напряжений E_{r1} и E_{r2} и сопротивлений R_1 и R_2 , то от источников отбираются одинаковые токи I_1 и I_2 . Такое возможно только лишь при выполнении условия, что $I_1 = I_2 = 0$, или $U_{\text{вх}}^+ = E_{r1} = E_{r2} = 1 \text{ В}$.

Так как операционный усилитель находится в линейном режиме, то напряжение $U_{\text{вх}}^- = U_{\text{вх}}^+ = 1 \text{ В}$.

Вычислим напряжение на выходе и ток в цепи обратной связи неинвертирующего сумматора:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}}^+ (1 + R_{\text{oc}} / R_o) = 1(1 + 100/20) = 6 \text{ В}.$$

$$I_{\text{oc}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}^-) / R_{\text{oc}} = (6 - 1) / 100 = 0.05 \text{ мА} = 50 \text{ мкА}.$$

Задача 6.5. В схеме на рисунке 6.4 $E_{r1} = 1 \text{ В}$; $E_{r2} = -2 \text{ В}$; $R_1 = 10 \text{ кОм}$; $R_2 = 20 \text{ кОм}$. Определить напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$ и ток в цепи обратной связи $I_{\text{о.с.}}$. Как изменится ток $I_{\text{о.с.}}$, если сопротивление $R_{\text{о.с.}}$ увеличится в двое?

Решение. Схема на рисунке 6.4 представляет собой инвертирующий сумматор с разными масштабными коэффициентами слагаемых напряжений. Определим напряжение на выходе $U_{\text{вых}}$ и ток в цепи обратной связи $I_{\text{о.с.}}$.

$$U_{\text{вых}} = -E_{r1} R_{\text{oc}} / R_1 - E_{r2} R_{\text{oc}} / R_2 = -1 \cdot 20/10 - (-2) \cdot 20/20 = -2 + 2 = 0.$$

$$I_{\text{oc}} = (U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}^-) / R_{\text{oc}} = 0.$$

Из результата проведенных вычислений видно, что при увеличении $R_{\text{о.с.}}$ ток в цепи обратной связи $I_{\text{о.с.}}$ останется равным 0.

Задача 6.7. В схеме, приведенной на рисунке 6.1, используется операционный усилитель со следующими данными: коэффициент усиления $K_{\text{оу}} = 50 \cdot 10^3$; входное сопротивление $R_{\text{вхОУ}} = 1 \text{ МОм}$; выходное сопротивление -

$R_{\text{выхОУ}} = 100 \text{ Ом}$. Параметры схемы: $R_0 = 5.1 \text{ кОм}$; $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$. Найти усилительные параметры схемы – коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления.

Решение. Приведенная на рисунке 6.1 схема называется неинвертирующим усилителем. В данной схеме используется последовательная отрицательная обратная связь по напряжению, так как напряжение обратной связи $U_{\text{ос}}$ пропорциональное входному напряжению связи $U_{\text{вых}}$ включено встречно усиливаемому сигналу $E_{\text{г}}$

Вычислим входное сопротивление для схемы с ПООС по напряжению по формуле: $R_{\text{вх}} = R_{\text{вхОУ}} (1 + K_{\text{оу}} \chi)$.

здесь $\chi = R_0 / (R_0 + R_{\text{ос}}) = 5.1 / (10 + 5.1) \approx 0.05 \text{ МОм}$.

Итак, получили: $R_{\text{вх}} = 10^6 (1 + 50 \cdot 10^3 \cdot 0.05) = 2.5 \cdot 10^3 \text{ МОм}$.

Определим выходное сопротивление усилителя:

$$R_{\text{вых}} = R_{\text{выхОУ}} (1 + K_{\text{ОУ}} \chi) = 100 / (1 + 50 \cdot 10^3 \cdot 0,05) = 100 / (2,5 \cdot 10^3) = 0,04 \text{ Ом.}$$

Так как сопротивление $R_{\text{н}} = 10 \text{ кОм}$ значительно больше выходного сопротивления схемы, оно на расчет не влияет.

Вычислим коэффициент усиления усилителя по формуле:

$$K_U = U_{\text{вых}} / E_r = 1 + R_{\text{ос}} / R_0 = 1 + 100 / 5,1 = 20,6.$$

Задача 6.8. В схеме на рисунке 6.1 найти предельное значение $E_{\text{г пр}}$, определяющее границу линейности схемы, выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ и ток в цепи обратной связи $I_{\text{о.с}}$ для двух значений $E_{\text{г}}$; $E_{\text{г1}} = 0,2 \text{ В}$ и $E_{\text{г2}} = 1 \text{ В}$.

Решение: Найдем значения $U_{\text{вых}}$ и $I_{\text{о.с}}$ по формулам:

$$U_{\text{вых}} = K_U \cdot E_r; \quad I_{\text{ос}} = U_{\text{вых}} / (R_{\text{ос}} + R_0).$$

Здесь следует обратить внимание на то, что входное сопротивление операционного усилителя со стороны инвертирующего входа велико и сопротивление R_0 им не шунтируется.

Если $E_{\text{г}} = E_{\text{гВ}} = 0,2 \text{ В}$, то $U_{\text{вых}} = 20,6 \cdot 0,2 = 4,12 \text{ В}$, и ток в цепи обратной связи $I_{\text{о.с}}$ и равен:

$$I_{\text{ос}} = 4,12 / (100 + 5,1) = 0,04 \text{ мА.}$$

Если выполняется условие: $E_{\text{г}} = E_{\text{г2}} = 1 \text{ В}$, то, казалось бы, что $U_{\text{вых}} = 20,6 \cdot 1 = 20,6 \text{ В}$. Но мы знаем, что $U_{\text{вых}}$ не может быть больше чем $U_{\text{вых}} = 14 \text{ В}$, что на 1 В по абсолютной величине меньше значения напряжения питания $E_{\text{г}} = +15 \text{ В}$ или $E_2 = -15 \text{ В}$.

Следовательно, в этом случае $U_{\text{вых}} = -14 \text{ В}$. И тогда ток в цепи обратной связи $I_{\text{о.с}}$ равен: $I_{\text{ос}} = 14 / (100 + 5,1) = 0,13 \text{ В}$.

Найдем предельное значение $E_{\text{г пр}}$, определяющее границу линейности схемы, $E_{\text{г пр}} = U_{\text{нас}} / K_U = 14 / 20,6 \approx 0,69$.

Знакомство с программой схемотехнического моделирования electronics workbench v.5.12

Цель работы: Познакомить студентов с программой схемотехнического моделирования EWB в объеме, необходимом для последующего выполнения лабораторных работ по дисциплине «Основы схемотехники» и достаточном для дальнейшего самостоятельного более глубокого овладения этой программой. Показать студентам современный технический уровень средств, предназначенных для схемотехнического моделирования, и универсальность применения персональных компьютеров для решения самых разнообразных задач.

Приборы и материалы: ПК и дискета.

Краткая теория: Данная программа была разработана фирмой Interactive Image Technologies в 1989 году. Особенностью программы EWB является наличие контрольно-измерительных приборов, по внешнему виду, органам управления и характеристикам максимально приближенных к их промышленным аналогам, что способствует приобретению практических навыков работы наиболее распространенными радиоизмерительными приборами: мультиметром, осциллографом, генератором функций, генератором слова, логическим пробником, анализатором спектра, измерителем АЧХ и ФЧХ. Созданная сравнительно недавно 5-я версия программы EWB работает с операционной системой Windows 95/98 и другими, более поздними, версиями, занимает на жестком диске около 16 Мбайт, обладает преемственностью, то есть все схемы, созданные в версиях 3.0 и 4.1, могут быть промоделированы в 5-й версии, обладает совместимостью с программой P-Spice. Работа программы осуществляется в виде характерных для Windows окон, управление можно осуществлять с клавиатуры и с помощью мышки, что определяет высокие эргономические качества программы и не требует квалификации программиста у пользователя.

Теперь несколько слов о сложностях и недостатках, присущих программному обеспечению. Программа EWB все подписи выдает на английском языке и требует, чтобы все пояснения к

схемам в окно «Description» вводились тоже на английском языке, что требует от пользователя хорошего знания английского языка. В книге В.И. Карлащук «Электронная лаборатория на IBM PC. Программа Electronics Workbench и ее применение» автор пишет, что русифицированных версий данной программы не существует.

Следует также обратить внимание на то, что в числах, обозначающих дроби, целая часть отделяется от дробной точкой, как это принято в англоязычных странах, а не запятой, как это принято в России.

Кроме того, надо иметь в виду, что в каталогах EWB в названиях операционных усилителей нет греческой буквы «μ» (мю). Она заменяется буквой «U». Поэтому ОУ называется соответственно $\mu A709$ – UA709, $\mu A741$ – UA741, и т.д.

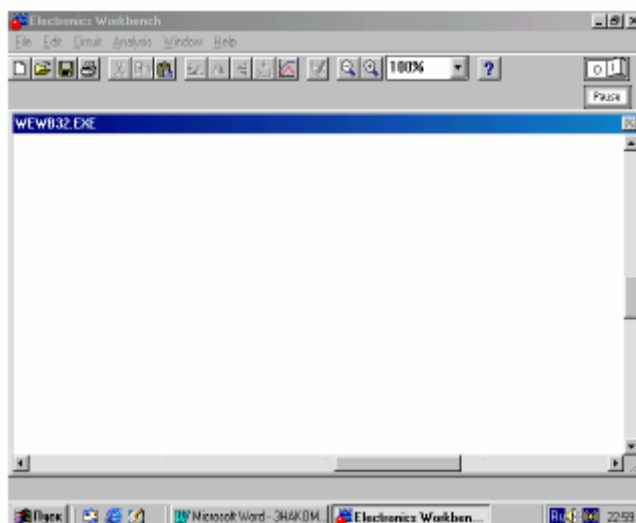
Значительные трудности возникают при использовании отечественных активных радиоэлементов (диоды, транзисторы, операционные усилители). Для того чтобы моделировать радиоэлектронные устройства с отечественными активными элементами, необходимо сначала подобрать аналогичный импортный элемент, а затем переименовать файл, озаглавив его латинскими буквами и цифрами, например KT315V, и сохранив. При этом необходимо учитывать, что точных аналогов нет. То же касается и операционных усилителей. Подобранные таким образом импортные аналоги отечественных ОУ могут в некоторых схемах и не заработать, как и, наоборот, отечественные аналоги импортных ОУ.

Следует отметить и то обстоятельство, что в программе

EWB нет моделей варикапов и нет частотомера. Для установки пятой версии программы EWB требуется машина с процессором не ниже 486 (можно без математического сопроцессора) с операционной системой Windows 95/98 и другими, более поздними, версиями, 16 Мб свободного пространства на жёстком диске.

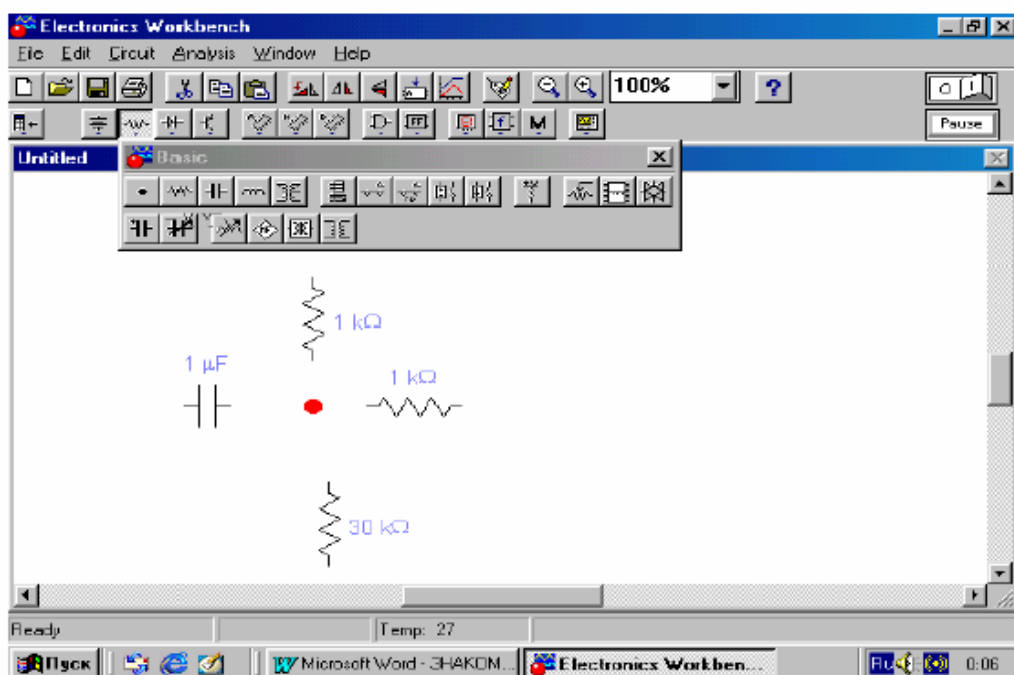
Запускается программа EWB двойным щелчком левой кнопки мышки по ярлыку на «Рабочем столе» или «Пуск» > «Программы» > «Electronics Workbench». После этого на экране должна появиться жёлтая картинка, затем прямоугольник с надписью «Could not open file» (не открыть ли нам файл). Имеется в виду

файл запуска WEWB32.EXE. Надо нажать «ОК», и после этого запуск программы EWB будет завершён.

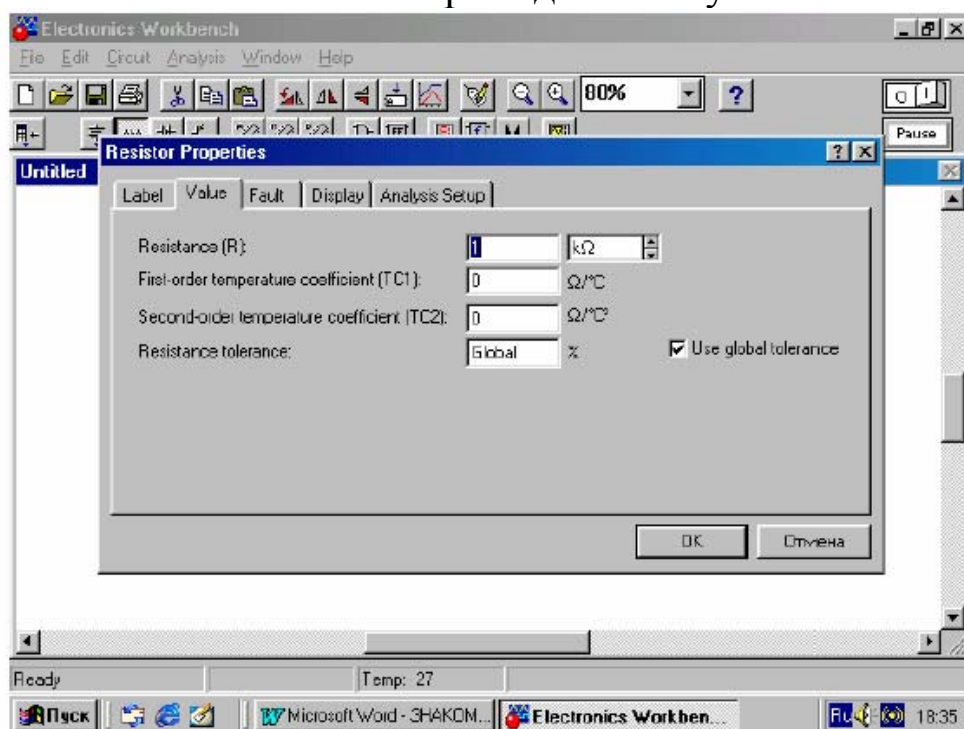


Так выглядит рабочее окно программы EWB. На «Панели инструментов» расположены кнопки меню радиоэлементов «Sources» (источники питания), «Basic» (пассивные), «Diodes» (диоды), «Transistors» (транзисторы), «Analog Ics» (аналоговые микросхемы, то есть операционные усилители), «Mixed Ics» (смешанные аналого – цифровые микросхемы), «Digital Ics» (цифровые микросхемы), «Indicators» (индикаторы), радиоизмерительных приборов «Instruments» и некоторые другие.

Теперь следует потренироваться в соединении выводов радиоэлементов в узле схемы. Для этого надо вытащить на рабочее поле экрана четыре любые радиодетали из вышеперечисленных меню «Панели инструментов». Меню раскрываются щелчком левой кнопки мышки по соответствующей кнопке панели. Нужный элемент тащится на рабочее поле при нажатой левой кнопке мышки.



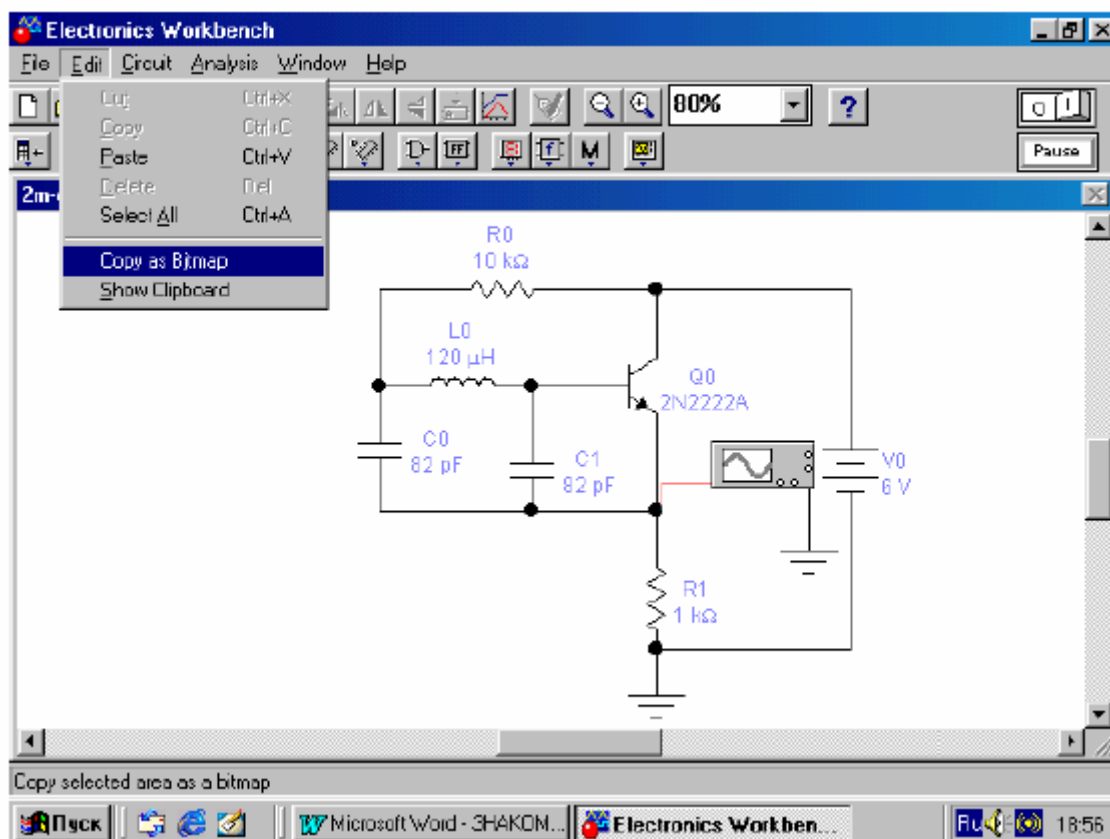
Выделенный красным цветом (активизированный) радиоэлемент на рабочем поле также можно поворачивать на угол 90° либо кнопкой «Rotate» (повернуть) на «Панели инструментов», либо надо вызвать контекстное меню щелчком правой кнопки мышки по значку нужной радиодетали и выбрать в нём левой кнопкой пункт «Rotate». Параметры радиоэлементов задаются в специальном окне при выборе в контекстном меню пункта «Component properties» (параметры компонентов) или в «Строке меню» из меню «Circuits» выбрать данный пункт.



Удаление активированного радиоэлемента производится либо кнопкой «Cut» (вырезать) на «Панели инструментов», либо выбрав аналогичный пункт меню «Edit» (правка) или в контекстном меню. Значки соединяемых радиоэлементов расставляются вокруг предполагаемого узла свободными выводами в соответствующую сторону. В позицию узла мышкой подтаскивается точка таким образом, чтобы расстояния от точки до выводов радиоэлементов были около 1 см. Далее тянем из точки мышкой к выводу радиоэлемента проводник, который захватывается появляющейся на конце вывода второй точкой, после чего вторая точка исчезает, что свидетельствует о том, что произошло соединение. Таким способом соединяют точку с остальными выводами. Свидетельством правильного соединения является чёрный цвет точки в узле. Белое продолжение проводника, перечёркивающее точку говорит о том, что соединения не произошло. Также следует заметить, что соединяемая точка в узле должна быть в момент проведения процедуры соединения чёрного цвета (пассивной). Если на будет красной (активной), то при попытке провести мышкой проводник из узла в сторону вывода радиоэлемента узел сдвинется и соединение не получится. Если расстояние от узла до вывода слишком маленькое, то соединение также не получится.

Можно соединять, наоборот, выводы с узлом, но здесь есть риск захвата протягиваемого от вывода к точке проводника не той стороной точки, к которой тянешь проводник, а соседней. Таким образом, проводники могут оказаться перекручены вокруг точки.

Очень важным моментом является возможность программы EWB копировать созданные в ней схемы в текстовый редактор Word через буфер обмена. Для выполнения этой процедуры следует нажать в «строке меню» кнопку «Edit»(правка), после чего выскочит меню, в котором надо выбрать пункт «Copy as Bitmap» (копировать в буфер обмена) и щёлкнуть по нему левой кнопкой мышки.

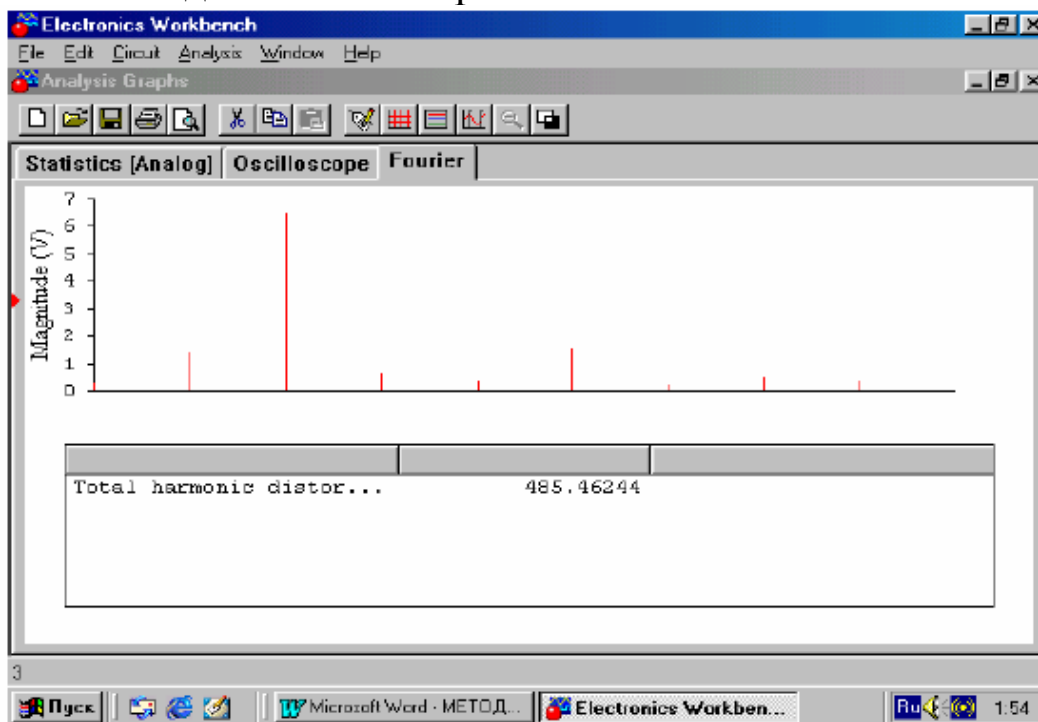


На экране появится крестик, который, натягиваясь по диагонали на изображение схемы и при этом расширяясь, позволяет выделить нужную часть схемы или всю её. После этого надо отпустить кнопку мышки, и содержимое экрана внутри рамки окажется в буфере обмена. Далее надо открыть Word и нажать «Правка» > «Вставить». Содержимое буфера будет вставлено в документ Word. Это очень удобно при создании отчётов по лабораторным работам. При желании можно скопировать в буфер обмена и экспортировать в Word изображение либо всего экрана (клавиша «Print Screen»), либо только активного окна (ALT+«Print Screen»).

Необходимо обязательно познакомиться с виртуальными радиоизмерительными приборами программы EWB окнами для их настройки. Кроме того, что на панели инструментов имеются ярлычки мультиметра, генератора функций, генератора слова, осциллографа, измерителя АЧХ и ФЧХ (Bode plotter, по имени изобретателя данного прибора – американского инженера Боуда, не путать с телеграфным аппаратом Бодо), которые можно двигать мышкой по экрану и подключать к схемам, в меню «Analysis» (анализ) можно выбрать и в соответствующих окнах настроить

нужные опции следующих видов анализа: AC-frequency (анализ режимов схемы по переменному току, alternating current – переменный ток), DC-operating point (анализ по постоянному току, direct current – постоянный ток), Transient (анализ переходных процессов), Fourier... (спектральный анализ Фурье), Monte-Carlo (статистический анализ Монте-Карло).

Так выглядит окно спектрального анализа.



А здесь настраиваются параметры спектрального анализа.

The screenshot shows the 'Fourier Analysis' dialog box. It contains several sections for configuring the analysis:

- Analysis:**
 - Output node: 3
 - Fundamental frequency: 1.98 MHz
 - Number of harmonics: 9
- Advanced:**
 - ☐ Set advanced parameters
 - Number of points per harmonic: 1
 - Sampling frequency: 18 kHz
 - Set transient options button
- Results:**
 - Vertical scale: Linear
 - ☐ Display phase
 - ☐ Output as line graph

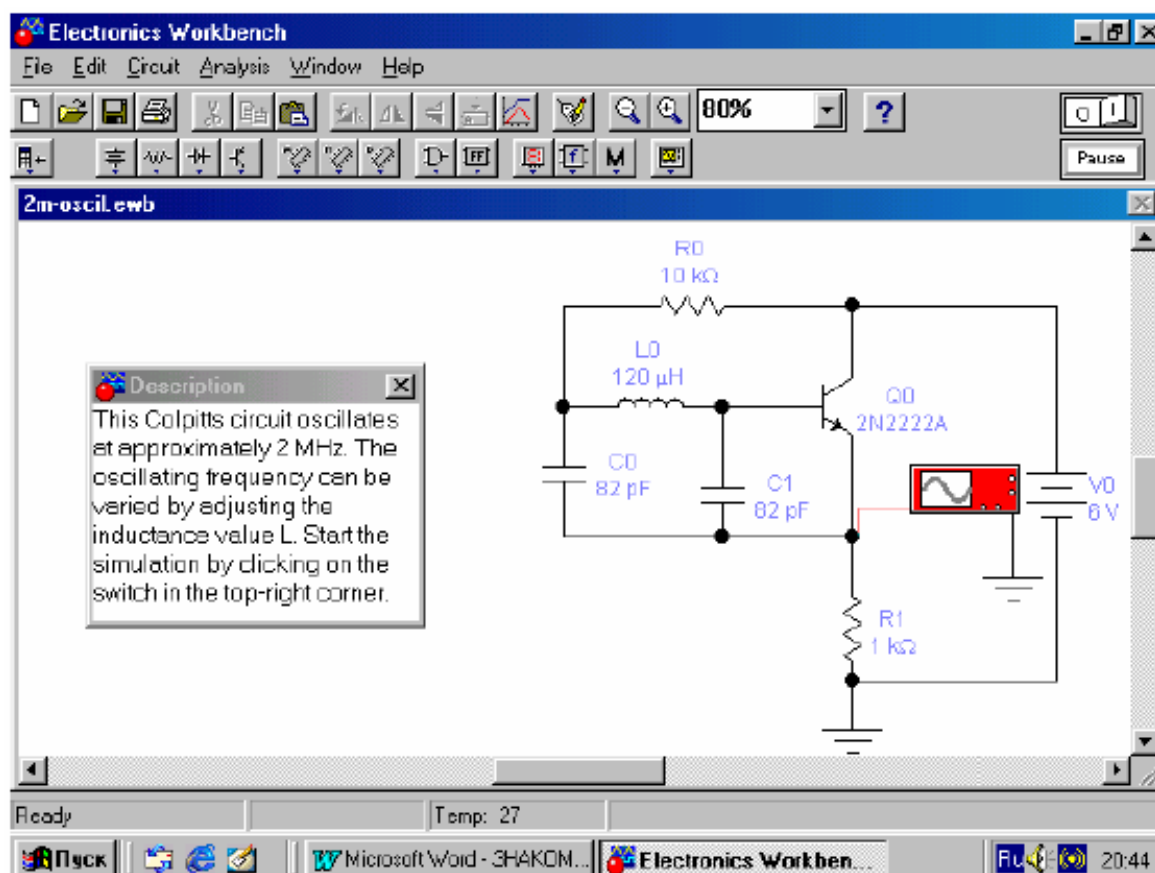
Buttons on the right include 'Simulate', 'Accept', and 'Cancel'.

Аналогично обстоит дело и с другими радиоизмерительными приборами.

На этом завершим наше краткое знакомство с программой Electronics Workbench v.5.12. Для более глубокого освоения рекомендуется установить программу EWB на своём компьютере и пользоваться соответствующей литературой.

Порядок выполнения работы. Загрузить с жёсткого диска C:\ программу EWB в оперативную память компьютера одним из перечисленных выше способов. Ознакомиться с пунктами меню из «Строки меню», поочерёдно раскрывая меню щелчком левой кнопки мышки и с кнопками и меню радиоэлементов на «Панели инструментов». Вытащить мышкой из меню «Basic» несколько узловых точек, резисторов, конденсаторов и соединить их между собой так, чтобы в узлах сходилось по 3-4 вывода (проводника). Теперь поварьируйте параметры соединённых радиоэлементов. Представьте результаты преподавателю.

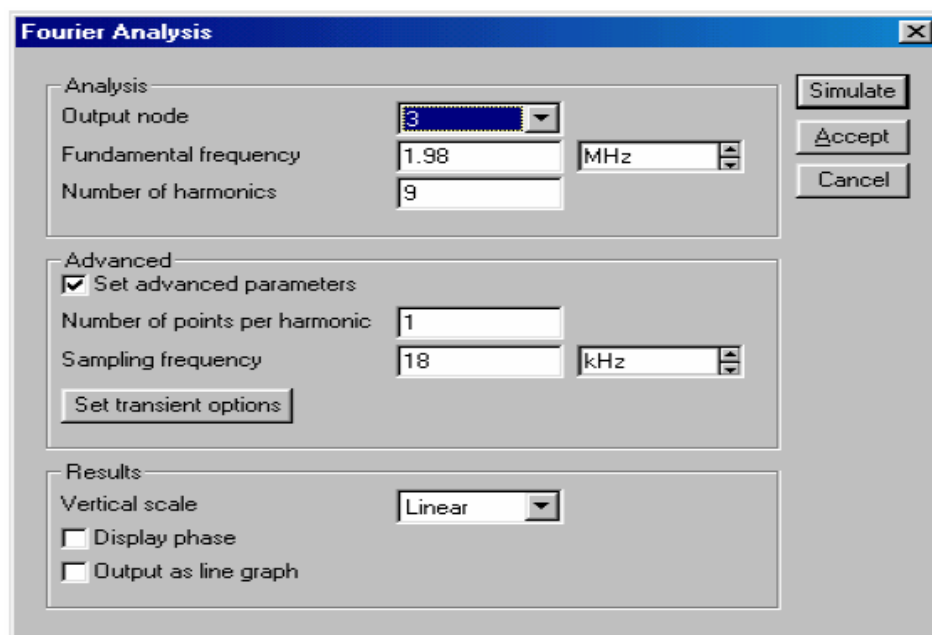
Откройте файл генератора Колпитца (ёмкостная трёхточка). Файл 2m-oscil.ewb в папке «Circuits».



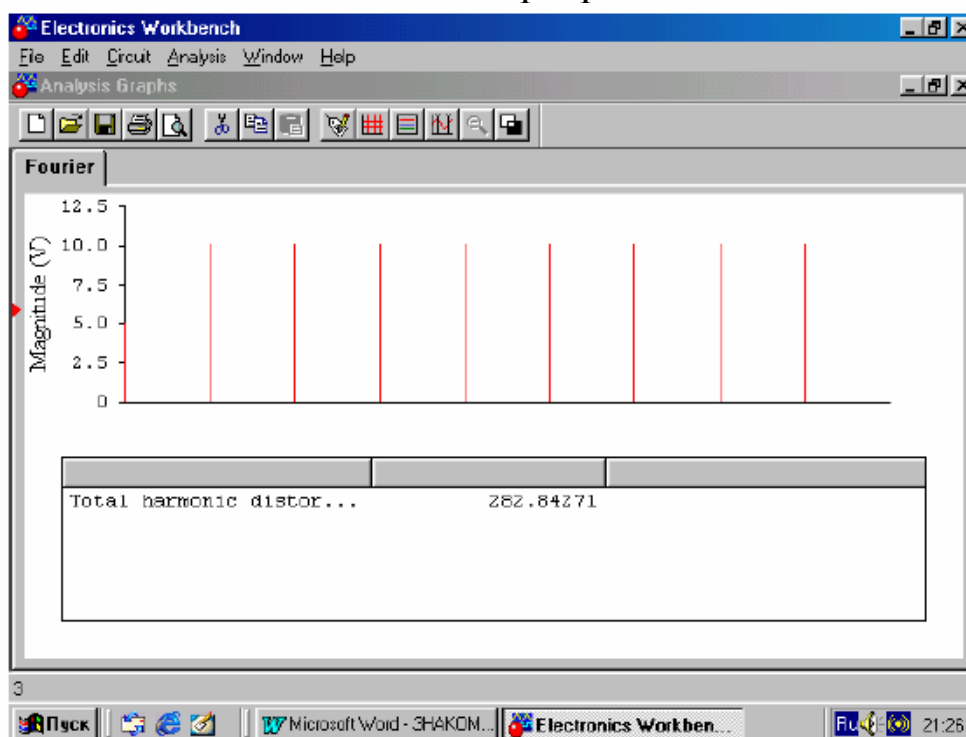
Нажав мышкой на выключатель в правом верхнем углу экрана, запустите процесс симуляции. Активируйте осциллограф,

щёлкнув по его значку на схеме правой кнопкой мышки и выбрав в появившемся контекстном меню пункт «Open» (открыть). Установите удобные для наблюдения сигнала параметры развёртки и вертикального отклонения электронного луча и смещение по осям X и Y с помощью кнопок на передней панели осциллографа. После этого, нажав кнопку «Expand» (расширить), разверните осциллограф в полный экран.

Так выглядит панель настройки параметров спектрального анализа.



А так должна выглядеть спектрограмма.



Теперь исследуйте гармонический спектр сигнала.

Частота выдаваемого генератором Колпитца сигнала составляет 1,98 МГц. Она рассчитывается по формуле $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_k C_k)}}$, где $C_k = C_1 C_2 / (C_1 + C_2)$. Изменив номинал индуктивности L, поменяйте частоту генерации.

Сохранив на дискете схемы, осциллограммы и спектрограммы для оформления отчёта, закройте программу EWB, не сохраняя внесённых Вами изменений в схему генератора Колпитца, и выключите компьютер.

Контрольные вопросы

1. Перечислите основные характеристики программы EWB 5-й версии,
2. Назовите минимальные требования к компьютеру, на который можно установить программу EWB v.5.12.
3. Где находится папка «Схемы», содержащая файлы схем устройств, предназначенных для выполнения данного цикла лабораторных работ?
4. Каковы особенности процесса соединения проводников в узлах схемы?
5. Какие активные и пассивные радиоэлементы имеются на панели инструментов программы EWB и как задаются их параметры ?
6. Какие радиоизмерительные приборы имеются на панели инструментов программы EWB и как задаются их настройки?
7. Что можно скопировать из программы EWB в буфер обмена, и какие это создаёт удобства?

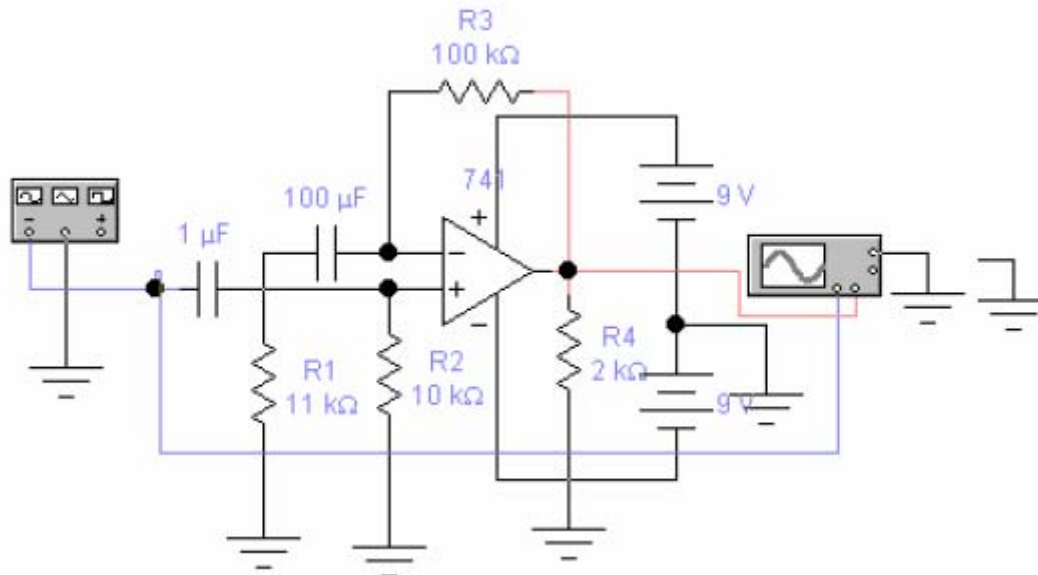
Исследование неинвертирующего усилителя с применением EWB

Цель работы: Познакомиться с работой неинвертирующего усилителя переменного напряжения на базе операционного усилителя. Приобрести навыки компьютерного моделирования этого элемента радиоэлектронных устройств с помощью программы EWB.

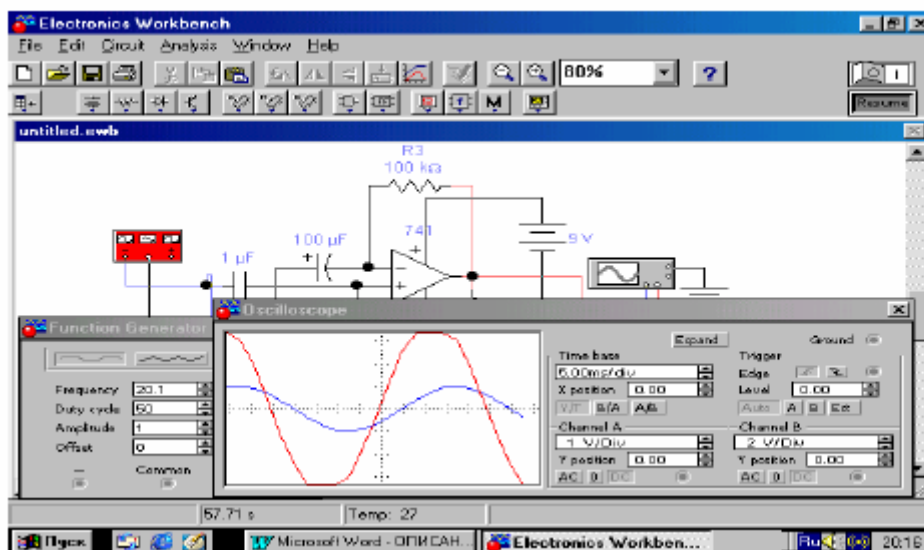
Приборы и материалы: ПК, дискета 3,5".

Краткая теория. В схеме усилителя напряжения переменного тока, приведённой на данной картинке, сигнал подаётся на неинвертирующий вход операционного усилителя $\mu A741$ (140УД7). Схема является неинвертирующим усилителем, коэффициент усиления которого в пределах полосы пропускания равен

$$K_{yn} = 1 + \frac{R_3}{R_1}$$



Вид усилителя в окне программы EWB.



Основные характеристики любого усилителя следующие:

Полоса пропускания – диапазон частот выходного сигнала, в пределах которого по краям уровень усиленного сигнала снижается не более чем на

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7$$

АЧХ – амплитудно-частотная характеристика показывает зависимость амплитуды выходного сигнала от частоты, то есть зависимость коэффициента усиления от частоты.

ФЧХ – фазо-частотная характеристика показывает зависимость угла фазового сдвига выходного сигнала по отношению к входному от частоты.

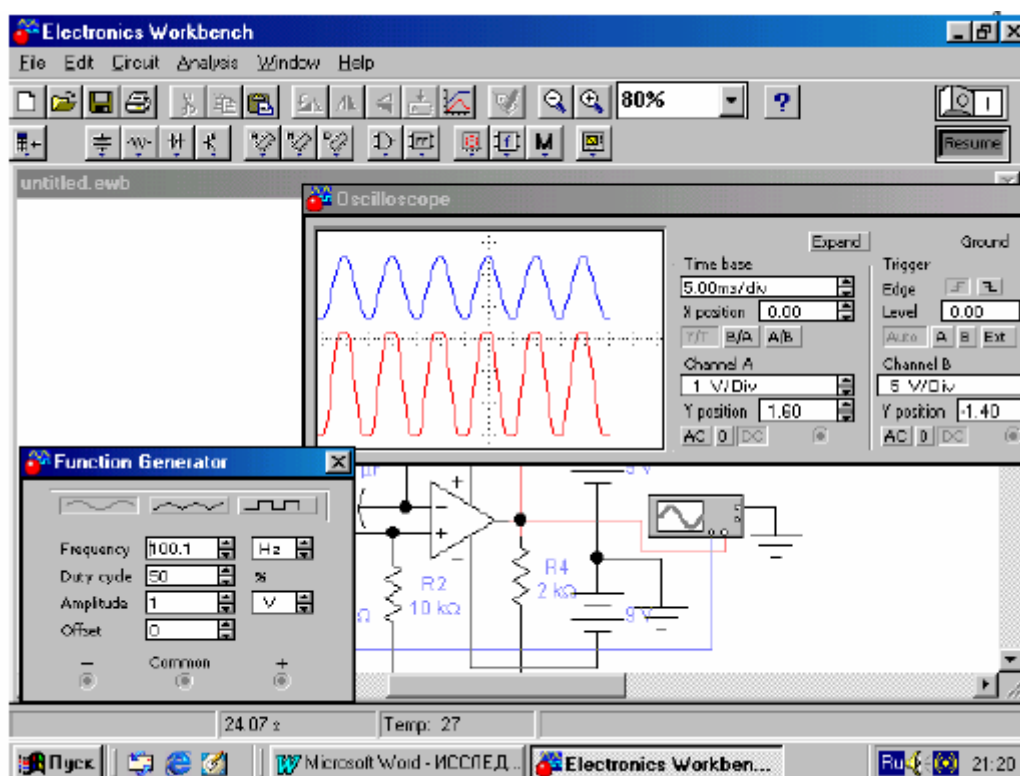
Коэффициент нелинейных искажений (гармоник) – это искажения, вызванные появлением в выходном сигнале высших гармоник, которых не было в спектре входного сигнала. Это обусловлено нелинейностью ВАХ активных элементов в усилителях. Вычисляется по формуле

$$K_{\text{нл}} = \frac{\sqrt{(U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2)}}{U_1^2} 100\%,$$

где U_1 – амплитуда основного колебания,
 $U_2, U_3 \dots U_n$ – амплитуды высших гармоник.

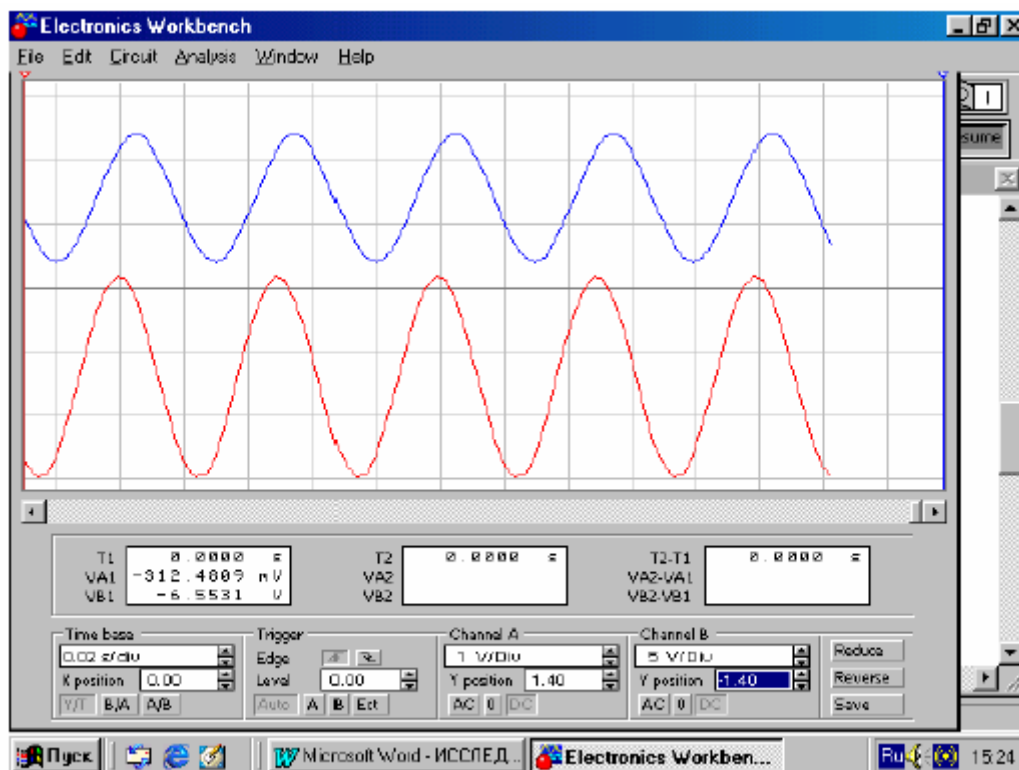
Порядок выполнения работы. Выполняется компьютерное моделирование. Включите компьютер, загрузите программу EWB, откройте файл «неинвертирующий усилитель.ewb». Путь к файлу диск C: \ Program Files \ Ewb512 \ Circuits \ схемы \ неинвертирующий усилитель.ewb. Запустить процесс симуляции щелчком левой кнопки мышки по выключателю,

расположенному в верхнем правом углу экрана. Активируйте осциллограф, щелкнув левой кнопкой мышки по его значку в схеме и выбрав в появившемся меню пункт «Open» (открыть).



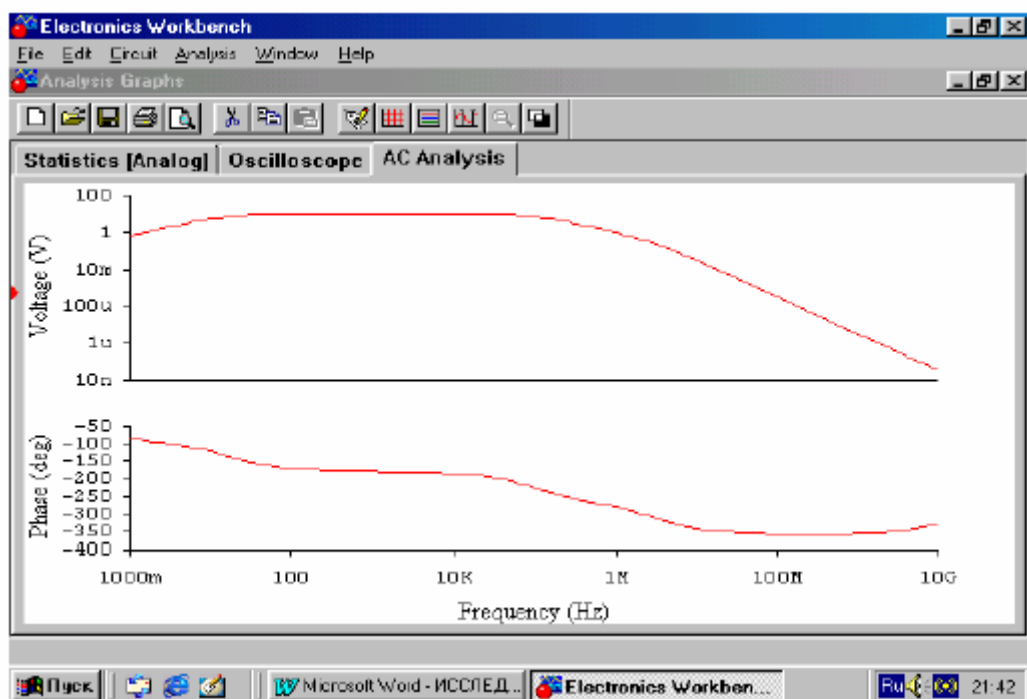
Аналогично активируйте генератор функций. С помощью мышки выставьте на генераторе частоту 100 Гц. У осциллографа настройте вертикальное отклонение каждого из лучей, скорость развёртки, смещения по осям X и Y так, чтобы одновременно наблюдать сигнал на входе и на выходе схемы усилителя. Использование двухлучевого осциллографа в данном случае очень удобно, так как позволяет видеть фазовые соотношения между входным и выходным сигналами. Входной сигнал синего цвета сдвиньте в верхнюю половину экрана, а выходной красного цвета – в нижнюю. Если выходной сигнал идёт с ограничением (в форме трапеции), то надо убавить амплитуду входного сигнала

на генераторе функций. Для удобства сравнения амплитуд входного и выходного сигналов надо нажать кнопку «Expand» (расширить) и развернуть осциллограмму во весь экран.

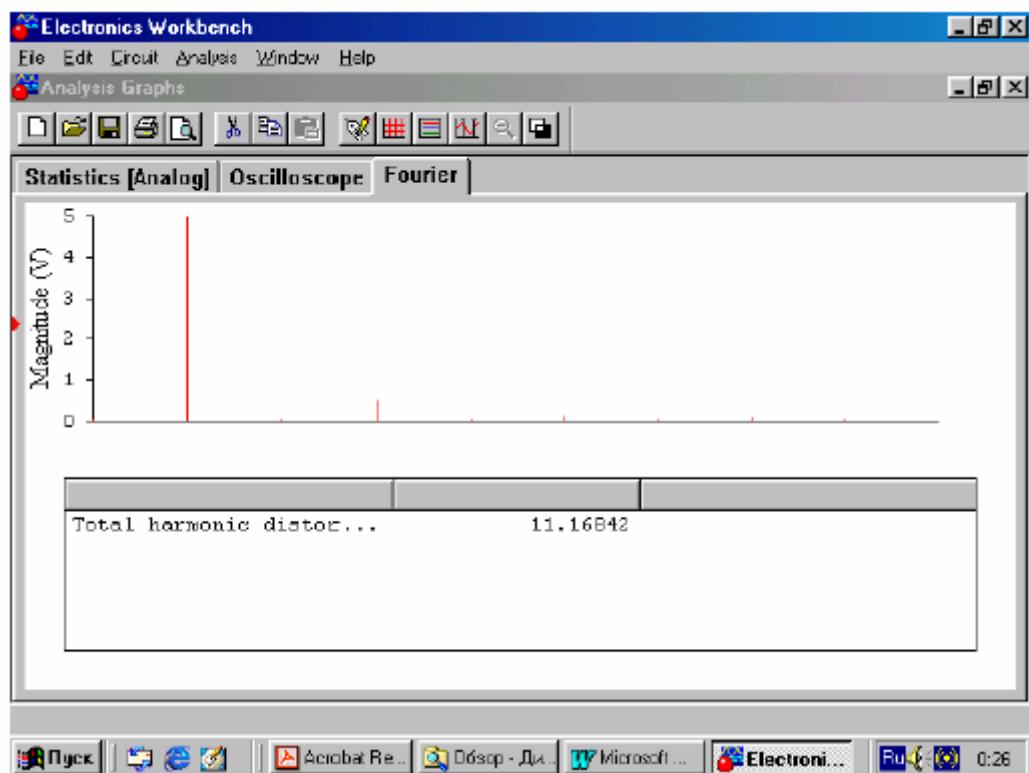


Подсчитав амплитуды по клеткам, убедитесь, что выходной сигнал больше входного, т.е. имеет место усиление. Последовательно измените сопротивление резистора R3 в цепи отрицательной обратной связи, увеличив его сначала до 500 кОм, а затем до 1МОм. Как изменилось при этом усиление схемы? Как это можно объяснить с точки зрения теории обратной связи? Соответствуют ли коэффициенты усиления схемы расчётной формуле?

Теперь посмотрим АЧХ и ФЧХ нашего усилителя. Для этого сверните осциллограф кнопкой «Reduce» (уменьшить), затем и вовсе закройте его. Для снятия АЧХ и ФЧХ используйте меню «Analysis» (анализ), пункт AC – frequency (анализ по переменному току).



Для оценки нелинейных искажений можно использовать окно гармонического анализа Фурье. Исследуйте спектральный состав выходного сигнала усилителя при разных коэффициентах усиления. Какое влияние оказывает обратная связь на нелинейные искажения?



Строка «Total harmonic distortions» (общие гармонические искажения) показывает коэффициент нелинейных искажений.

Сохраните осциллограммы, спектрограммы, АЧХ и ФЧХ на дискете для отчёта.

Контрольные вопросы

1. Почему данная схема усилителя называется неинвертирующей?
2. На какой вход подаётся сигнал в неинвертирующем усилителе?
3. Какими элементами схемы определяется требуемый коэффициент усиления по напряжению?
4. Подумайте о роли конденсаторов в данной схеме.

Пример расчета усилительного каскада на биполярном транзисторе

Постановка задачи

Построение однокаскадного высокочастотного транзисторного усилителя для использования в модуляторе по схеме с общим эмиттером с термостабилизацией, резистивно-емкостными связями.

Входные данные:

$$R_n := 1 \cdot K\Omega ; \quad R_g := 50 \text{ ohm} ; \quad E_g := 30 \text{ mV} ;$$

$$T_{\min} := -50 \quad T_{\max} := 80$$

$$S < 10.$$

Аппроксимированные основные характеристики транзистора при $T=25$

Обратный ток коллектора не более:

$$I_{k0} := 0.05 \cdot \mu\text{A}$$

Статический коэффициент передачи тока базы при напряжении коллектор-эмиттер 5В и токе коллектора 10 мА

$$\beta := \sqrt{240 \cdot 60}$$

$$\beta = 120$$

Можно определить по кривой из документации: но очень неточно

$$\text{Коэффициент передачи тока эмиттера: } \alpha := \frac{\beta}{1 + \beta} \quad \alpha = 0.992$$

Максимальное напряжение коллектор-эмиттер:

$$U_{k\max} := 150 \cdot \text{volt}$$

Максимальный постоянный ток коллектора: $I_{k\max} := 0.6 \cdot \text{amp}$

Наибольшая рассеиваемая на коллекторе мощность:

$$P_{\max} = 0.625 \text{ watt}$$

Обратный ток эмиттера $I_{\varepsilon 0} := 0.05 \cdot \mu\text{A}$

Расчет по постоянному току.

Выбираем рабочую точку:

$$U_{бэа} := 0.75 \cdot \text{volt} \quad U_{кэа} := 50 \cdot \text{volt} \quad I_{ба} := 0.4 \cdot \text{mA}$$

$$I_{ка} := 12 \cdot \text{mA}$$

$$I_{эа} := (1 + \beta) \cdot I_{ба}$$

$$I_{эа} = 48.4 \text{mA}$$

$$U_{кба} := U_{кэа} - U_{бэа}$$

$$U_{кба} = 49.25 \text{volt}$$

Задаем среднюю комнатную температуру $T := 298 \cdot \text{K}$

И по ней вычисляем температурный потенциал

$$\phi_t := \frac{T}{11600 \cdot \text{K}} \cdot \text{volt} \quad \phi_t = 0.026 \text{volt}$$

Задаем максимальное входное напряжение: $\Delta U_{вх\max} := 50 \cdot \text{mV}$

Физические параметры транзистора в рабочей точке (определены по входным и выходным ВАХ):

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода:

$$r_{к'} := 4 \cdot \text{K}\Omega$$

Входное сопротивление транзистора (по ВАХ): $r_{вх} := 67 \cdot \text{ohm}$

Рассматривая эмиттерный переход как диод, вычислим $r_э$:

$$r_э := \frac{\phi_t}{I_{эа}} \quad r_э = 0.531 \text{ohm}$$

Коэффициент передачи обратной связи по напряжению:

$$\mu_{эк} := 0.08$$

Объемное сопротивление базы:

$$r_б := r_{вх} - r_э \cdot (1 + \beta) \quad r_б = 2.776 \text{ohm}$$

Малосигнальные параметры (определены по ВАХ):

$$h_{11э} := r_{вх} \quad h_{11э} = 67 \text{ ohm} \quad h_{12э} := \mu_{эк} \quad h_{21э} := 32.5 \quad h_{22э} := \frac{1}{r_{к'}} \\ h_{22э} = \blacksquare \text{ siemens}$$

Частотные характеристики (по характеристикам):

$$f_{\alpha} := 175 \cdot \text{MHz} \quad \beta := \frac{f_{\alpha}}{1 + \beta} \quad \beta = 1.446 \text{ MHz} \\ f_T := \beta \cdot \beta \quad f_T = 173.554 \text{ MHz} \quad C_k := 2.3 \cdot \text{pF}$$

Максимальная частота генерации

$$f_{\max} := \sqrt{\frac{f_{\alpha}}{30 \cdot r_{\beta} \cdot C_k}} \quad f_{\max} = 955.863 \text{ MHz}$$

Напряжение питания каскада (без Rф):

$$E_k := 127 \cdot \text{volt}$$

Учитывая что падение напряжения на эмиттерном резисторе должно быть порядка 0.1 Eк, получим

$$U_{\varepsilon} := 0.15 \cdot E_k \quad R_{\varepsilon} := \frac{U_{\varepsilon}}{I_{\varepsilon a}} \quad R_{\varepsilon} = 393.595 \text{ ohm}$$

Принимая во внимание, что R0=30-100Ом а также требуемое Rвх, получаем:

$$R_0 := 30 \cdot \text{ohm} \quad R_{\varepsilon}' := R_{\varepsilon} - R_0 \quad R_{\varepsilon}' = 363.595 \text{ ohm}$$

Учитывая выходные параметры в рабочей точке, получим Rк
Далее проверим, получим ли мы требуемое выходное сопротивление

$$R_k := \frac{E_k - U_{кэa} - U_{\varepsilon}}{I_{ка}}$$

$$\Omega \quad R_k = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

Учитываем Rвх и то, что Rб=2..5гвх

$$R_b := (1 + \beta) \cdot (r_{\varepsilon} + R_0) \cdot 1 \quad R_b = 3.694 \times 10^3 \text{ ohm}$$

Проверим, выполняются ли требуемые условия по температурным свойствам для выбранных номиналов Rэ и Rб:

Коэффициент нестабильности должен быть $S < 10$

Коэффициент токораспределения базы:

$$\gamma_b := \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{б}}} \quad \gamma_b = 0.096$$

Коэффициент температурной нестабильности:

$$S := \frac{\beta}{1 + \beta \cdot \gamma_b} \quad S = 9.559$$

Как видим S удовлетворяет заданному условию

Учитывая параметры рабочей точки, получим R1 и R2

$$R1/(R2+R1) = U_{\text{бк}}/E_{\text{к}}, \quad R1 \parallel R2 = R_{\text{б}}$$

$$R2 := \frac{E_{\text{к}}}{U_{\text{кба}}} \cdot R_{\text{б}} \quad R1 := \frac{R_{\text{б}} \cdot R2}{R2 - R_{\text{б}}} \quad R1 = 6.034 \times 10^3 \text{ ohm} \quad R2 = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

Упрощенный расчет каскада по постоянному току для других схем

1. Примитивная схема

$$R_{\text{б1}} := \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{бэа}}}{I_{\text{ба}}} \quad R_{\text{б1}} = \blacksquare \text{ K}\Omega \quad R_{\text{н1}} := \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{кэа}}}{I_{\text{ка}}}$$

$$R_{\text{н1}} = 6.417 \times 10^3 \text{ ohm}$$

2. Термостабилизация резистором в эмиттерной цепи

$$U_{\text{э2}} := 0.1 \cdot E_{\text{к}}$$

$$R_{\text{б2}} := \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{э2}} - U_{\text{бэа}}}{I_{\text{ба}}}$$

$$R_{\text{б2}} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R_{\text{н2}} := \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{э2}} - U_{\text{кэа}}}{I_{\text{ка}}}$$

$$R_{H2} = 5.358 \times 10^3 \text{ ohm}$$

$$R_{э2} := \frac{U_{э2}}{I_{эа}}$$

$$R_{э2} = 262.397 \text{ ohm}$$

3. Термостабилизация резистором между базой и коллектором

$$R_{к3} := \frac{E_k - U_{кэа}}{I_{эа}} \quad R_{к3} = \blacksquare \text{ K}\Omega \quad R_{б3} := \frac{U_{кба}}{I_{ба}} \quad R_{б3} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

4. Термостабилизация резистором между базой и коллектором и резистором в эмиттерной цепи

$$R_{к4} := \frac{E_k - U_{кэа} - U_{э}}{I_{эа} \cdot 2} \quad R_{б4} := \frac{U_{кба}}{I_{ба}} \quad R_{э4} := \frac{U_{э2}}{I_{эа}}$$

$$R_{к4} = \blacksquare \text{ K}\Omega \quad R_{б4} = \blacksquare \text{ K}\Omega \quad R_{э4} = 262.397 \text{ ohm}$$

Входные и выходные характеристики схемы

Смотри далее

$$R_{ВХ} := \frac{R_{б} \cdot [(1 + \beta) \cdot (R_0 + r_{гб}) + r_{гб}]}{R_{б} + [(1 + \beta) \cdot (R_0 + r_{гб}) + r_{гб}]}$$

$$r_{гк} := (1 + \beta \cdot \gamma_{гб}) \cdot r_{гк'}$$

$$R_{ВЫХ} := \frac{R_{к} \cdot r_{гк}}{R_{к} + r_{гк}}$$

$$K_u := h_{21э} \cdot \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВХ}}$$

Максимальный входной ток

$$\Delta I_{ВХ\max} := \frac{\Delta U_{ВХ\max}}{R_{ВХ}}$$

$$\Delta I_{вхmax} = 0.027mA$$

Максимальная потребляемая от генератора мощность

$$\Delta P_{вх} := \Delta I_{вхmax} \cdot \Delta U_{вхmax}$$

$$\Delta P_{вх} = 1.353 \times 10^{-6} \text{ watt}$$

$$\Delta U_{выхmax} := K_u \cdot \Delta U_{вхmax}$$

$$\Delta U_{выхmax} = \blacksquare \text{ volt}$$

$$\Delta I_{выхmax} := K_i \cdot \Delta I_{вхmax}$$

$$\Delta I_{выхmax} = \blacksquare \text{ mA}$$

$$\Delta P_{max} := \Delta I_{выхmax} \cdot \Delta U_{выхmax}$$

$$\Delta P_{max} = \blacksquare \text{ watt}$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе в рабочей точке

$$P_a := U_{кэa} \cdot I_{кa}$$

a

$$P_a = 0.6 \text{ watt}$$

Максимальная мощность

$$P := P_a + \Delta P_{max}$$

$$P = \blacksquare \text{ watt}$$

Напряжение на выводах

$$U_k := U_{э} + U_{кэa}$$

$$U_k = 69.05 \text{ volt}$$

$$U_{б} := U_{э} + U_{бэa}$$

$$U_{б} = 19.8 \text{ volt}$$

Параметры пассивных элементов схемы

Ток базового делителя

$$I_d := \frac{E_k}{R_1 + R_2}$$

$$PR_1 := I_d^2 \cdot R_1$$

$$PR_1 = 0.402 \text{ watt}$$

$$PR_2 := I_d^2 \cdot R_2$$

$$PR_2 = 0.635 \text{ watt}$$

Выбираем номиналы резисторов: R1 1Вт, и R2 1 Вт

$$PR_{\varepsilon} := \frac{U_{\varepsilon}^2}{R_{\varepsilon}}$$

$$PR_{\varepsilon} = 0.922 \text{ watt}$$

$$PR_K := I_{ka}^2 \cdot R_K$$

$$PR_K = 0.695 \text{ watt}$$

Выбираем номиналы резисторов R_э 1.5Вт и R_к 1.5Вт

Расчет по переменному току

Область средних частот.

Вычисляем входное/выходное сопротивление, коэффициенты передачи по напряжению:

$$R_{вх} := \frac{R_{\delta} \cdot [(1 + \beta) \cdot (R_0 + r_{\varepsilon}) + r_{\delta}]}{R_{\delta} + [(1 + \beta) \cdot (R_0 + r_{\varepsilon}) + r_{\delta}]}$$

$$R_{вх} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$r_K := (1 + \beta \cdot \gamma \delta) \cdot r_K'$$

$$R_{ВЫХ} := \frac{R_K \cdot r_K}{R_K + r_K}$$

$$R_{ВЫХ} = \blacksquare K\Omega$$

$$K_{uxx} := -h21 \vartheta \cdot \frac{R_{ВЫХ}}{R_{ВХ}}$$

$$K_{uxx} = \blacksquare$$

$$K_u(R_\Gamma, R_H) := -\beta \cdot \frac{(R_{ВЫХ} \cdot R_H)}{(R_{ВЫХ} + R_H) \cdot (R_{ВХ} + R_\Gamma)}$$

$$K_u(R_\Gamma, 500 \cdot \text{ohm}) = \blacksquare$$

$$K_u(R_\Gamma, 1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$K_u(R_\Gamma, R_{ВХ}) = \blacksquare$$

$$\xi_{U_{ВХ}}(R_\Gamma) := \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_\Gamma}$$

$$\xi_{U_{ВХ}}(R_\Gamma) = 0.974$$

$$\xi_{U_{ВЫХ}}(R_H) := \frac{R_H}{R_{ВЫХ} + R_H}$$

$$\xi_{U_{ВЫХ}}(500 \cdot \text{ohm}) = \blacksquare$$

$$\xi_{U_{ВЫХ}}(1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$\xi_{U_{ВЫХ}}(R_{ВХ}) = \blacksquare$$

Коэффициенты передачи по току, уточнение коэффициента токо-
распределения базы

$$\xi_{I_{BX}}(R_{\Gamma}) := \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{BX}}$$

$$\xi_{I_{ВЫХ}}(R_{H}) := \frac{R_{K}}{R_{K} + R_{H}}$$

$$KI(R_{\Gamma}, R_{H}) := -\beta \cdot \xi_{I_{BX}}(R_{\Gamma}) \cdot \xi_{I_{ВЫХ}}(R_{H})$$

$$\xi_{I_{BX}}(R_{\Gamma}) = 0.026$$

$$\xi_{I_{ВЫХ}}(500 \cdot \text{ohm}) = 0.906$$

$$\xi_{I_{ВЫХ}}(1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$\xi_{I_{ВЫХ}}(R_{BX}) = 0.723$$

$$KI(R_{\Gamma}, 500 \cdot \text{ohm}) = -2.865$$

$$KI(R_{\Gamma}, 1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$KI(R_{\Gamma}, R_{BX}) = -2.287$$

На переменном токе

$$\gamma_{\bar{b}0} := \frac{r_{э} + R_0}{r_{\bar{b}} + r_{э} + R_0}$$

$$\gamma_{\bar{b}0} = 0.917$$

$$\gamma_{\bar{b}} := \frac{r_{э} + R_0}{R_{\Gamma} + r_{\bar{b}} + r_{э} + R_0}$$

$$\gamma_{\bar{b}} = 0.366$$

Учитывая обратную связь, найдем R_{BX} , K_u и K_i

$$R_{ВХОС} := (r_{\bar{b}} + r_{э} + R_0) \cdot (1 + \beta \cdot \gamma_{\bar{b}0})$$

$$R_{ВХОС} = \blacksquare K\Omega$$

<-- Не учтено R_{β}

$$K_{иосi}(R_{\Gamma}, R_H) := -\frac{\beta}{1 + \beta \cdot \gamma_{\beta}} \cdot \frac{R_K \cdot R_H}{(R_K + R_H) \cdot (R_{\Gamma} + r_{\beta} + r_{\varepsilon})}$$

<-- Учли ОС по току

$$K_{иосi}(R_{\Gamma}, 500 \cdot \text{ohm}) = -22.677$$

$$K_{иосi}(R_{\Gamma}, 1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$K_{иосi}(R_{\Gamma}, R_{ВХ}) = -66.887$$

$$K_{иобщ}(R_{\Gamma}, R_H) := \frac{K_u(R_{\Gamma}, R_H)}{1 + \mu_{ЭК} \cdot K_u(R_{\Gamma}, R_H)}$$

<-- Учли $\mu_{ЭК}$

$$K_{иоэ}(R_{\Gamma}, R_H) := K_{иобщ}(R_{\Gamma}, R_H)$$

$$K_{иобщ}(R_{\Gamma}, 500 \cdot \text{ohm}) = \blacksquare$$

$$K_{иобщ}(R_{\Gamma}, 1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$K_{иобщ}(R_{\Gamma}, R_{ВХ}) = \blacksquare$$

$$K_{Iос}(R_{\Gamma}, R_H) := -\frac{\beta}{1 + \beta \cdot \gamma_{\beta}} \cdot \frac{R_K \cdot R_{\Gamma}}{(R_K + R_H) \cdot (R_{\Gamma} + r_{\beta} + r_{\varepsilon} + R_0)}$$

<-- Учли ОС по току

$$K_{Iос}(R_{\Gamma}, 500 \cdot \text{ohm}) = -1.451$$

$$K_{Iос}(R_{\Gamma}, 1 \cdot K\Omega) = \blacksquare$$

$$K_{Iос}(R_{\Gamma}, R_{ВХ}) = -1.158$$

Учитывая g_k' , вычислим параметры.

$$\gamma_{K'} := \frac{r_{K'}}{r_{K'} + \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}}$$

$$\gamma_{K'} = \blacksquare$$

Получим эквивалентный КП

$$\beta_{0e} := \gamma_{K'} \cdot \beta$$

$$R_{BX} := (r_b + r_a + R_0) \cdot (1 + \beta_{0e} \cdot \gamma_{b0})$$

$$R_{BX} = \blacksquare K\Omega$$

$$R_{BX0\Omega} := R_{BX}$$

Область низких частот и больших времен.

1. Обеспечим $f_H = 30 \text{ Гц}$

Положим $\tau(C1) = \tau(C2) = \tau(C3)$

$$f_H := 30 \cdot \text{Hz}$$

$$\tau_H := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_H}$$

$$\tau_1 := \tau_H \cdot 3$$

$$C1 := \frac{\tau_1}{R_\Gamma + R_{BX}}$$

$$C2 := \frac{\tau_1}{R_{BX} + R_H}$$

$$C_3 := \frac{\tau_1}{R_3 + r_3}$$

$$C1 = \blacksquare \mu\text{F}$$

$$C2 = \blacksquare \mu\text{F}$$

$$C_3 = 40.382 \mu\text{F}$$

Выбираем ближайший номинал с запасом:

$$C_1 := 8 \cdot \mu\text{F}$$

1

$$C_2 := 4.7 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_3 := 50 \cdot \mu\text{F}$$

$$\tau_H := \frac{1}{\left[\frac{1}{C_1 \cdot (R_{\Gamma} + R_{ВХ})} + \frac{1}{C_2 \cdot (R_{ВЫХ} + R_H)} + \frac{1}{C_3 \cdot (R_3 + r_3)} \right]}$$

$$\tau_H = \blacksquare$$

$$f_H := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_H}$$

$$f_H = \blacksquare \text{ Hz}$$

2. $C_1 = C_2 = 1 \text{ мкФ}$, $C_3 = 10 \text{ мкФ}$

$$C_1' := 1 \cdot \mu\text{F}$$

$$C_2' := C_1'$$

$$C_3' := 10 \cdot \mu\text{F}$$

$$\tau_1' := C_1' \cdot (R_{\Gamma} + R_{ВХ})$$

$$\tau_2' := C_2' \cdot (R_{ВЫХ} + R_H)$$

$$\tau_3' := C_3' \cdot (R_3 + r_3)$$

,

$$\tau_H' := \frac{1}{\frac{1}{\tau_1'} + \frac{1}{\tau_2'} + \frac{1}{\tau_3'}}$$

$$\tau_H' = \blacksquare$$

$$f_H' := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \tau_H'}$$

$$f_H' = \blacksquare \text{ Hz}$$

3. Для заданных C' найти коэффициент спада δ

$$\delta(\tau_H) := \frac{\tau_H}{\tau_H'}$$

$$\delta(10 \cdot 10^{-6} \cdot \text{sec}) = \blacksquare$$

$$\delta(100 \cdot 10^{-6} \cdot \text{sec}) = \blacksquare$$

$$\delta(10^{-3} \cdot \text{sec}) = \blacksquare$$

4. Находим коэффициенты спада вершины импульса для основной схемы

$$\delta(\tau_H) := \frac{\tau_H}{\tau_H'}$$

$$\delta(10 \cdot 10^{-6} \cdot \text{sec}) = \blacksquare$$

$$\delta(100 \cdot 10^{-6} \cdot \text{sec}) = \blacksquare$$

$$\delta(10^{-3} \cdot \text{sec}) = \blacksquare$$

5. Обратная задача: по $\delta = 0.1$ определить C

$$\delta := 0.1$$

$$\tau_H' := 100 \cdot 10^{-6} \cdot \text{sec}$$

$$\tau_H' := \frac{\tau_H}{\delta}$$

$$\tau_{\text{H}}' = 1 \times 10^{-3} \text{ sec}$$

$$\tau_1' := 3 \cdot \tau_{\text{H}}'$$

$$C1' := \frac{\tau_1'}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}}$$

$$C2' := \frac{\tau_1'}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}$$

$$C_{\text{Э}}' := \frac{\tau_1'}{R_{\text{Э}} + r_{\text{Э}}}$$

$$C1' = \blacksquare \mu\text{F}$$

$$C2' = \blacksquare \mu\text{F}$$

$$C_{\text{Э}}' = 7.61 \mu\text{F}$$

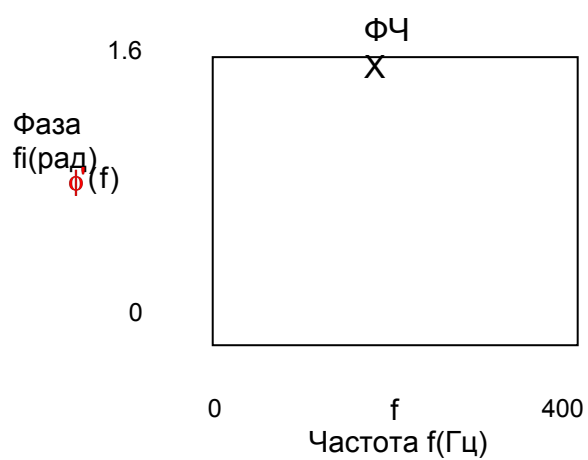
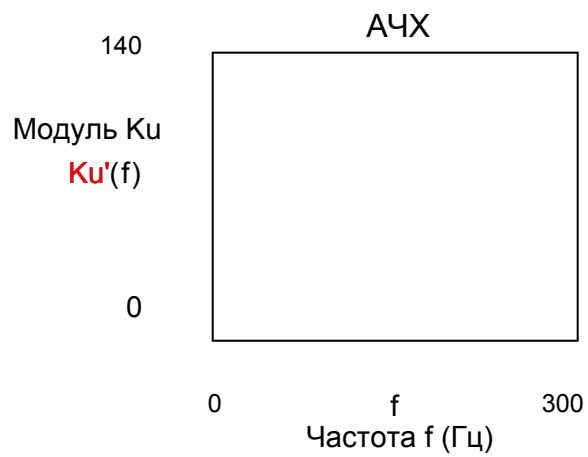
6. АЧХ, ФЧХ

$$f := 0.1 \cdot \text{Hz}, 0. \cdot \text{Hz} .. 400 \cdot \text{Hz}$$

Здесь ' означает только то, что это функция - для удобства и чтобы не переобозначать Ku на Ku0

$$Ku'(f) := \frac{|Ku(R_{\Gamma}, R_{\text{ВХ}})|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{\text{Н}}}{f}\right)^2}}$$

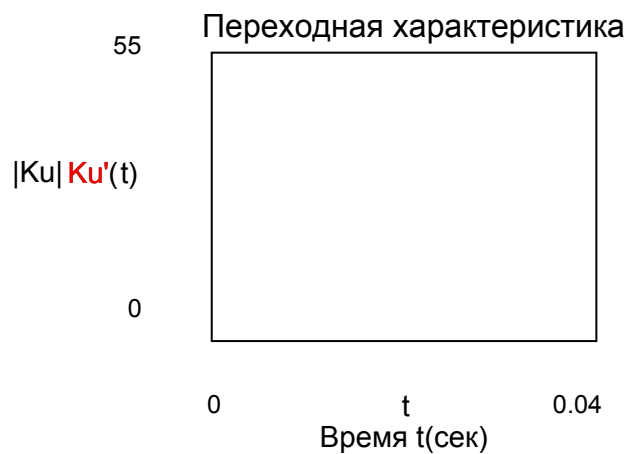
$$\phi'(f) := \text{atan}\left(\frac{f_{\text{Н}}}{f}\right)$$



7. Переходная характеристика.
 $t := 0 \cdot \text{sec}, 0.001 \cdot \text{sec} .. 0.045 \cdot \text{sec}$

$$K_u'(t) := |K_u(R_r, R_n)| \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_H}\right)$$

$$\tau_H = \blacksquare$$



Область высоких частот и малых времен.

1. Вычисляем частотные характеристики

$$\tau_K := C_K \cdot \frac{1}{\left(\frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_{\text{и}}} \right)}$$

$$\tau_{K'} := (1 - \gamma_{K'}) \cdot \tau_K$$

$$\tau_{\beta} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\beta}}$$

$$\tau_{\beta'} := \gamma_{K'} \cdot \tau_{\beta}$$

$$\beta_{oe} := \beta \cdot \gamma_{K'}$$

$$\tau_K = \blacksquare$$

$$\tau_{K'} = \blacksquare$$

$$\tau_{\beta} = 1.1 \times 10^{-7} \text{ sec}$$

$$\tau_{\beta'} = \blacksquare$$

Эквивалентная постоянная времени

$$\tau_{oe} := \tau_{\beta'} + \tau_{K'}$$

$$\tau_{oe} = \blacksquare$$

Постоянная времени на высших частотах

$$\tau_{\alpha} := \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\alpha}}$$

$$\tau_B := \frac{\tau_{oe}}{1 + \beta_{oe} \cdot \gamma_b}$$

$$\tau_B = \blacksquare$$

$$\tau_B := \frac{1}{\gamma_b} \cdot \left(\tau_{\alpha} + C_k \cdot \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H} \right)$$

$$\tau_B = \blacksquare$$

$$f_B := \frac{1}{\tau_B \cdot 2 \cdot \pi}$$

$$f_B = \blacksquare \text{ MHz}$$

$$\gamma_b(R_{\Gamma}) := \frac{r_{\alpha} + R_0}{R_{\Gamma} + r_b + \frac{r_{\alpha} + R_0}{\beta}}$$

$$\tau_B'(R_{\Gamma}) := \frac{\tau_{oe}}{1 + \beta_{oe} \cdot \gamma_b(R_{\Gamma})}$$

$$\tau_B'(R_{\Gamma}) = \blacksquare$$

2. Время нарастания импульса

Время нарастания фронта импульса:

$$t_n(R_{\Gamma}) := \tau_B'(R_{\Gamma}) \cdot \ln(9)$$

$$t_n(0 \cdot \text{ohm}) = \blacksquare$$

$$t_n(3 \cdot 10^3 \cdot \text{ohm}) = \blacksquare$$

$$t_n(R_{\Gamma}) = \blacksquare$$

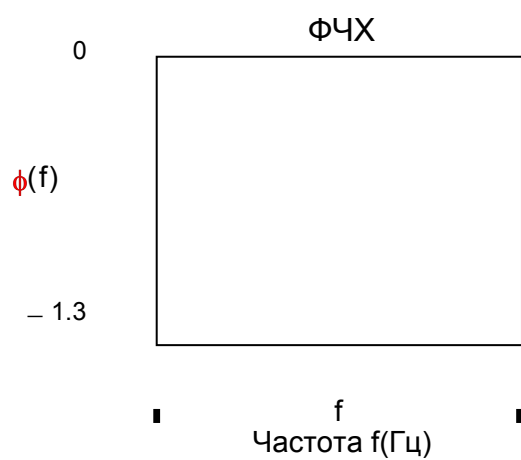
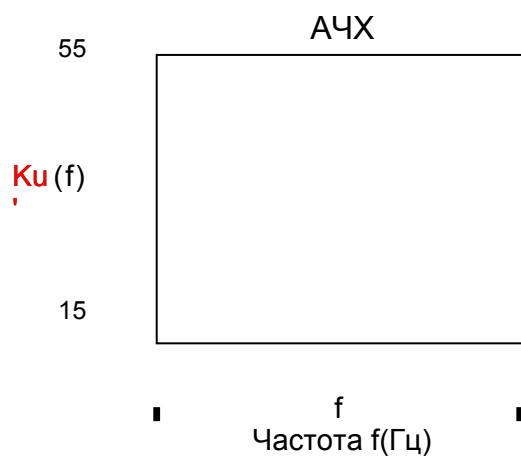
3. АЧХ, ФЧХ и переходная характеристика

$$f := 0 \cdot \text{MHz}, 0.1 \cdot \text{MHz}.. 60 \cdot \text{MHz}$$

1

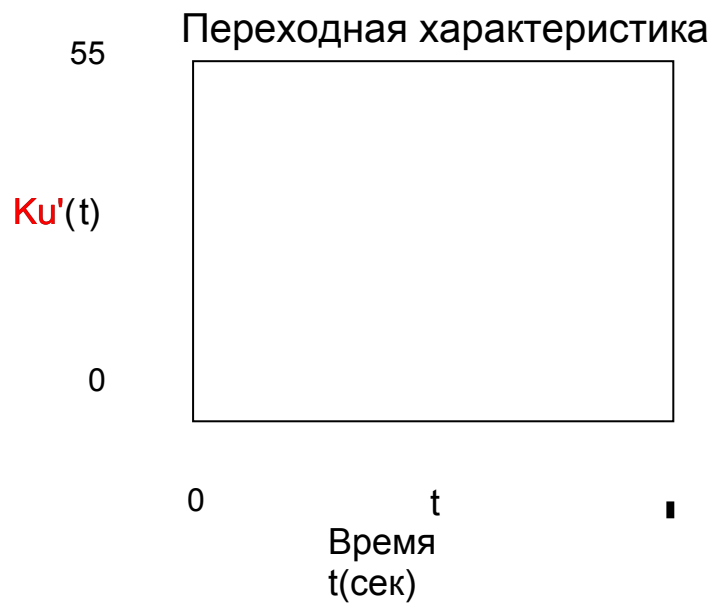
$$Ku'(f) := \frac{|Ku(Rr, Rn)|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_B}\right)^2}}$$

$$\phi(f) := -\text{atan}\left(\frac{f}{f_B}\right)$$



$$Ku'(t) := |Ku(Rr, Rn)| \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_B}\right)\right)$$

$$t := 0 \cdot \text{sec}, 1 \cdot 10^{-9} \cdot \text{sec} \dots 1 \cdot 10^{-7} \cdot \text{sec}$$



5

4. Вычисляем добротность.

$$D := |K_u(R_T, R_H)| \cdot f_B$$

$$D =$$

Добротность транзистора

$$D_0 := \frac{0.45}{C_K \cdot (r_B + r_E)}$$

$$D_0 = 5.917 \times 10^{10} \text{ sec}^{-1}$$

$$R_{\text{копт}} := \sqrt{\frac{\tau \alpha}{C_K} \cdot (r_B + r_E)}$$

$$R_{\text{копт}} = 36.159 \text{ ohm}$$

$$D_{\text{max}} := D_0 \cdot \frac{1}{1 + \sqrt{\frac{\tau \alpha}{C_K \cdot (r_B + r_E)}}}$$

$$D_{\text{max}} = 4.957 \times 10^9 \text{ sec}^{-1}$$

Эмиттерный повторитель.

1. Расчет по постоянному току.

$$U_{э} := E_k - U_{кэа}$$

$$U_{э} = 7 \text{ volt}$$

$$R_{э} := \frac{U_{э}}{I_{эа}}$$

$$R_{э} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R_{эн} := \frac{R_{э} \cdot R_H}{R_{э} + R_H}$$

$$R_{эн} = \blacksquare \text{ ohm}$$

$$R_{вх} := (1 + \beta) \cdot \frac{r_{к'} \cdot (R_{эн} + r_{э})}{r_{к'} + (R_{эн} + r_{э})} + r_{б}$$

$$R_{вх} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R_{б} := 2 \cdot R_{вх}$$

$$R_{б} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

Учитывая параметры рабочей точки получим R1 и R2

$$R1/R2 = U_{б}/E_0, R1 \parallel R2 = R_{б}$$

$$R2 := \frac{E_k}{U_{бэа}} \cdot R_{б}$$

$$R1 := \frac{R_{б} \cdot R2}{R2 - R_{б}}$$

$$R1 = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R2 = \blacksquare \text{ M}\Omega$$

Коэффициент токораспределения базы:

$$\gamma_{\text{б}} := \frac{r_{\text{э}} + R_{\text{э}}}{R_{\text{г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + R_{\text{э}}}$$

$$\gamma_{\text{б}} = 0.968$$

Коэффициент температурной неустойчивости:

$$S := \frac{\beta}{1 + \beta \cdot \gamma_{\text{б}}}$$

$$S = 1.024$$

2. Находим $R_{\text{вх}}$ БЕЗ УЧЕТА $R_{\text{б}}$

$$R_{\text{эн}}(R_{\text{н}}) := \frac{R_{\text{э}} \cdot R_{\text{н}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{н}}}$$

$$R_{\text{вх}}'(R_{\text{н}}) := (1 + \beta) \cdot \frac{r_{\text{к}}' \cdot (R_{\text{эн}}(R_{\text{н}}) + r_{\text{э}})}{r_{\text{к}}' + (R_{\text{эн}}(R_{\text{н}}) + r_{\text{э}})} + r_{\text{б}}$$

При $R_{\text{н}} = \infty$ получаем $R_{\text{вхmax}}$

$$R_{\text{вх}}'_{\text{max}} := (1 + \beta) \cdot \frac{r_{\text{к}}' \cdot (R_{\text{э}} + r_{\text{э}})}{r_{\text{к}}' + (R_{\text{э}} + r_{\text{э}})} + r_{\text{б}}$$

$$R_{\text{вх}}'_{\text{max}} = \blacksquare K_{\Omega}$$

При $R_{\text{н}} = R_{\text{вх0э}}$

$$R_{\text{вх}}'(\textcolor{red}{R}_{\text{вх0э}}) = \blacksquare K_{\Omega}$$

При заданном $R_{\text{н}}$

$$R_{\text{вх}} := R_{\text{вх}}'(\textcolor{red}{R}_{\text{н}})$$

$$\textcolor{red}{R}_{\text{вх}} = \blacksquare K_{\Omega}$$

3. Находим $R_{\text{вх}}$ С УЧЕТОМ $R_{\text{б}}$

$$R_{\text{вх}} := \frac{R_{\text{вх}} \cdot \textcolor{red}{R}_{\text{б}}}{R_{\text{вх}} + R_{\text{б}}}$$

$$R_{вх} = \beta K_{\Omega}$$

4. Находим K_u искать будем с учетом $R_{\bar{b}}$,
 $U_{вых} = (1 + \beta) I_{\bar{b}} [r_{к'} || (r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}} || R_H)]$, найдем ток базы:

$E_{г} = I_{\bar{b}} R_{вх'} + R_{г} (I_{\bar{b}} + I_d)$, где $R_{вх'}$ - входное сопротивление без делителя, I_d - ток через $R_{\bar{b}}$. Поскольку $R_{\bar{b}} || R_{вх'}$, $I_d = I_{\bar{b}} * R_{вх'} / R_{\bar{b}}$, и тогда: $E_{г} = I_{\bar{b}} * (R_{вх'} + R_{г} * (1 + R_{вх'} / R_{\bar{b}}))$ и получим K_u

$$K_u(R_{г}, R_H) := (1 + \beta) \cdot \frac{r_{к'} \cdot (r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}} || R_H)}{(r_{к'} + r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}} || R_H) \cdot \left[R_{г} \cdot \left(1 + \frac{R_{вх'}(R_H)}{R_{\bar{b}}} \right) + R_{вх'} R_H \right]}$$

$$K_u(R_{г}, R_H) = \beta$$

Ну а теперь найдем K_{umax} при $R_{г}=0$ и $R_H = \infty$

$$K_{umax} := (1 + \beta) \cdot \frac{r_{к'} \cdot (r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}})}{(r_{к'} + r_{\bar{e}} + R_{\bar{e}}) \cdot R_{вх'max}}$$

$$K_{umax} = \beta$$

что и следовало ожидать. На самом деле равен 1, благодаря ограничению точности, более точно равен

$$K_{umax} = \beta$$

5. Находим $R_{вых}$

$$R_{вых} := r_{\bar{e}} + \frac{R_{\bar{b}} + r_{\bar{b}}}{1 + \beta}$$

$$R_{вых} = 0.967 \text{ ohm}$$

$$R_{выхmin} := \frac{r_{\bar{b}}}{1 + \beta} + r_{\bar{e}}$$

$$R_{выхmi} = 0.554 \text{ ohm}$$

n

6. Найдем коэффициенты входа и выхода и через них K_u

$$\xi U_{вх}(R_{г}) := \frac{R_{вх}}{R_{вх} + R_{г}}$$

$$\xi U_{\text{вых}}(R_H) := \frac{R_H}{R_{\text{вых}} + R_H}$$

$$\xi U_{\text{вх}}(R_{\Gamma}) = \blacksquare$$

$$\xi U_{\text{вых}}(\textcolor{red}{R_H}) = \blacksquare$$

$$K_u(R_{\Gamma}, R_H) := \xi U_{\text{вх}}(R_{\Gamma}) \cdot \xi U_{\text{вых}}(R_H) \cdot \textcolor{red}{K_{\text{max}}}$$

$$K_u(R_{\Gamma}, \textcolor{red}{R_H}) = \blacksquare$$

7. Находим $U_{\text{вхmin}}, U_{\text{вхmax}}$

$$U_{\text{вхmax}} := E_K - 2 \cdot \text{volt}$$

Из условия $r_3 \ll R_3 \parallel R_H$ (1) получим $U_{\text{вхmin}}$: положим

$$r_3 = 0.1 R_3 \parallel R_H$$

$$r_{3\text{max}} := 0.1 \cdot R_{3H}(\textcolor{red}{R_H})$$

Подставим в $r_3 = \phi t / (I_{30} + I_3) \Rightarrow I_3 = \phi t / r_3 - I_{30}$

$$I_{3\text{min}} := \frac{\phi t}{r_{3\text{max}}} - I_{30}$$

$$\textcolor{red}{I_{3\text{min}}} = \blacksquare \text{ mA}$$

\Rightarrow

$$I_{\beta\text{min}} := \frac{\textcolor{red}{I_{3\text{min}}} - I_{3a}}{1 + \beta}$$

$$U_{\text{вхmi}} := I_{\beta\text{min}} \cdot R_{\text{вх}}'(\textcolor{red}{R_H})$$

n

$$U_{\text{вхmax}} = 125 \text{ volt}$$

$$\textcolor{red}{U_{\text{вхmin}}} = \blacksquare \text{ volt}$$

Каскад с эмиттерным входом.

1. Расчет по постоянному току.

$$E_{\text{э}} := E_{\text{к}}$$

$$R_{\text{к}} := \frac{E_{\text{к}} - U_{\text{кба}}}{I_{\text{ка}}}$$

$$R_{\text{к}} = \blacksquare \text{ } \mathbf{K\Omega}$$

$$R_{\text{э}} := \frac{E_{\text{э}} - U_{\text{бэа}}}{I_{\text{эа}}}$$

$$R_{\text{э}} = \blacksquare \text{ } \mathbf{K\Omega}$$

2. Находим входные, выходные параметры.

$$\gamma_{\text{б0}} := \frac{r_{\text{б}}}{r_{\text{б}} + r_{\text{э}}}$$

$$R_{\text{вх}} := (r_{\text{э}} + r_{\text{б}}) \cdot (1 - \gamma_{\text{б0}} \cdot \alpha)$$

$$R_{\text{вх}} = 0.554 \text{ohm}$$

$$R_{\text{вых}} := R_{\text{к}}$$

$$R_{\text{вых}} = \blacksquare \text{ } \mathbf{K\Omega}$$

Выходное сопротивление можно повысить увеличив $R_{\text{к}}$ и напряжение $E_{\text{к}}$, но поскольку требуется использовать тот же источник питания, менять $E_{\text{к}}$ мы не можем.

$$K_{\text{уб}}(R_{\text{г}}, R_{\text{н}}) := \alpha \cdot \frac{R_{\text{н}} \cdot R_{\text{к}}}{(R_{\text{н}} + R_{\text{к}}) \cdot (R_{\text{г}} + R_{\text{вх}})}$$

$$K_{\text{уб}}(R_{\text{г}}, \mathbf{R_{\text{вх0э}}}) = \blacksquare$$

$$K_{\text{и}}(R_{\text{г}}, R_{\text{н}}) := \alpha \cdot \frac{R_{\text{г}}}{R_{\text{г}} + R_{\text{вх}}} \cdot \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}} \quad K_{\text{и}}(R_{\text{г}}, \mathbf{R_{\text{вх0э}}}) = \blacksquare$$

Каскад с эмиттерной связью.

1. Расчет по постоянному току.

Для первого транзистора рабочую точку выберем такую же как и для ОЭ, а для второго ее придется немного сдвинуть, лучше конечно было бы взять другой Т2

Сначала посчитаем $R_э$ рассматривая первый транзистор, при этом учтем что через него текут эмиттерные токи обоих транзисторов

$$R_э := \frac{E_k - U_{кэа}}{2 \cdot I_{эа}}$$

$$R_э = 795.455 \text{ ohm}$$

Падение напряжения на нем:

$$U_{R_э} := E_k - U_{кэа}$$

Теперь обеспечим $U_{бэа}$ для второго транзистора. Базовый делитель второго транзистора $R_3 R_4$ для удобства заменим эквивалентным резистором между базой и +Е (там где R_3); учтем что через R_3 течет ток базы VT2

$$U_{R_3} := E_k - U_{бэа} - U_{R_э}$$

$$R_3 := \frac{U_{R_3}}{I_{ба}}$$

$$R_3 = 1 \text{ k}\Omega$$

получили систему $R_3/(R_3+R_4)=U_{R_3}/E_k$, $R_3 \parallel R_4 = R_3$

$$U_{R_3} = 49.2 \text{ volt}$$

$$R_4 := \frac{E_k}{U_{R_3}} \cdot R_3$$

$$R_4 := \frac{R_3 \cdot R_4}{R_4 - R_3}$$

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 = 1 \text{ k}\Omega$$

$$U_{кба} = 49.25 \text{ volt}$$

$$U_{кэ2} := U_{кэа} - 2 \cdot \text{volt}$$

Посчитаем R_k :

$$R_k := \frac{E_k - U_{кэ2} - U_{Rэ}}{I_{ка}}$$

$$R_k = 166.667 \text{ ohm}$$

2. Параметры усилителя

Выходное сопротивление

$$R_{вых} := R_k$$

$$R_k = 166.667 \text{ ohm}$$

Входное сопротивление второго каскада

$$R_{вх2} := r_э + (1 - \alpha) \cdot r_б$$

Входное сопротивление усилителя, с учетом что он нагружен на второй каскад

$$R_{вхок'}(R_H) := (1 + \beta) \cdot \frac{r_{к'} \cdot (R_{эH}(R_H) + r_э)}{r_{к'} + (R_{эH}(R_H) + r_э)} + r_б$$

<--- без учета $R_б$

$$R_{вх} := \frac{R_{вхок'}(R_{вх2}) \cdot R_б}{R_{вхок'}(R_{вх2}) + R_б}$$

$$R_в = 1 \text{ ohm}$$

х

Каскод.

1. Расчет по постоянному току.

$$E_{к'} := 220 \cdot \text{volt}$$

Положим, что на $R_э$ падает $0.1 E_{к'}$

$$U_{э1} := 0.1 \cdot E_k$$

$$R_{э} := \frac{U_{э1}}{I_{эа}}$$

$$R_{э} = 454.545 \text{ohm}$$

Вычислим R_k :

$$R_k := \frac{E_k' - U_{э1} - 2 \cdot U_{кэа}}{I_{ка}}$$

$$R_k = \mathbf{1 \text{ K}\Omega}$$

Дифференциальный каскад.

Будем рассматривать симметричную схему.

1. Расчет по постоянному току.

Поскольку от $R_{э}$ будет зависеть КОСС, а температурные изменения в параметрах транзисторов одинаковы, выберем падение напряжения на $R_{э}$ побольше.

$$U_{э} := 0.5 \cdot E_k$$

$$R_{э} := \frac{U_{э}}{2 \cdot I_{эа}}$$

$$R_{э} = 655.992 \text{ohm}$$

$$R_k := \frac{E_k - U_{кэа} - U_{э}}{I_{ка}}$$

$$R_k = \mathbf{1 \text{ K}\Omega}$$

R_1 и R_2 посчитаем так же как в обычном ОЭ

$$R_{б} := (1 + \beta) \cdot (r_{э} + R_0) \cdot 1$$

$$R_2 := \frac{E_k}{U_{k6a}} \cdot R_6$$

$$R_1 := \frac{R_6 \cdot R_2}{R_2 - R_6}$$

$$R_6 = 3.694 \times 10^3 \text{ ohm}$$

$$R_1 = 6.034 \times 10^3 \text{ ohm}$$

$$R_2 = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

2. Характеристики усилителя

Учтем, что $R_{вхд} = 2R_{вхоэ}$

$$R_{вхоэ} := \frac{R_6 \cdot [r_6 + (1 + \beta) \cdot (r_э + R_э)]}{R_6 + r_6 + (1 + \beta) \cdot (r_э + R_э)}$$

$$R_{вхд} := 2 \cdot R_{вхоэ}$$

$$R_{вхд} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R_{вхс} := R_{вхоэ}$$

$$R_{вхс} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R_{выхд} := 2 \cdot R_k$$

$$R_{выхд} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

$$R_{выхс} := R_k$$

$$R_{выхс} = \blacksquare \text{ K}\Omega$$

Для вычисления K_u потребуются

$$\gamma_6 := \frac{r_э}{R_г + r_6 + r_э}$$

$$\gamma_{K'}(R_H) := \frac{r_{K'}}{r_{K'} + \frac{R_k \cdot R_H}{R_k + R_H}}$$

$$\gamma_K' \left(\frac{R_H}{2} \right) = \blacksquare$$

Получим эквивалентный КП

$$\beta_{0e} := \gamma_K'(\mathbf{R_H}) \cdot \beta$$

Тогда коэффициент усиления дифференциального сигнала

$$K_{уд} := - \frac{\beta_{0e}}{1 + \beta_{0e} \cdot \gamma_{\mathbf{b}}'} \cdot \frac{R_K \cdot \frac{\mathbf{R_H}}{2}}{\left(R_K + \frac{R_H}{2} \right) \cdot (R_{\Gamma} + r_{\mathbf{b}} + r_{\mathbf{э}})}$$

$$\mathbf{K_{уд}} = \blacksquare$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала

$$K_{ус} := - \frac{\beta_{0e}}{1 + \beta_{0e} \cdot \gamma_{\mathbf{b}}'} \cdot \frac{R_K \cdot \mathbf{R_H}}{(R_K + R_H) \cdot (R_{\Gamma} + r_{\mathbf{b}} + r_{\mathbf{э}} + R_{\mathbf{э}})}$$

Коэффициент ослабления синфазного сигнала

$$K_{п} := \frac{K_{уд}}{\mathbf{K_{ус}}}$$

$$I_{вхср} := I_{ба}$$

$$I_{вхср} = 400 \mu A$$

Список литературы

1. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. Радио, 1980. – 424 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника. – М.: Высшая школа, 1991. – 622 с.: ил.
3. Опадчий Ю.Ф. и др. Аналоговая и цифровая электроника (Полный курс). – М.: Горячая линия – Телеком, 2000. – 768 с.: ил.
4. Алексенко А.Г. Основы микросхемотехники .- М.: ЮНИМЕДИАСТАЙЛ, 2002. – 448 с.: ил.

Вы познакомились с азами аналоговой схемотехники, с базовыми элементами и узлами. Авторы надеются, что знание предмета «Основы схемотехники» при настойчивой постоянной и обязательно большой самостоятельной практической работе позволит Вам освоить современные радиотехнические системы.

Авторы.

Содержание

Предисловие	3
ГЛАВА I. Усилительные каскады на биполярных транзисторах	4
<i>1.1. Статический режим усилительного каскада</i>	<i>4</i>
1.1.1. Выбор рабочей точки	4
1.1.2. Обеспечение рабочей точки	6
1.1.3. Температурная стабильность рабочей точки.....	8
1.1.4. Обеспечение рабочей точки транзистора с учетом зависимости его параметров от температуры	10
1.1.5. Порядок расчета усилительного каскада на постоянном токе	12
1.1.6. Некоторые практические схемы термостабилизации и термокомпенсации	15
Вопросы и задания для самопроверки к главе I	17
Глава II. Усилительный каскад по схеме с общим эмиттером.....	19
2.1. Общий подход	19
2.2. Область средних частот	21
2.2.1. Входное сопротивление	22
2.2.2. Выходное сопротивление	22
2.2.3. Коэффициент передачи по напряжению	22
2.2.4. Коэффициент передачи тока	24
2.3. Внутренняя обратная связь	25
2.4. Уточнение усилительных параметров.....	29
2.4.1. Учет дифференциального сопротивления коллекторного перехода.....	29
2.4.2. Выходное сопротивление	30
2.4.3. Учет внутренней обратной связи по напряжению	32
2.5. Каскад в области больших времен и низших частот	32
2.6. Каскад в области малых времен и высших частот	36
Вопросы и задания для самопроверки к главе II.....	43
Глава III. Другие одностранзисторные усилительные каскады с RC-связями.....	44
3.1. Эмиттерный повторитель.....	44
3.2. Каскад с эмиттерным входом.....	50
3.3. Фазоинверсный каскад.....	53
3.4. Усилители на полевых транзисторах.....	54

3.4.1. Усилительный каскад ОИ	54
3.4.2. Каскад с общим истоком	58
Вопросы и задания для самопроверки к главе III	59
Глава IV. Двухтранзисторные усилительные каскады	60
4.1. Составной транзистор.....	60
4.2. Сложные повторители	65
4.2.1. ЭП на составном транзисторе	66
4.2.2. ЭП с внутренней обратной связью	67
4.2.3. ЭП с динамической нагрузкой	68
4.3. Каскад с эмиттерной связью	70
4.4. Каскод.....	73
4.5. Фазоинверсный каскад на эмиттерной связке	77
Вопросы и задания для самопроверки к главе IV	78
Глава V. Усилители постоянного тока	79
5.1. Общие сведения	79
5.2. Температурный дрейф.....	83
5.3. Методы борьбы с дрейфом.....	87
5.4. Дифференциальный каскад	91
5.4.1. Генератор стабильного тока	95
5.4.2. Характеристики (параметры) ДК.....	97
5.5. Аналоговый умножитель двух сигналов	105
Вопросы и задания для самопроверки к главе V	107
Глава VI. Операционный усилитель.....	108
6.1. Схемотехника ОУ	109
6.1.1. ДК по схеме Дарлингтона.....	109
6.1.2. ДК с динамической нагрузкой	110
6.1.3. ДК по схеме эмиттерной связки.....	111
6.1.4. ДК по каскодной схеме	112
6.1.5. Схема перехода к несимметричному (заземленному) выходу ...	113
6.1.6. Выходная схема	114
6.1.7. Схема защиты ОУ	115
6.2. Параметры ОУ.....	116
6.3. Неинвертирующее и инвертирующее включение ОУ.....	120
6.3.1. Неинвертирующее включение ОУ	120
6.3.2. Инвертирующее включение	122

6.4. Импульсные схемы на основе ОУ	124
6.4.1. Аналоговые компараторы.....	124
6.4.2. Мультивибраторы.....	129
6.5. Примеры применения операционных усилителей	134
6.5.1. Неинвертирующий сумматор	134
6.5.2. Дифференциальный усилитель	135
6.5.3. Резонансный усилитель	136
6.5.4. Генератор синусоидальных колебаний	138
Вопросы и задания для самопроверки к главе VI	141
Задачи для самостоятельного решения	143
Примеры решения задач.....	153
Приложения	168
Список литературы.....	213

Учебное издание

Артемов Константин Серафимович
Солдатова Нина Львовна

Основы схемотехники

Учебное пособие

Редактор, корректор А.А. Антонова
Компьютерная верстка И.Н. Ивановой

Подписано в печать 11.2005 г. Формат 60х84/16.
Бумага тип. Усл. печ. л. Уч.-изд. л. 5,1. Тираж 100 экз. Заказ .

Оригинал-макет подготовлен
В редакционно-издательском отделе ЯрГУ.
Ярославский государственный университет.
150000 Ярославль, ул. Советская, 14.
Отпечатано ООО «Ремдер»
ЛР ИД № 06151 от 26.10.2001.
г. Ярославль, пр. Октября, 94, оф. 37 тел. (0852) 73-35-03.