

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ ДЛЯ ВУЗОВ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



Схемотехника усилительных устройств



Д. А. Перепелкин

2-е издание

Д. А. Перепелкин

Схемотехника усилительных устройств

*2-е издание,
переработанное и исправленное*

*Допущено Учебно-методическим объединением вузов по
университетскому политехническому образованию в качестве
учебного пособия для студентов высших учебных заведений,
обучающихся по направлению подготовки
090301 «Информатика и вычислительная техника»*

**Москва
Горячая линия – Телеком
2014**

УДК 621.375

ББК 32.846

П27

Рецензенты: канд. техн. наук, доцент кафедры «Систем автоматизированного проектирования» Московского государственного технического университета им. Н. Э. Баумана *В. А. Мартынюк*; доктор техн. наук, профессор кафедры «Информатика и вычислительная техника» Рязанского государственного университета им. С. А. Есенина *В. Н. Ручкин*

Перепелкин Д. А.

П27 Схемотехника усилительных устройств. Учебное пособие для вузов. – 2-е изд., испр. и перераб. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 238 с: ил.

ISBN 978-5-9912-0456-9.

Рассмотрены теоретические и практические аспекты разработки и проектирования современных усилительных устройств. Приведены способы математического описания их работы, а также основы анализа и синтеза устройств с заданными техническими характеристиками и параметрами.

Для студентов, обучающихся по направлению 090301 – «Информатика и вычислительная техника», а также специалистов в области разработки и проектирования радиоэлектронных устройств.

ББК 32.846

Адрес издательства в Интернет WWW.TECHBOOK.RU

Учебное издание

Перепелкин Дмитрий Александрович

Схемотехника усилительных устройств

Учебное пособие для вузов

2-е издание,

исправленное и переработанное

Редактор А. Е. Пескин

Обложка художника О. В. Карповой

Подписано в печать 07.08.2014. Формат 60×90/16. Усл. печ. л. 14,87. Изд. № 140456. Тираж 500 экз.
ООО «Научно-техническое издательство «Горячая линия – Телеком»

ISBN 978-5-9912-0456-9

© Д. А. Перепелкин, 2014

© Издательство «Горячая линия – Телеком», 2014

Введение

Важнейшим условием повышения конкурентоспособности российских предприятий является внедрение современных информационных технологий и электронных устройств. Для повышения качества продукции и услуг на предприятиях активно внедряются электронные средства специального назначения. Промышленное развитие электроники и схемотехники можно подразделить на два направления: энергетическое, связанное с преобразованием переменного и постоянного тока для нужд электроэнергетики и информационное, к которому относятся электронные средства, обеспечивающие измерения, контроль и управление различными процессами и системами во многих отраслях науки и техники.

Настоящее учебное пособие написано в соответствии с ФГОС-3 и программой курса «Электротехника, электроника и схемотехника» для студентов, обучающихся по направлению 090301 «Информатика и вычислительная техника».

В учебном пособии в сжатой и доступной форме последовательно изложены теоретические и практические аспекты разработки и проектирования современных усилительных устройств. Материал учебного пособия сопровождается большим числом иллюстративного материала и практических примеров, что поможет студентам правильно проектировать усилительные устройства, выбирать необходимые схемотехнические варианты их исполнения, модернизировать и улучшать их функционирование.

Учебное пособие состоит из девяти глав. Первая и вторая главы посвящены принципам и режимам работы, схемам включения, усилительным свойствам и вольт-амперным характеристикам биполярных и полевых транзисторов. В третьей главе приводятся классификация усилителей, их основные параметры и характеристики, способы расчета в различных режимах работы, а также практические схемы термостабилизации усилительных каскадов. В четвертой главе рассматривается применение обратной связи в усилительных устройствах и ее влияние на полосу пропускания сигналов. Пятая глава посвящена частотным характеристикам и параметрам усилительных устройств на транзисторах во всем диапазоне частот. В шестой и седьмой главах рассмотрены практические схемы усилительных устройств на дифференциальных каскадах и операционных усилителях. Восьмая глава посвящена практическим схемам пассивных и активных фильтров. В девятой главе рассматриваются вопросы расчета, проектирования и разработки многокаскадных усилительных устройств в соответствии с заданными техническими характеристиками и параметрами.

В результате изучения данного учебного пособия студенты должны **знать**:
элементную базу современных усилительных устройств;
принципы построения и функционирования усилительных устройств;
режимы работы усилительных устройств;
способы расчета статических и динамических параметров усилительных устройств;

методы анализа и синтеза усилительных устройств с заданными техническими характеристиками и параметрами;

уметь:

составлять электрические и электронные схемы усилительных устройств;
рассчитывать электронные цепи постоянного и переменного токов;
выполнять расчеты различных усилительных устройств с заданными техническими характеристиками и параметрами;

владеть:

современными средствами автоматизированного проектирования и моделирования усилительных устройств.

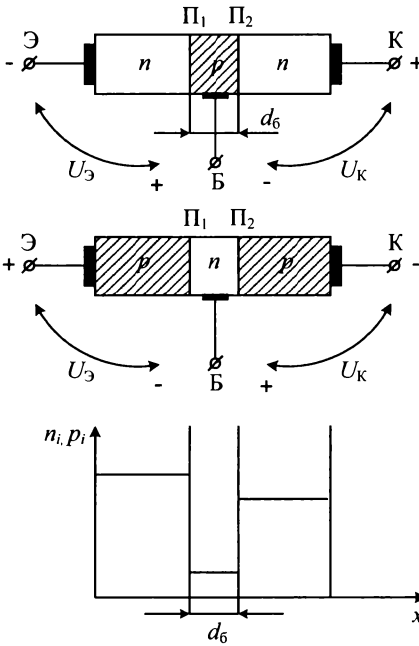
Данная книга может быть использована в качестве учебного пособия не только для указанного направления, но и в качестве справочного пособия для других направлений и специальностей, а также специалистов в области разработки и проектирования радиоэлектронных устройств.

Автор благодарен за оказанную помощь в улучшении содержания учебного пособия заведующему кафедрой «Систем автоматизированного проектирования вычислительных средств» Рязанского государственного радиотехнического университета д.т.н., профессору В.П. Корячко.

Автор выражает глубокую признательность рецензентам – к.т.н., доценту кафедры «Системы автоматизированного проектирования» Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана В.А. Мартынюку и д.т.н., профессору кафедры «Информатика и вычислительная техника» Рязанского государственного университета им. С.А. Есенина В.Н. Ручкину.

ГЛАВА 1. БИПОЛЯРНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Биполярный транзистор (БТ) – это полупроводниковый прибор, состоящий из двух электронно-дырочных ($p-n$)-переходов, выполненных в одном кристалле.



В транзисторе имеется три области:

- эмиттерная;
- базовая;
- коллекторная и соответственно три вывода (электрода): эмиттер, база, коллектор.

Переход, который образуется на границе эмиттер-база, называется эмиттерным (Π_1), а на границе база-коллектор – коллекторным (Π_2).

Проводимость базы может быть как дырочной, так и электронной, соответственно различают транзисторы со структурами $n-p-n$ и $p-n-p$.

На рис. 1.1 приведены структуры биполярных транзисторов. Принцип работы транзисторов обоих типов одинаков.

Рис. 1.1. Структуры биполярных транзисторов

Различие состоит в том, что в транзисторах со структурой $n-p-n$ ток, текущий через базу, создают электроны, инжектированные эмиттером в базу, а в транзисторах $p-n-p$ этот ток создают дырки.

Обозначение биполярных транзисторов на принципиальных электрических схемах приведено на рис. 1.2.

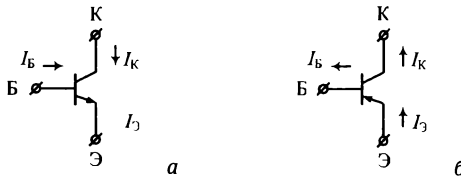


Рис. 1.2. Обозначение биполярных транзисторов на схемах:
а – $n-p-n$ -типа; б – $p-n-p$ -типа

В усилительном режиме работы транзистора эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный переход – в обратном.

В транзисторе осуществляется взаимное влияние переходов друг на друга. Для эффективного воздействия эмиттерного перехода на коллекторный переход необходимо выполнение следующих основных требований:

1. Толщина базы транзистора должна быть много меньше диффузионной длины пробега инжектируемых в нее носителей:

$$L_p \gg d_b = 1,5 \dots 25 \text{ мкм.}$$

2. База должна иметь концентрацию основных носителей много меньше концентрации основных носителей в области эмиттера.

3. Площадь коллекторного перехода должна быть в несколько раз больше площади эмиттерного перехода.

По технологии изготовления различают:

- сплавные транзисторы;
- диффузионные (планарные) транзисторы;
- комбинированные транзисторы (диффузионно-сплавные или планарно-сплавные).

1.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

Образование эмиттерного и коллекторного переходов приводит к некоторому уменьшению реальной толщины базы $d'_b < d_b$.

При подключении E_k происходит увеличение потенциального барьера коллекторного перехода. Толщина коллекторного перехода несколько увеличивается. В коллекторной цепи появляется слабый ток (в полупроводниковом диоде при обратном напряжении). Этот ток называют собственным обратным током коллектора и обозначают I_{k0} .

При подключении $E_э$ происходит снижение потенциального барьера эмиттерного перехода, соответственно его толщина уменьшается и в эмиттерной цепи появляется ток эмиттера. Ток эмиттера в основном определяется током диффузии, который состоит из электронной и дырочной составляющих:

$$I_э = I_{эn} + I_{эp}.$$

Если бы концентрация основных носителей в эмиттерной и базовой областях была одинаковой, то это привело бы к выравниванию концентрации основных носителей:

$$I_{эn} = I_{эp}.$$

Однако, у транзистора база бедна основными носителями (электронами проводимости), а область эмиттера, наоборот, имеет высокую концентрацию основных носителей (дырок), поэтому: $I_{эp} \gg I_{эn}$, т. е. дырочная составляющая

тока эмиттера много больше бесполезной электронной составляющей тока эмиттера. Электронная составляющая тока эмиттера $I_{Эн}$ оказывается бесполезной потому, что она замыкается через цепь базы и не участвует в создании тока коллектора. Диффузия электронов из базы в эмиттер восполняется притоком в базу новых электронов из внешней цепи, что и определяет величину и направление электронной составляющей тока эмиттера.

Принцип работы биполярного транзистора показан на рис. 1.3.

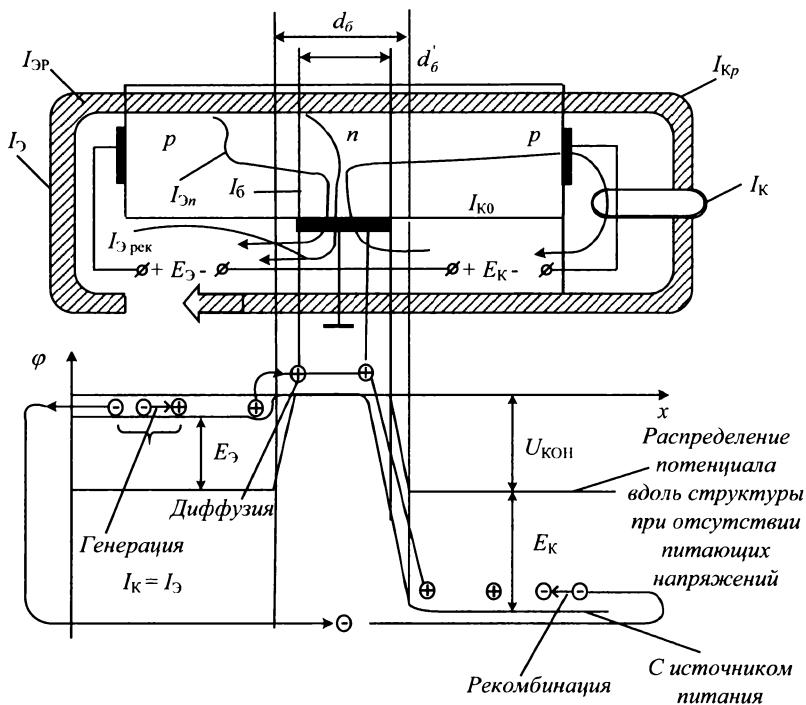


Рис. 1.3. Принцип работы биполярного транзистора

Для цепи базы $I_{Эн}$ является одной из составляющих тока базы.

Отношение $I_{Эр} / I_Э = I_{Эр} / (I_{Эр} + I_{Эн}) = \gamma = 0,99 \dots 0,995$ называется *эффективностью эмиттера*.

Дырочная составляющая тока эмиттера определяется переходом дырок из эмиттера в базу. Так как напряжения источника питания выделяются в основном на переходах, обладающих в сравнении с тонкой базой относительно большими сопротивлениями, то можно считать, что электрическое поле в базе у

Транзистор характеризуется также интегральным коэффициентом передачи тока базы β_u :

$$\beta_u = \frac{I_{Kp}}{(I_{Эн} + I_{Эрек})} = \frac{I_{Kp} - I_{K0}}{(I_{Б} + I_{K0})} = \frac{I_{Kp}}{(I_{Э} - I_{Kp})} = \frac{\alpha_u}{(1 - \alpha_u)}, \text{ где } \frac{I_{Kp}}{I_{Э}} = \alpha_u.$$

Максимальному значению α_u соответствует максимум β_u . Согласно приведенной формуле незначительное уменьшение α_u вызывает существенное уменьшение β_u .

В транзисторной технике широко используют дифференциальный коэффициент передачи тока базы β :

$$\beta = \frac{dI_K}{dI_B} = \frac{dI_K}{(dI_{Э} - dI_K)} = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \text{ при } U_K = const.$$

При средних значениях тока эмиттера $I_{Э}$, когда $\alpha_u \approx \alpha \approx 1$

$$\beta_u = \beta = \frac{\alpha}{(1 - \alpha)} \gg 1.$$

На практике иногда используют более простые, но менее точные соотношения:

$$\alpha = \alpha_u = \frac{I_K}{I_{Э}} \text{ и } \beta = \beta_u = \frac{I_K}{I_B},$$

которые справедливы при условии: $I_K \gg I_B > I_{K0}$.

Транзисторы представляют собой управляемый электронный прибор. Величина его тока I_K зависит от величины токов $I_{Э}$ или I_B . Обратный смещенный коллекторный переход допускает включение источника э.д.с. $E_K \gg E_{Э}$. Если в цепь эмиттера включить дополнительный источник э.д.с. $|\Delta E_{Э}| < E_{Э} \ll E_K$, то он будет расходовать мощность $\Delta P_{Э} = \Delta E_{Э} \Delta I_{Э}$. При этом ток коллектора изменится на величину $\Delta I_K = \alpha \Delta I_{Э} \approx \Delta I_{Э}$ и в коллекторной цепи выделится дополнительная мощность $\Delta P_K = E_K \Delta I_K \approx E_K \Delta I_{Э} \gg \Delta P_{Э}$. В этом и проявляется усиленный эффект транзистора, который при надлежащем подборе параметров схемы может быть использован для усиления мощности, так и напряжения сигнала.

Изложенное показывает, что усиление мощности сигнала происходит с помощью транзистора за счет энергии источника питания E_K .

1.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В зависимости от полярностей напряжений, приложенных к переходам эмиттер-база и коллектор-база, различают четыре режима работы биполярного транзистора.

- *Активный режим.*

В этом режиме эмиттерный переход смещен в прямом направлении, а коллекторный переход – в обратном. Данный режим является основным режимом работы транзистора и применяется для усиления сигнала по мощности. Схема биполярного транзистора в активном режиме приведена на рис. 1.5.

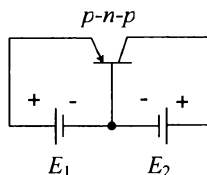


Рис. 1.5. Схема биполярного транзистора в активном режиме

- *Режим отсечки.*

В этом режиме эмиттерный и коллекторный переходы смещены в обратном направлении. Через $p-n$ -переходы протекают небольшие обратные токи. Биполярный транзистор в данном режиме закрыт. Схема биполярного транзистора в режиме отсечки приведена на рис. 1.6.

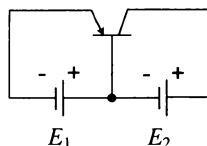


Рис. 1.6. Схема биполярного транзистора в режиме отсечки

- *Режим насыщения.*

В этом режиме $p-n$ -переходы смещены в прямом направлении. Ток в цепи коллектора максимален и практически не регулируется током входной цепи. Биполярный транзистор в данном режиме полностью открыт. Схема биполярного транзистора в режиме насыщения приведена на рис. 1.7.

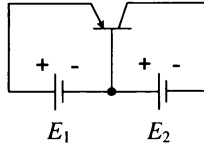


Рис. 1.7. Схема биполярного транзистора в режиме насыщения

• *Инверсный режим.*

В этом режиме эмиттерный переход смещен в обратном направлении, а коллекторный переход – в прямом. Данный режим не соответствует нормальным условиям эксплуатации транзистора. Схема биполярного транзистора в инверсном режиме приведена на рис. 1.8.

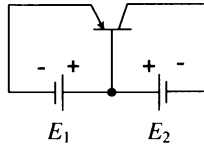


Рис. 1.8. Схема биполярного транзистора в инверсном режиме

1.4. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Различают три возможные схемы включения биполярных транзисторов:

- с общей базой (ОБ);
- с общим эмиттером (ОЭ);
- с общим коллектором (ОК).

Общим называют электрод транзистора, от которого отсчитывают входные и выходные напряжения на транзисторе.

Схемы транзисторов, включенных по схеме с общей базой приведены на рис. 1.9, 1.10.

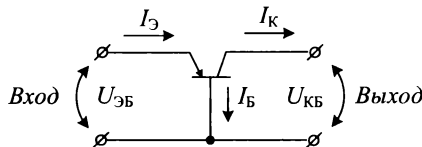


Рис. 1.9. Схема транзистора с ОБ со структурой *p-n-p*:
входное напряжение $U_{ЭБ}$; выходное напряжение $U_{КБ}$;
входной ток I_E ; выходной ток I_K

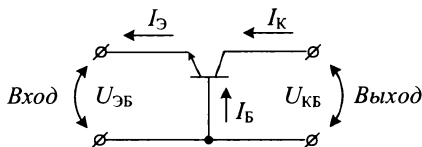


Рис. 1.10. Схема транзистора с ОБ со структурой *n-p-n*

На рис. 1.11 приведена схема транзистора с ОЭ.

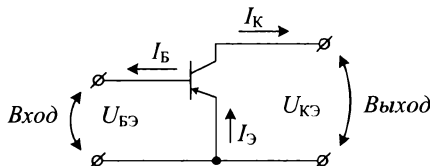


Рис. 1.11. Схема транзистора с ОЭ:
входное напряжение $U_{БЭ}$; выходное напряжение $U_{КЭ}$;
входной ток $I_{Б}$; выходной ток $I_{К}$

На рис. 1.12 приведена схема транзистора с ОК.

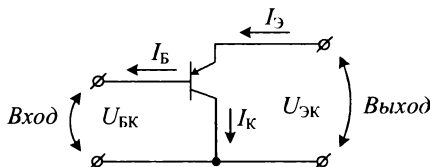


Рис. 1.12. Схема транзистора с ОК

1.5. ХАРАКТЕРИСТИКИ И ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

1.5.1. СХЕМА ТРАНЗИСТОРА С ОБ

Схема транзистора с ОБ при подключении источника питания ΔU_3 и нагрузки R_H приведена на рис. 1.13.

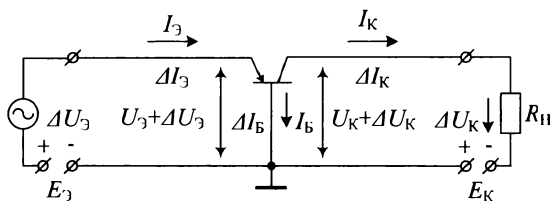


Рис. 1.13. Схема транзистора с ОБ

Транзистор, независимо от схемы включения, характеризуется коэффициентом прямой передачи тока, который равен отношению приращения выходного тока.

Рассмотрим основные параметры транзистора в схеме с ОБ.

Для транзистора, включенного по схеме с ОБ: $\Delta I_{ВХ} = \Delta I_{Э}$, $\Delta I_{ВЫХ} = \Delta I_{К}$.

1) Дифференциальный коэффициент усиления по току в схеме с ОБ $K_{I_{ОБ}}$.

$$K_{I_{ОБ}} = \frac{dI_{К}}{dI_{Э}} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}} = \alpha, \text{ где } \alpha - \text{ дифференциальный коэффициент передачи}$$

тока эмиттера $I_{Э}$; $\alpha < 1$, $K_{I_{ОБ}} < 1$.

2) Входное сопротивление транзистора в схеме с ОБ $R_{ВХ_{ОБ}}$.

$$R_{ВХ_{ОБ}} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_{Э}} = \frac{\varphi_T}{I_{Э}} = r_{Э},$$

где $r_{Э}$ – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода в прямом включении; $r_{Э}$ примерно равно единицам ом.

Так как у транзистора ток коллектора $I_{К}$ в основном определяется током эмиттера $I_{Э}$ и почти не зависит от $E_{К}$, то возникающее при усилении приращение $U_{К}$, равное: $\Delta U_{К} = \Delta I_{К} R_{П}$, почти не оказывает влияние на величину $\Delta I_{К} \approx \alpha \Delta I_{Э}$, $I_{К} = \alpha_u I_{Э} + I_{К0}$; $I_{К0}$ – обратный ток коллектора транзистора.

3) Коэффициент усиления по напряжению в схеме с ОБ $K_{U_{ОБ}}$.

$$K_{U_{ОБ}} = \frac{dU_{К}}{dU_{Э}} \approx \frac{\Delta U_{К}}{\Delta U_{Э}} = \frac{\Delta I_{К} R_{П}}{\Delta I_{Э} R_{ВХ_{ОБ}}} = K_{I_{ОБ}} = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}};$$

$$K_{U_{ОБ}} = \frac{R_{П}}{R_{ВХ_{ОБ}}} \approx \frac{\alpha R_{П}}{R_{ВХ_{ОБ}}} \approx \frac{\alpha R_{П}}{r_{Э}}.$$

если $R_{П} \gg r_{Э}$, то $K_{U_{ОБ}} \approx \frac{R_{П}}{r_{Э}} \gg 1$.

4) Коэффициент усиления по мощности в схеме с ОБ $K_{P_{ОБ}}$.

$$K_{P_{ОБ}} = \frac{P_{К-}}{P_{Э-}} = \frac{\Delta I_{К} \Delta U_{К}}{\Delta I_{Э} \Delta U_{Э}} = K_{I_{ОБ}} K_{U_{ОБ}} \approx \frac{\alpha^2 R_{П}}{R_{ВХ_{ОБ}}} = \frac{\alpha^2 R_{П}}{r_{Э}} \gg 1.$$

5) Выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ $R_{ВЫХ_{ОБ}}$.

$R_{ВЫХ_{ОБ}}$ примерно равно выходному сопротивлению этого транзистора при разомкнутой по переменному току входной цепи:

$$R_{ВЫХ_{ОБ}} = \frac{dU_{К}}{dI_{К}} \approx \frac{\Delta U_{К}}{\Delta I_{К}} \text{ при } I_{Э} = const \text{ и относительно велико.}$$

Усилительные свойства транзистора в схеме с ОБ можно объяснить следующим образом. Приращения (амплитуды переменных составляющих) токов в цепи коллектора и эмиттера примерно одинаковы $K_{I_{OB}} \approx \alpha \approx 1$, но они связаны с различными источниками э.д.с. Ток коллектора I_K под действием E_K выделяет большую энергию, протекая по большому сопротивлению нагрузки R_H .

Поэтому примерно одинаковые приращения токов $\Delta I_K \approx \Delta I_E$ вызывают или могут вызвать существенно различные приращения напряжения:

$$\Delta I_K R_H = \Delta U_K \gg \Delta U_E = \Delta I_E R_{ВХОБ} \quad \text{при условии } R_H \gg R_{ВХОБ}.$$

1.5.2. СХЕМА ТРАНЗИСТОРА С ОЭ

Схема транзистора с ОЭ при подключении источника питания ΔU_B и нагрузки R_H приведена на рис. 1.14.

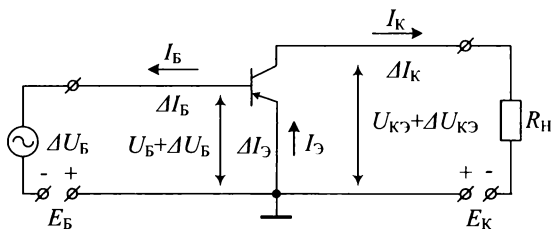


Рис. 1.14. Схема транзистора с ОЭ

В этой схеме переменные напряжения на базе и коллекторе отсчитываются относительно общего электрода эмиттера.

Рассмотрим основные параметры транзистора в схеме с ОЭ.

Для транзистора, включенного по схеме с ОЭ: $\Delta I_{ВХ} = \Delta I_B$, $\Delta I_{ВЫХ} = \Delta I_K$.

1) Коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ $K_{I_{OЭ}}$.

$$K_{I_{OЭ}} = \frac{dI_K}{dI_B} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \approx \frac{\Delta I_K}{\Delta I_E - \Delta I_K} = \frac{1}{\frac{\Delta I_E}{\Delta I_K} - 1} = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \beta,$$

где β – дифференциальный коэффициент прямой передачи тока базы для схемы с ОЭ.

2) Коэффициент усиления по напряжению в схеме с ОЭ $K_{U_{OЭ}}$.

$$K_{U_{OЭ}} = \left| \frac{dU_{КЭ}}{dU_{БЭ}} \right| \approx \left| \frac{\Delta U_{КЭ}}{\Delta U_{БЭ}} \right| \approx \frac{\Delta I_K R_H}{\Delta I_B R_{ВХОБ}} \approx \frac{\beta R_H}{R_{ВХОБ}} \approx \frac{\beta R_H}{r_E}$$

и примерно равен

$$K_{U_{OЭ}} = K_{U_{OБ}},$$

так как $|\Delta U_{Б}| = |\Delta U_{Э}|$, $\Delta U_{К} = \Delta U_{КЭ} - \Delta U_{Э} \approx \Delta U_{КЭ}$, при $K_U \gg 1$.

3) Коэффициент усиления по мощности в схеме с ОЭ $K_{P_{OЭ}}$.

$$K_{P_{OЭ}} = K_{I_{OЭ}} K_{U_{OЭ}} \approx \beta \alpha \frac{R_{П}}{R_{ВХ_{OБ}}}$$

и примерно в β раз больше, чем в схеме с ОБ.

4) Входное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ $R_{ВХ_{OЭ}}$.

$$R_{ВХ_{OЭ}} = \frac{dU_{ВХ}}{dI_{ВХ}} = \frac{dU_{Б}}{dI_{Б}} = \left. \frac{\Delta U_{Б}}{\Delta I_{Б}} \right|_{U_{КЭ} = const}$$

Так как $\Delta U_{Б} = \Delta U_{Э}$ тогда

$$R_{ВХ_{OЭ}} = \frac{\Delta U_{Э}}{\Delta I_{Э} - \Delta I_{К}} = \frac{\Delta U_{Э}}{\Delta I_{Э}} \cdot \frac{1}{\left(1 - \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}}\right)} = R_{ВХ_{OБ}} \left(\frac{1}{1 - \alpha}\right)$$

или можно представить как

$$R_{ВХ_{OБ}} = R_{ВХ_{OБ}} \left(\frac{1}{1 - \alpha} - 1 + 1\right) = R_{ВХ_{OБ}} \left(\frac{1 - 1 - \alpha}{1 - \alpha} + 1\right) = R_{ВХ_{OБ}} (\beta + 1)$$

и в β раз больше $R_{ВХ_{OБ}}$.

5) Выходное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ $R_{ВЫХ_{OЭ}}$.

$$R_{ВЫХ_{OЭ}} = \left. \frac{dU_{КЭ}}{dI_{К}} \right|_{I_{Б} = const} \approx \frac{R_{ВЫХ_{OБ}}}{\beta}$$

Тепловой ток транзистора в схеме с ОЭ можно определить из соотношения:

$$I_{К} = \alpha_u I_{Э} + I_{К0}$$

$$I_{К} = \alpha_u (I_{К} + I_{Б}) + I_{К0}$$

$$\text{или } I_{К} (1 - \alpha_u) = \alpha_u I_{Б} + I_{К0}$$

Определим зависимость ток коллектора от обратного тока коллекторного перехода $I_{К0}$ из полученного соотношения.

$$I_{К} = I_{Б} \underbrace{\left(\frac{\alpha_u}{1 - \alpha_u}\right)}_{\beta} + I_{К0} \underbrace{\left(\frac{1}{1 - \alpha_u}\right)}_{\beta + 1}$$

В итоге получим, что

$$I_{К} = \beta_u I_{Б} + (\beta_u + 1) I_{К0}$$

Выражение $I_{K0}(\beta_u + 1)$ обозначают как I_{K0}^* и называют тепловым или обратным током коллектора в схеме с ОЭ. Так как $(\beta_u + 1) \gg 1$, поэтому

$$I_{K0}^* \gg I_{K0}.$$

Таким образом, температурная стабильность транзистора в схеме с ОЭ намного хуже, чем в схеме с ОБ. Схема с ОЭ усиливает сигнал по напряжению, току, мощности и обладает достаточно малым выходным и достаточно большим входным сопротивлениями.

1.5.3. СХЕМА ТРАНЗИСТОРА С ОК (ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ)

Схема транзистора с ОК при подключении источника питания $\Delta U_{ЭК}$ и нагрузки R_H приведена на рис. 1.15.

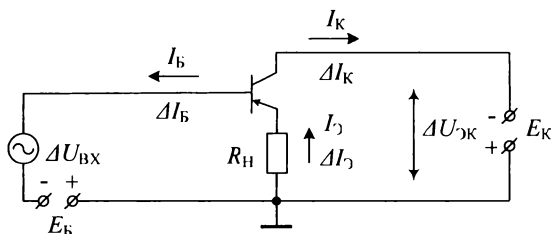


Рис. 1.15. Схема транзистора с ОК

Рассмотрим основные параметры транзистора в схеме с ОК.

Для транзистора, включенного по схеме с ОК: $\Delta I_{ВХ} = \Delta I_{Б}$, $\Delta I_{ВЫХ} = \Delta I_{Э}$.

1) Коэффициент усиления по току в схеме с ОК $K_{I_{ОК}}$.

$$K_{I_{ОК}} = \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_{Э}}{\Delta I_{Б}} = \frac{\Delta I_{К} + \Delta I_{Б}}{\Delta I_{Б}} = \beta + 1.$$

2) Коэффициент усиления по напряжению в схеме с ОК $K_{U_{ОК}}$.

$$K_{U_{ОК}} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} = \frac{\Delta I_{Э} R_H}{\Delta U_{БЭ} + \Delta I_{Э} R_H} = \frac{\Delta I_{Э} R_H}{(\Delta I_{Э} R_{ВХОБ} + \Delta I_{Э} R_H)} = \frac{\Delta I_{Э} R_H}{\Delta I_{Э} (R_{ВХОБ} + R_H)}.$$

Так как $R_{ВХОБ} \ll R_H$, тогда

$$K_{U_{ОК}} = \frac{R_H}{(R_{ВХОБ} + R_H)} \approx 1.$$

3) Входное сопротивление транзистора в схеме с ОК $R_{ВХОК}$.

$$R_{\text{ВХОК}} = \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dI_{\text{ВХ}}} = \frac{dI_{\text{Э}}(R_{\text{ВХОБ}} + R_{\text{Н}})}{dI_{\text{Б}}} = \frac{(dI_{\text{К}} + dI_{\text{Б}})(R_{\text{ВХОБ}} + R_{\text{Н}})}{dI_{\text{Б}}}$$

или можно представить как

$$R_{\text{ВХОК}} = (\beta + 1)(R_{\text{ВХОБ}} + R_{\text{Н}}) \approx \beta(R_{\text{ВХОБ}} + R_{\text{Н}}).$$

4) Выходное сопротивление транзистора в схеме с ОК $R_{\text{ВЫХОК}}$.

$$R_{\text{ВЫХОК}} \approx R_{\text{Н}} \parallel \left(\frac{R_{\text{ВЫХОБ}}}{\beta} \right).$$

1.6. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ (ВАХ ТРАНЗИСТОРОВ)

В транзисторной технике наиболее широко применяются основные семейства электродных характеристик, приспособленных к использованию транзисторов в практических схемах усиления. С помощью данных семейств входных и выходных вольт-амперных характеристик (ВАХ) можно охарактеризовать работу биполярных транзисторов. Данные характеристики приводятся в справочниках по транзисторам. Выделяют следующие основные характеристики биполярных транзисторов:

- эмиттерные характеристики $I_{\text{Э}} = f(U_{\text{ЭБ}})$, при $U_{\text{КБ}} = \text{const}$ для транзисторов, включенных по схеме с ОБ;
- коллекторные характеристики $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КБ}})$, при $I_{\text{Э}} = \text{const}$ для транзисторов, включенных по схеме с ОБ;
- базовые характеристики $I_{\text{Б}} = f(U_{\text{БЭ}})$, при $U_{\text{КЭ}} = \text{const}$ для транзисторов, включенных по схеме с ОЭ;
- коллекторные характеристики $I_{\text{К}} = f(U_{\text{КЭ}})$, при $I_{\text{Б}} = \text{const}$ для транзисторов, включенных по схеме с ОЭ.

Статические характеристики транзисторов в схеме с ОК на практике не применяются.

1.6.1. ВАХ ТРАНЗИСТОРА С ОБ

а) Входная характеристика транзистора $I_{\text{Э}} = f(U_{\text{ЭБ}})$, при $U_{\text{КБ}} = \text{const}$.

При $U_{\text{КБ}} = \text{const}$ эмиттерная характеристика соответствует обычной характеристике полупроводникового диода. Напряжение $U_{\text{КБ}} = 0$ означает короткое замыкание коллектора с базой. Условное обозначение биполярного транзистора, включенного по схеме с ОБ, приведено на рис. 1.16.

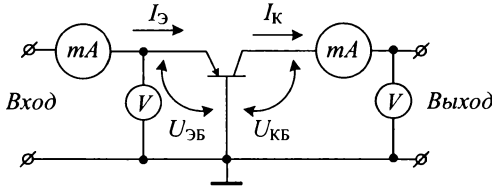


Рис. 1.16. Схема транзистора с ОБ

Входная характеристика транзистора в схеме с ОБ приведена на рис. 1. 17.

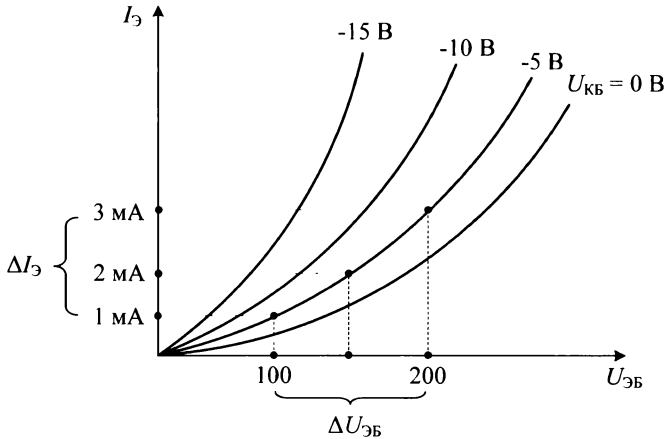


Рис. 1.17. Входная характеристика транзистора с ОБ

При подаче отрицательного напряжения $U_{КБ}$, амплитудная характеристика веерообразно смещается влево, что свидетельствует о наличии в транзисторе внутренней связи.

По данной характеристике можно найти $R_{вхОБ}$:

$$R_{вхОБ} = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_{Э}} = \frac{\varphi_{Т}}{I_{ЭР}} = r_{ЭР},$$

сопротивление мало и составляет величину единиц или десятков ом.

б) Выходная характеристика транзистора $I_{К} = f(U_{КБ}) \big|_{I_{Э} = const}$.

Данная характеристика имеет вид, показанный на рис. 1.18. На коллекторной характеристике транзистора для схемы с ОБ можно выделить четыре области.

- Область отсечки (при $I_{Э} = 0$).

Ток коллектора определяется из соотношения $I_K = \alpha_u I_{Э} + I_{K0}$. При значении $I_{Э} = 0$ кривая выходит из начала координат и соответствует характеристике диода при обратном включении.

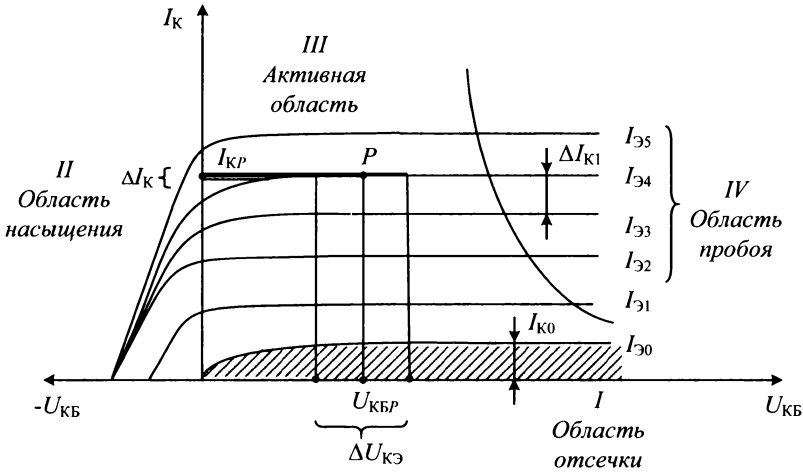


Рис. 1.18. Выходная характеристика транзистора с ОБ

● Область насыщения.

Переход коллектор-база смещен в прямом направлении. При увеличении прямого напряжения $U_{КБ}$ ток I_K резко возрастает и протекает в направлении обратном нормальному току. Этот режим не применяется на практике.

● Активная область.

Для транзистора в схеме с ОБ по соотношению $I_K = \alpha_u I_{Э} + I_{K0}$ зависимости должны идти параллельно оси напряжения $U_{КБ}$, так как ток коллектора I_K по данной формуле не зависит от напряжения $U_{КБ}$.

Однако реальные характеристики имеют небольшой наклон и поэтому их можно аппроксимировать выражением:

$$I_K = \alpha_u I_{Э} + I_{K0} + \frac{U_{КБ}}{r_K}.$$

Определим, что такое r_K . Для этого в последнем выражении выразим напряжение $U_{КБ}$. Тогда получим:

$$U_{КБ} = I_K r_K - \alpha_u I_{Э} r_K - I_{K0} r_K.$$

Найдем производную:

$$\left. \frac{dU_{КБ}}{dI_{К}} \right|_{I_{Э} = const} = r_{К},$$

т. е. $r_{К}$ – это дифференциальное сопротивление коллекторного перехода или выходное сопротивление транзистора в схеме с ОБ в активной области. Величина сопротивления составляет единицы и десятки мегаом.

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода в схеме с ОБ $r_{К}$ можно определить по выходным характеристикам транзистора.

Также в активной области по выходным характеристикам можно найти интегральный и дифференциальный коэффициенты прямой передачи тока эмиттера α_u :

$$\alpha_u = \frac{I_{К}}{I_{Э}} \Big|_{U_{КБ} = const} = \frac{I_{КР}}{I_{Э4}} \Big|_{U_{КБ} = const};$$

$$\alpha = \frac{\Delta I_{К}}{\Delta I_{Э}} \Big|_{U_{КБ} = const} = \frac{\Delta I_{К1}}{I_{Э4} - I_{Э3}} \Big|_{U_{КБ} = const} = \frac{\Delta I_{К1}}{\Delta I_{Э}}.$$

- Область теплового пробоя.

Это недопустимый режим работы, при котором транзистор выходит из строя.

1.6.2. ВАХ ТРАНЗИСТОРА С ОЭ

а) Входная характеристика транзистора $I_{Б} = f(U_{БЭ}) \Big|_{U_{КЭ} = const}$.

Ее также называют базовой характеристикой транзистора в схеме с ОЭ. Данная характеристика приведена на рис. 1.19.

С ростом напряжения $U_{КЭ}$ ток базы $I_{Б}$ при заданном напряжении $U_{БЭ}$ уменьшается. Это объясняется тем, что при увеличении напряжения $U_{КЭ}$ возрастает величина внутреннего поля $E_{ВН}$ коллекторного перехода, которое втягивает носители из области базы в область коллектора и вероятность рекомбинации носителей заряда в базе уменьшается, следовательно, уменьшается ток базы $I_{Б}$.

По входной характеристике можно определить входное дифференциальное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ:

$$R_{ВХОЭ} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \Big|_{U_{КЭ} = const}.$$

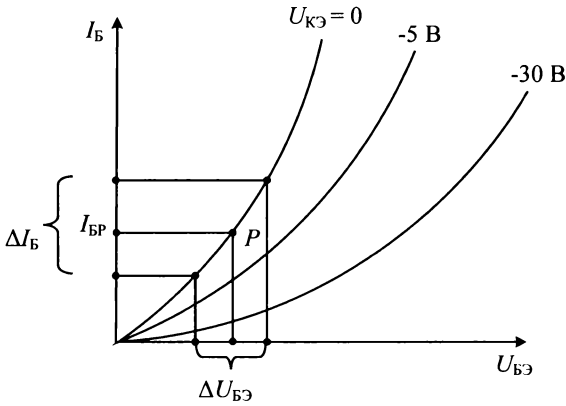


Рис. 1.19. Входная характеристика транзистора с ОЭ

б) Выходная характеристика транзистора $I_K = f(U_{КЭ}) \Big|_{I_B = const}$.

Ее также называют коллекторной характеристикой транзистора в схеме с ОЭ. Данная характеристика приведена на рис. 1.20.

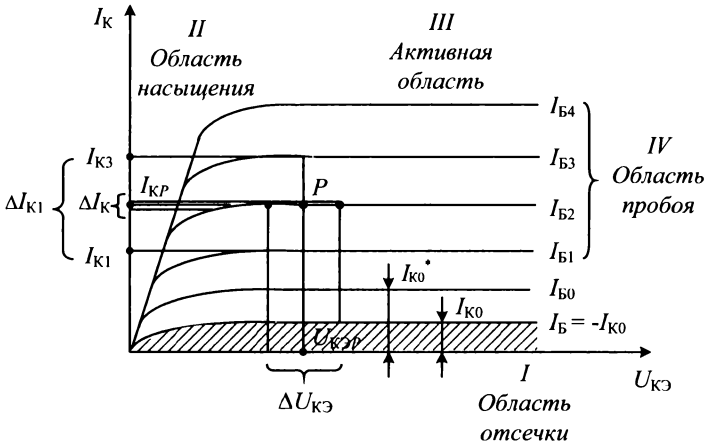


Рис. 1.20. Выходная характеристика транзистора с ОЭ

Тепловой ток транзистора в схеме с ОЭ можно определить из соотношения:

$$I_K = \alpha_u I_D + I_{К0}$$

$$I_K = \alpha_u (I_K + I_B) + I_{К0}$$

$$\text{или } I_K(1 - \alpha_u) = \alpha_u I_B + I_{K0}.$$

Определим зависимость тока коллектора от обратного тока коллекторного перехода I_{K0} из полученного соотношения.

$$I_K = I_B \underbrace{\left(\frac{\alpha_u}{1 - \alpha_u} \right)}_{\beta} + I_{K0} \underbrace{\left(\frac{1}{1 - \alpha_u} \right)}_{\beta+1}.$$

В итоге получим, что

$$I_K = \beta_u I_B + (\beta_u + 1) I_{K0}$$

или можно записать

$$I_K = \beta_u I_B + (\beta_u + 1) I_{K0} = \beta_u I_B + I_{K0}^*, \text{ где } I_{K0}^* = (\beta_u + 1) I_{K0}.$$

На выходной характеристике транзистора для схемы с ОЭ можно выделить четыре области.

- Область отсечки (при $I_B = -I_{K0}$).

Для соотношения $I_K = \beta_u I_B + (\beta_u + 1) I_{K0} = \beta_u I_B + I_{K0}^*$, положим $I_B = -I_{K0}$, тогда получим, что

$$I_K = -\beta_u I_{K0} + \beta_u I_{K0} + I_{K0} \text{ или } I_K = I_{K0}.$$

- Область насыщения.

В данной области при $|U_{KЭ}| < |U_{БЭ}|$ к коллекторному переходу будет приложено прямое напряжение, транзистор будет находиться в режиме насыщения.

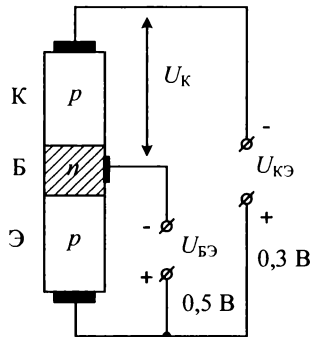


Рис. 1.21. Пример работы транзистора с ОЭ в режиме насыщения

На рис. 1.21 приведен пример работы транзистора в схеме с ОЭ в режиме насыщения. На данном рисунке напряжение U_K – это падение напряжения на переходе коллектор-база или на коллекторном переходе. Из схемы видно:

$$U_K = U_{КЭ} - U_{БЭ} = -0,3 - (-0,5) = +0,2 \text{ В.}$$

Поэтому при напряжении $|U_{КЭ}| < |U_{БЭ}|$ транзистор будет находиться в режиме насыщения.

- Активная область.

При напряжении $|U_{КЭ}| > |U_{БЭ}|$ коллекторный переход смещен в обратном направлении.

Для транзистора в схеме с ОБ мы записали:

$$I_K = \alpha_u I_{Э} + I_{К0} + \frac{U_K}{r_K};$$

$$I_{Э} = I_K + I_B,$$

тогда можно записать:

$$I_K = \alpha_u (I_K + I_B) + I_{К0} + \frac{U_K}{r_K} \text{ или}$$

$$I_K = \frac{\alpha_u}{1 - \alpha_u} I_B + \frac{I_{К0}}{1 - \alpha_u} + \frac{U_K}{r_K (1 - \alpha_u)}.$$

Учитывая, что

$$\frac{\alpha_u}{1 - \alpha_u} = \beta_u \text{ и } \frac{1}{1 - \alpha_u} = \beta_u + 1 \text{ можно записать:}$$

$$I_K = \beta_u I_B + I_{К0} (\beta_u + 1) + \frac{U_K}{r_K} (\beta_u + 1).$$

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода транзистора в схеме с ОЭ r_K^* можно определить, предварительно выразив в последнем выражении напряжение U_K . Тогда получим:

$$U_K = \frac{I_K r_K}{(\beta_u + 1)} - \frac{\beta_u I_B r_K}{(\beta_u + 1)} - \frac{I_{К0} (\beta_u + 1) r_K}{(\beta_u + 1)}.$$

$$\left. \frac{dU_K}{dI_K} \right|_{I_B} = const = \frac{r_K}{1 + \beta_u} = r_K^*.$$

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода r_K^* составляет величину десятков или сотен килоом.

В активной области по выходной характеристике сопротивление r_K^* можно найти из следующего соотношения:

$$r_K^* = \left. \frac{\Delta U_{КЭ}}{\Delta I_K} \right|_{I_B} = const.$$

По выходным характеристикам транзистора можно также найти интегральный и дифференциальный коэффициенты прямой передачи тока базы транзистора:

$$\beta_u = \frac{I_K}{I_B} \Big|_{U_{КЭ} = const} = \frac{I_{КР}}{I_{БР}} \Big|_{U_{КЭ} = const};$$

$$\beta_u = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} \Big|_{U_{КЭ} = const} = \frac{I_{К3} - I_{К1}}{I_{Б3} - I_{Б1}} \Big|_{U_{КЭ} = const}.$$

- Область теплового пробоя.
- В рабочем режиме работы транзистора не применяется.

1.7. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ СВОЙСТВА И ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ СХЕМЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Основными параметрами при любой схеме включения биполярного транзистора являются:

- Коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВХ}}.$$

- Коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}}.$$

- Коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = K_I K_U.$$

- Входное сопротивление:

$$R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}}.$$

1.7.1. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА С ОБ

Схема включения транзистора с ОБ приведена на рис. 1.22.

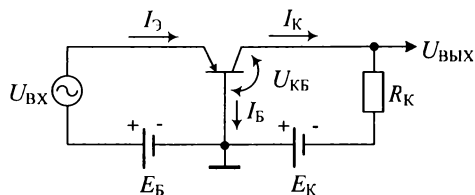


Рис. 1.22. Схема включения транзистора с ОБ

Для данной схемы включения основные усилительные параметры транзистора определяются по следующим соотношениям:

$$K_{I_{OB}} = \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_3} = \alpha \approx 1;$$

$$K_{U_{OB}} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} = \frac{\Delta I_K R_K}{\Delta I_3 R_{ВХ_{OB}}} = \frac{\alpha \Delta I_3 R_K}{\Delta I_3 R_{ВХ_{OB}}} = \frac{\alpha R_K}{R_{ВХ_{OB}}} \gg 1;$$

$$K_{P_{OB}} = K_{I_{OB}} K_{U_{OB}} = \frac{\alpha \alpha R_K}{R_{ВХ_{OB}}} = \frac{\alpha^2 R_K}{R_{ВХ_{OB}}} \gg 1.$$

Найдем сопротивление $R_{ВХ_{OB}}$ из эквивалентной Т-образной схемы транзистора, приведенной на рис. 1.23.

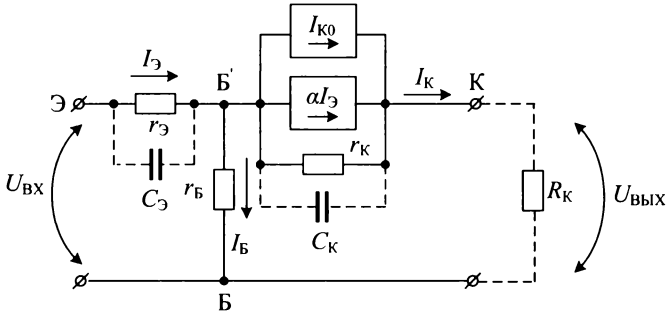


Рис. 1.23. Эквивалентная схема транзистора с ОБ

На рис. 1.23 сопротивления r_K и r_3 – дифференциальные сопротивления коллекторного и эмиттерного переходов, а $r_Б$ объемное сопротивление базы – это сопротивление полупроводниковой базовой области с учетом размеров базы.

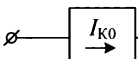
Дифференциальное сопротивление r_K составляет величину порядка единиц и десятков мегаом и определяется из следующего соотношения:

$$r_K = \frac{dU_{КБ}}{dI_K} = \frac{\Delta U_{КБ}}{\Delta I_K}.$$

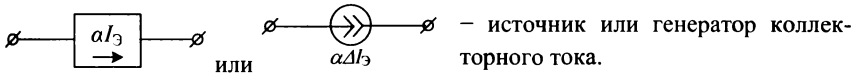
Дифференциальное сопротивление r_3 составляет величину порядка единиц Ом и определяется из следующего соотношения:

$$r_3 = \frac{dU_{ЭБ}}{dI_3} = \frac{\Delta U_{ЭБ}}{\Delta I_3} = \frac{\varphi_T}{I_3}.$$

Сопротивление $r_Б$ составляет величину порядка сотен ом.



– источник (генератор) теплового или обратного тока коллекторного перехода.



C_3 и C_K соответственно емкости эмиттерного и коллекторного переходов.

По эквивалентной схеме можно записать:

$$U_{ВХ} = I_3 r_3 + I_B r_B;$$

$$I_B = I_3 - I_K = I_3 - \alpha_u I_3 = I_3 (1 - \alpha_u);$$

$$U_{ВХ} = I_3 r_3 + I_3 (1 - \alpha_u) r_B = I_3 [r_3 + (1 - \alpha_u) r_B].$$

Соответственно для приращений используют вместо $\alpha_u \approx \alpha$. Тогда можно записать:

$$\Delta U_{ВХ} = \Delta I_3 [r_3 + (1 - \alpha) r_B].$$

Входное сопротивление транзистора для схемы с ОБ находят из следующего соотношения:

$$R_{ВХОБ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_3 [r_3 + (1 - \alpha) r_B]}{\Delta I_3} = r_3 + (1 - \alpha) r_B.$$

Так как $\alpha \approx 1$, то получим

$$R_{ВХОБ} = r_3.$$

Определив входное сопротивление транзистора с ОБ, основные усилительные параметры транзистора определяются по следующим выражениям:

$$K_{I_{ОБ}} = \alpha < 1;$$

$$K_{U_{ОБ}} = \frac{\alpha R_K}{R_{ВХОБ}} = \frac{\alpha R_K}{r_3} \gg 1;$$

$$K_{P_{ОБ}} = K_{I_{ОБ}} K_{U_{ОБ}} = \frac{\alpha^2 R_K}{R_{ВХОБ}} = \frac{\alpha^2 R_K}{r_3} \gg 1, \text{ так как } R_K \gg r_3.$$

1.7.2. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА С ОЭ

Схема включения транзистора с ОЭ приведена на рис. 1.24.

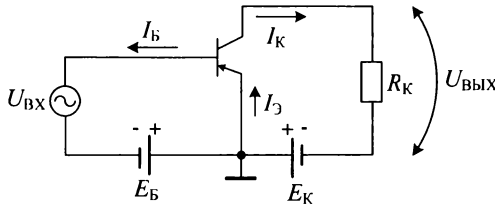


Рис. 1.24. Схема включения транзистора с ОЭ

Для данной схемы включения основные усилительные параметры транзистора определяются по следующим соотношениям:

$$K_{I_{OЭ}} = \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_B} = \beta;$$

$$K_{U_{OЭ}} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} = \frac{\Delta I_K R_K}{\Delta I_B R_{ВХOЭ}} = \beta \frac{R_K}{R_{ВХOЭ}};$$

$$K_{P_{OЭ}} = K_{I_{OЭ}} K_{U_{OЭ}} = \beta \beta \frac{R_K}{R_{ВХOЭ}} = \frac{\beta^2 R_K}{R_{ВХOЭ}}.$$

Найдем сопротивление $R_{ВХOЭ}$ из эквивалентной Т-образной схемы транзистора, приведенной на рис. 1.25.

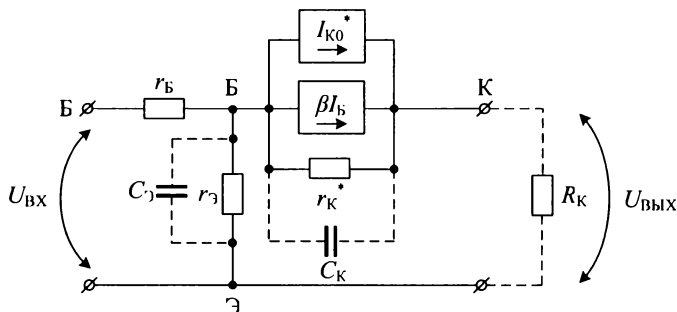


Рис. 1.25. Эквивалентная схема транзистора с ОЭ

На рис. 1.25 сопротивления $r_к^*$ и $r_э$ – дифференциальные сопротивления коллекторного и эмиттерного переходов в схеме с ОЭ, а r_b объемное сопротивление базы – это сопротивление полупроводниковой базовой области с учетом размеров базы.

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода $r_э$ определяется из следующего соотношения:

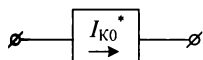
$$r_э = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_э} = \frac{\varphi_T}{I_э}.$$

Дифференциальное сопротивление коллекторного перехода $r_к$ определяется из соотношения:

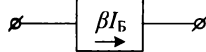
$$r_к^* = \frac{r_к}{1 + \beta}.$$

$C_э$ – емкость эмиттерного перехода, а $C_к^*$ – емкость коллекторного перехода в схеме с ОЭ определяется следующим выражением:

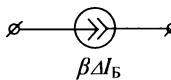
$$C_K^* = (1 + \beta)C_K.$$



– источник (генератор) теплового или обратного тока коллекторного перехода в схеме с ОЭ.



или



– источник или генератор коллекторного тока в схеме с ОЭ.

По эквивалентной схеме можно записать:

$$U_{ВХ} = I_B r_b + I_3 r_3;$$

$$\Delta U_{ВХ} = \Delta I_B r_b + \Delta I_3 r_3;$$

$$\Delta I_3 = \Delta I_K + \Delta I_B = \beta \Delta I_B + \Delta I_B = (\beta + 1) \Delta I_B;$$

$$R_{ВХОЭ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_B r_b + \Delta I_3 r_3}{\Delta I_B};$$

$$R_{ВХОЭ} = \frac{\Delta I_B r_b + (\beta + 1) \Delta I_B r_3}{\Delta I_B} = r_b + r_3 (\beta + 1).$$

Так как $R_{ВХОЭ} \gg R_{ВХОБ}$, поэтому

$$R_{ВХОЭ} \approx r_3 (\beta + 1) = \beta r_3.$$

Определив входное сопротивление для схемы с ОЭ, основные усилительные параметры транзистора определяются по следующим выражениям:

$$K_{I_{ОЭ}} = \beta \gg 1;$$

$$K_{U_{ОЭ}} = \frac{\beta R_K}{r_b + r_3 (1 + \beta)} \approx \frac{R_K}{r_3} \gg 1;$$

$$K_{r_{ОЭ}} = K_{I_{ОЭ}} K_{U_{ОЭ}} = \beta \frac{\beta R_K}{r_b + r_3 (1 + \beta)} \approx \beta \frac{R_K}{r_3} \gg 1.$$

1.7.3. СХЕМА ВКЛЮЧЕНИЯ ТРАНЗИСТОРА С ОК

Схема включения транзистора с ОК показана на рис. 1.26.

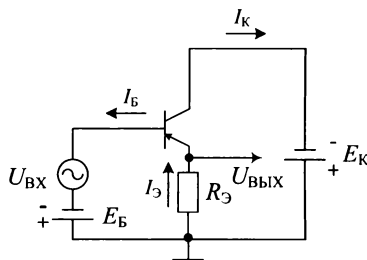


Рис. 1.26. Схема включения транзистора с ОК

Для данной схемы включения основные усилительные параметры транзистора определяются по следующим соотношениям:

$$K_{I_{OK}} = \frac{\Delta I_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_{Э}}{\Delta I_{Б}} = \frac{\Delta I_{К} + \Delta I_{Б}}{\Delta I_{Б}} = \beta + 1;$$

$$K_{U_{OK}} = \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВХ}} = \frac{\Delta I_{Э} R_{Э}}{\Delta I_{Б} R_{ВХ_{OK}}} = \left(\frac{\Delta I_{К} + \Delta I_{Б}}{\Delta I_{Б}} \right) \frac{R_{Э}}{R_{ВХ_{OK}}} = (\beta + 1) \frac{R_{Э}}{R_{ВХ_{OK}}};$$

$$K_{P_{OK}} = K_{I_{OK}} K_{U_{OK}} = (\beta + 1)(\beta + 1) \frac{R_{Э}}{R_{ВХ_{OK}}} = (\beta + 1)^2 \frac{R_{Э}}{R_{ВХ_{OK}}}.$$

Найдем сопротивление $R_{ВХ_{OK}}$ из эквивалентной Т-образной схемы транзистора, приведенной на рис. 1.27.

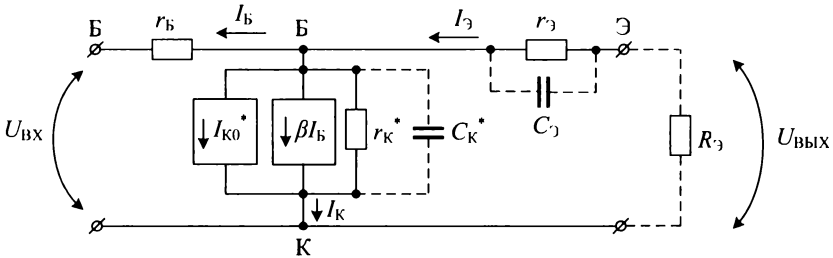


Рис. 1.27. Эквивалентная схема транзистора с ОК

Все параметры эквивалентной схемы известны. Преобразуем представленную схему. Так как сопротивления $r_{Э}$ и $R_{Э}$ соединены последовательно, а сопротивление $r_{К}^*$ и $(r_{Э} + R_{Э})$ соединены параллельно, то можно записать:

$$R = r_{К}^* \parallel (r_{Э} + R_{Э}).$$

Следовательно, эквивалентную схему, приведенную на рис. 1.27 можно представить в виде схемы, показанной на рис. 1.28.

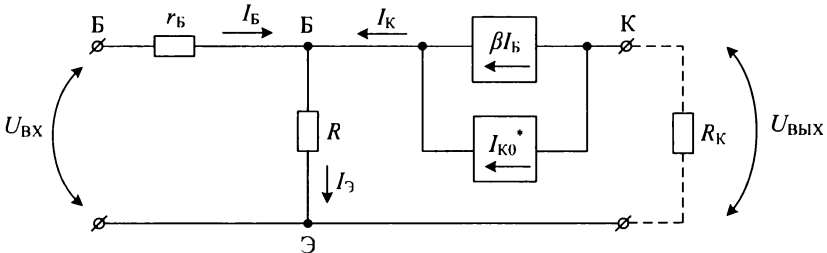


Рис. 1.28. Эквивалентная схема транзистора с ОК после преобразования

Приведенная на рис. 1.28 эквивалентная схема транзистора совпадает со схемой с ОЭ. Для схемы с ОЭ входное сопротивление определяется из выражения:

$$R_{\text{ВХОЭ}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{э}}.$$

Тогда по аналогии со схемой с ОЭ можно записать:

$$R_{\text{ВХОК}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)R;$$

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

Так как сопротивление $r_{\text{э}} \ll R_{\text{э}}$, то получим:

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

Далее при определении $R_{\text{ВХОК}}$ возможно несколько вариантов.

• Сопротивление $R_{\text{э}}$ велико, т. е. $r_{\text{к}}^* \ll R_{\text{э}}$. Данный вариант на практике случается крайне редко. Тогда получим:

$$R_{\text{ВХОК}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)r_{\text{к}}^* = r_{\text{б}} + (1 + \beta)\frac{r_{\text{к}}}{(1 + \beta)} = r_{\text{б}} + r_{\text{к}},$$

т. к. $r_{\text{б}} \ll r_{\text{к}}$, то $R_{\text{ВХОКmax}} \approx r_{\text{к}}$ и составляет величину единиц или десятков Мом.

• Сопротивление $r_{\text{к}}^*$ велико, т. е. $R_{\text{э}} \ll r_{\text{к}}^*$. На практике данный вариант является наиболее вероятным. Тогда получим:

$$R_{\text{ВХОК}} = r_{\text{б}} + (1 + \beta)R_{\text{э}} \approx (1 + \beta)R_{\text{э}}.$$

Пример.

$$R_{\text{э}} = 10 \text{ кОм}; \beta = 50;$$

$$R_{\text{ВХОК}} = 51 \cdot 10 = 510 \text{ кОм} - \text{величина сопротивления большая.}$$

Так как второй вариант входного сопротивления транзистора для схемы с ОК наиболее часто встречается на практике, то основные усилительные параметры транзистора определяются следующими выражениями:

$$K_{\text{IОК}} = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \beta + 1;$$

$$K_{\text{UОК}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = (\beta + 1) \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{ВХОК}}} = (\beta + 1) \frac{R_{\text{э}}}{(\beta + 1)R_{\text{э}}} \approx 0,98 \dots 1;$$

$$K_{\text{PОК}} = K_{\text{IОК}} K_{\text{UОК}} = (\beta + 1)^2 \frac{R_{\text{э}}}{(\beta + 1)R_{\text{э}}} = (\beta + 1).$$

1.8. *h*-ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Транзистор можно рассматривать как активный четырехполюсник. Устройства, имеющие два входных и два выходных зажима и обладающие способностью усиливать входные сигналы по мощности, называются *активными четырехполюсниками*.

Схема биполярного транзистора в виде активного четырехполюсника приведена на рис. 1.29.

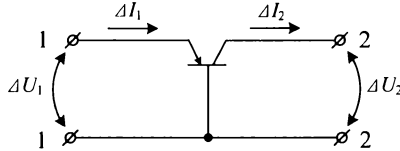


Рис. 1.29. Схема биполярного транзистора в виде активного четырехполюсника

Четырехполюсник можно характеризовать статическими характеристиками, которые связывают его параметры ΔU_1 , ΔI_1 , ΔU_2 и ΔI_2 .

Возьмем в качестве независимых параметров ток ΔI_1 и напряжение ΔU_2 , тогда получим:

$$\Delta U_1 = f_1(\Delta I_1, \Delta U_2) \quad (1.1)$$

$$\Delta I_2 = f_2(\Delta I_1, \Delta U_2) \quad (1.2)$$

Схема биполярного транзистора в виде четырехполюсника, как «черный ящик», приведена на рис. 1.30.

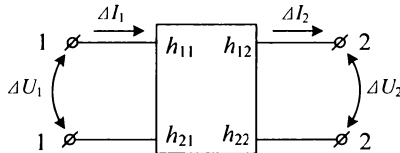


Рис. 1.30. Схема транзистора в виде четырехполюсника, как «черный ящик»

Запишем выражения (1.1) и (1.2) в следующем виде:

$$\Delta U_1 = \Delta I_1 h_{11} + \Delta U_2 h_{12} \quad (1.3)$$

$$\Delta I_2 = \Delta I_1 h_{21} + \Delta U_2 h_{22} \quad (1.4)$$

Коэффициенты h_{11} , h_{12} , h_{21} и h_{22} называются *h*-параметрами биполярного транзистора. Каждый из этих параметров имеет физический смысл.

- Если известны напряжения ΔU_1 и ΔU_2 , то выражения можно представить в виде:

$$\Delta I_1 = Y_{11}\Delta U_1 + Y_{12}\Delta U_2;$$

$$\Delta I_2 = Y_{21}\Delta U_1 + Y_{22}\Delta U_2,$$

где Y -параметры – это параметры проводимости.

- Если известны токи ΔI_1 и ΔI_2 , то выражения можно представить в виде:

$$\Delta U_1 = Z_{11}\Delta I_1 + Z_{12}\Delta I_2$$

$$\Delta U_2 = Z_{21}\Delta I_1 + Z_{22}\Delta I_2,$$

где Z -параметры – это параметры сопротивления.

Рассмотрим h -параметры биполярного транзистора и их физический смысл.

- Положим напряжение $\Delta U_2 = 0$, т. е. короткое замыкание на выходе. Тогда из выражения (1.3) получим:

$$h_{11} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \right|_{\Delta U_2 = 0},$$

где h_{11} – входное сопротивление биполярного транзистора при коротком замыкании на выходе.

Из выражения (1.4) получим:

$$h_{21} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \right|_{\Delta U_2 = 0},$$

где h_{21} – коэффициент усиления биполярного транзистора по току.

- Положим ток $\Delta I_1 = 0$, т. е. входная цепь транзистора разомкнута. Тогда из выражения (1.3) получим:

$$h_{12} = \left. \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \right|_{\Delta I_1 = 0},$$

где h_{12} – коэффициент обратной связи биполярного транзистора. Он характеризует степень влияния выходного напряжения на режим входной цепи.

Из выражения (1.4) получим:

$$h_{22} = \left. \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \right|_{\Delta I_1 = 0},$$

где h_{22} – выходная проводимость биполярного транзистора.

Между h -параметрами и параметрами биполярных транзисторов, соответствующим эквивалентным Т-образным схемам, существует определенная зависимость.

1.8.1. h -ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ОБ

Эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с ОБ приведена на рис. 1.31.

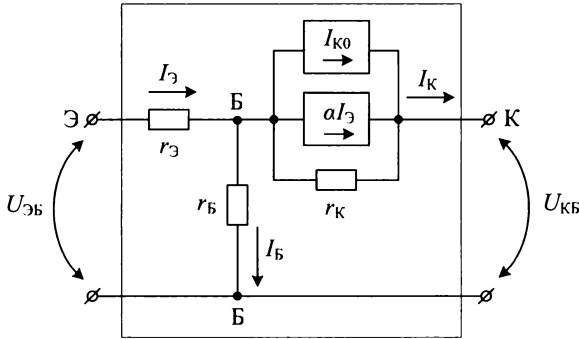


Рис. 1.31. Эквивалентная схема биполярного транзистора с ОБ

По эквивалентной схеме транзистора с ОБ определим его h -параметры.

$$h_{11\text{ОБ}} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \Big|_{\Delta U_2 = 0} = \frac{\Delta U_{\text{ЭБ}}}{\Delta I_{\text{Э}}} \Big|_{\Delta U_{\text{КБ}} = 0} = r_{\text{Э}} + r_{\text{Б}}(1 - \alpha) = R_{\text{ВХОБ}};$$

$$h_{21\text{ОБ}} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \Big|_{\Delta U_2 = 0} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{Э}}} \Big|_{\Delta U_{\text{КБ}} = 0} = \alpha;$$

$$h_{12\text{ОБ}} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \Big|_{\Delta I_1 = 0} = \frac{\Delta U_{\text{ЭБ}}}{\Delta U_{\text{КБ}}} \Big|_{\Delta I_{\text{Э}} = 0} = \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{К}} + r_{\text{Б}}} \approx \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{К}}}.$$

Схема биполярного транзистора с ОБ при разомкнутой входной цепи приведена на рис. 1.32.

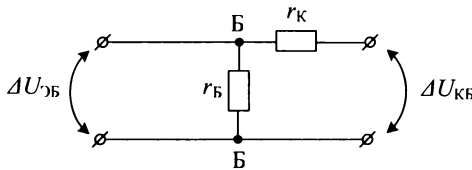


Рис. 1.32. Схема биполярного транзистора с ОБ при разомкнутой входной цепи

По данной схеме можно записать:

$$\frac{\Delta U_{\text{ЭБ}}}{r_{\text{Б}}} = \frac{\Delta U_{\text{КБ}} - \Delta U_{\text{ЭБ}}}{r_{\text{К}}};$$

$$\Delta U_{\text{ЭБ}} r_{\text{К}} = \Delta U_{\text{КБ}} r_{\text{Б}} - \Delta U_{\text{ЭБ}} r_{\text{Б}};$$

$$\Delta U_{\text{ЭБ}} (r_{\text{К}} + r_{\text{Б}}) = \Delta U_{\text{КБ}} r_{\text{Б}};$$

$$\frac{\Delta U_{\text{ЭБ}}}{\Delta U_{\text{КБ}}} = \frac{r_{\text{Б}}}{r_{\text{К}} + r_{\text{Б}}}.$$

$$h_{22\text{ОБ}} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \Big|_{\Delta I_1 = 0} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta U_{\text{КБ}}} \Big|_{\Delta I_{\text{Э}} = 0} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{К}}(r_{\text{К}} + r_{\text{Б}})} \Big|_{\Delta I_{\text{Э}} = 0} = \frac{1}{(r_{\text{К}} + r_{\text{Б}})} \approx \frac{1}{r_{\text{К}}}.$$

1.8.2. h -ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА С ОЭ

Эквивалентная схема биполярного транзистора в схеме с ОЭ приведена на рис. 1.33.

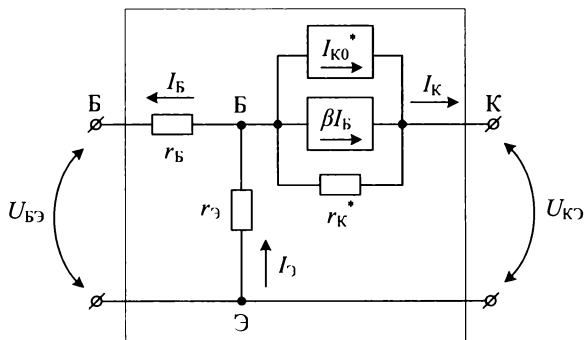


Рис. 1.33. Эквивалентная схема биполярного транзистора с ОЭ

По эквивалентной схеме транзистора с ОЭ определим его h -параметры.

$$h_{11(ОЭ)} = \frac{\Delta U_1}{\Delta I_1} \Big|_{\Delta U_2 = 0} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_Б} \Big|_{\Delta U_{КЭ} = 0} = r_Б + (1 + \beta)r_Э;$$

$$h_{21(ОЭ)} = \frac{\Delta I_2}{\Delta I_1} \Big|_{\Delta U_2 = 0} = \frac{\Delta I_К}{\Delta I_Б} \Big|_{\Delta U_{КЭ} = 0} = \beta;$$

$$h_{12(ОЭ)} = \frac{\Delta U_1}{\Delta U_2} \Big|_{\Delta I_1 = 0} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta U_{КЭ}} \Big|_{\Delta I_Б = 0} = \frac{r_Э}{r_К^* + r_Э} \approx \frac{r_Э}{r_К^*}.$$

Схема биполярного транзистора с ОЭ при разомкнутой входной цепи приведена на рис. 1.34.

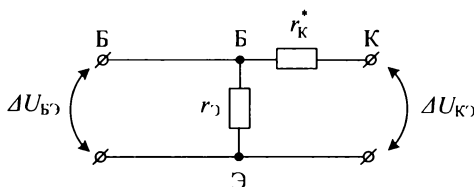


Рис. 1.34. Схема биполярного транзистора с ОЭ при разомкнутой входной цепи

По данной схеме можно записать:

$$\frac{\Delta U_{БЭ}}{r_Э} = \frac{\Delta U_{КЭ} - \Delta U_{БЭ}}{r_К^*};$$

$$\Delta U_{БЭ} r_К^* = \Delta U_{КЭ} r_Э - \Delta U_{БЭ} r_Э;$$

$$\Delta U_{\text{БЭ}}(r_{\text{К}}^* + r_{\text{Э}}) = \Delta U_{\text{КЭ}} r_{\text{Э}};$$

$$\frac{\Delta U_{\text{БЭ}}}{\Delta U_{\text{КЭ}}} = \frac{r_{\text{Э}}}{r_{\text{К}}^* + r_{\text{Э}}}.$$

$$h_{22\text{ОЭ}} = \frac{\Delta I_2}{\Delta U_2} \Big|_{\Delta I_1 = 0} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta U_{\text{КЭ}}} \Big|_{\Delta I_{\text{Б}} = 0} = \frac{\Delta I_{\text{К}}}{\Delta I_{\text{К}}(r_{\text{К}}^* + r_{\text{Э}})} = \frac{1}{r_{\text{К}}^* + r_{\text{Э}}} \approx \frac{1}{r_{\text{К}}^*}.$$

Замечание.

Если в справочнике даны h -параметры биполярного транзистора, то можно определить его физические параметры.

Для биполярного транзистора с ОЭ:	Для биполярного транзистора с ОБ:
$r_{\text{К}}^* = \frac{1}{h_{22\text{ОЭ}}};$	$r_{\text{К}} = \frac{1}{h_{22\text{ОБ}}};$
$r_{\text{Э}} = h_{12\text{ОЭ}} r_{\text{К}}^*;$	$r_{\text{Б}} = h_{12\text{ОБ}} r_{\text{К}};$
$r_{\text{Б}} = h_{11\text{ОЭ}} - r_{\text{Э}}(1 + h_{21\text{ОЭ}}).$	$r_{\text{Э}} = h_{11\text{ОБ}} - r_{\text{Б}}(1 - h_{21\text{ОБ}}).$

ГЛАВА 2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Полевыми транзисторами (ПТ) называются полупроводниковые приборы, в которых ток создается основными носителями заряда полупроводника под действием продольного электрического поля, а управление величиной тока осуществляется поперечным электрическим полем, создаваемым напряжением, приложенным к управляющему p - n -переходу.

Все полевые транзисторы по своим конструктивным особенностям можно разделить на две группы:

- ПТ с управляющим p - n -переходом – ПТУП (канальные транзисторы);
- ПТ с изолированным затвором, или МОП-транзисторы (структура: металл-оксид-полупроводник) или МДП-транзисторы (структура: металл-диэлектрик-полупроводник).

2.1. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С УПРАВЛЯЮЩИМ p - n -ПЕРЕХОДОМ (ПТУП)

Упрощенная конструкция ПТУП приведена на рис. 2.1.

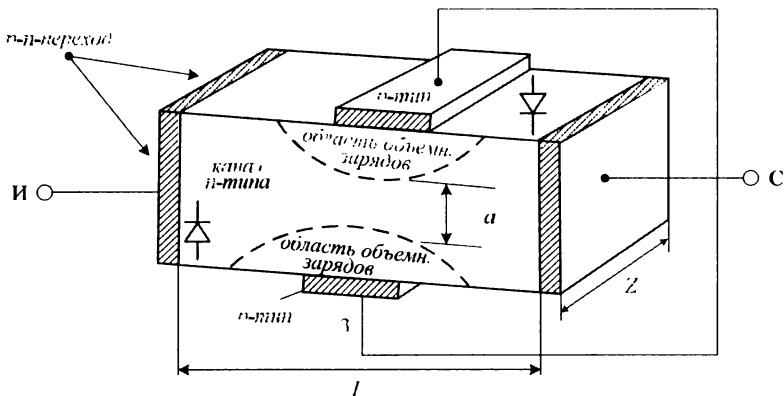
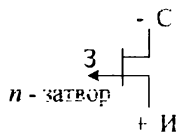
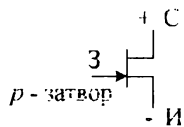


Рис. 2.1. Упрощенная конструкция ПТУП:
 a – толщина канала; Z – ширина канала; L – длина канала

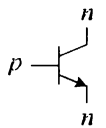
Область между p - n -переходами называется каналом.

ПТУП имеет три электрода: С – сток; И – исток; З – затвор.

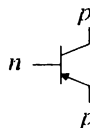
По типу каналов ПТУП делятся на:

1) *p*-канальные2) *n*-канальные

Данная структура подобна структуре *n-p-n* биполярного транзистора:



Данная структура подобна структуре *p-n-p* биполярного транзистора:



2.1.1. ПРИНЦИП РАБОТЫ ПТУП

Принцип работы ПТУП рассмотрим на примере *n*-канального транзистора в схеме с общим истоком (ОИ). Схема ПТУП с ОИ приведена на рис. 2.2.

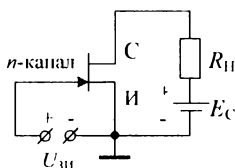


Рис. 2.2. Схема ПТУП с ОИ

Конструкция ПТУП с общим истоком приведена на рис. 2.3.

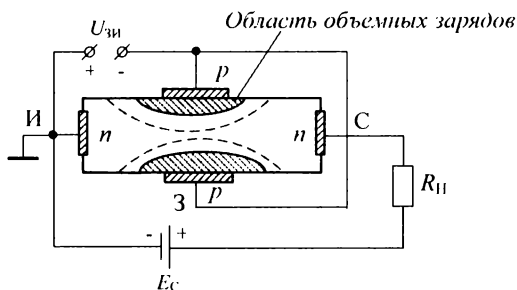


Рис. 2.3. Конструкция ПТУП с ОИ

При работе ПТУП с ОИ выделяют пять режимов.

- $U_{зи} = 0$; $E_c = 0$.

Между n -каналом и p -затвором образуется p - n -переход с некоторой областью объемных зарядов. Так как область объемных зарядов мала, то n -канал обладает некоторой проводимостью или сопротивлением:

$$R_0 = \frac{\rho L}{Za}, \quad (2.1)$$

где a – толщина канала; L – длина канала; Z – ширина канала; ρ – удельное сопротивление.

- $U_{зи} = 0$; $E_C > 0$.

Под действием приложенного напряжения стока E_C через канал будет протекать ток стока I_C . Величина тока I_C будет определяться следующими параметрами: R_0 ; R_{II} и E_C .

- $U_{зи} < 0$; $E_C > 0$.

К p - n -переходу затвор-исток будет приложено обратное напряжение. Это приводит к увеличению области пространственных зарядов. При этом уменьшается сечение канала. Сопротивление канала возрастает, а ток стока I_C – уменьшается.

- $U_{зи} = U_0$.

При некотором напряжении $U_{зи} = U_0$ область пространственных зарядов перекрывает весь канал, проводимость канала падает до нуля, сопротивление стремиться к бесконечности. Напряжение U_0 , при котором проводимость канала падает до нуля, называется *напряжением отсечки*. Данное напряжение определяется геометрическими размерами канала и свойствами полупроводникового материала:

$$U_0 = \frac{a^2}{2\epsilon\epsilon_0\rho\mu_n}, \quad (2.2)$$

где a – толщина канала;

μ_n – подвижность носителей заряда в канале;

ϵ – диэлектрическая проницаемость;

ϵ_0 – электрическая постоянная;

ρ – удельное сопротивление полупроводника.

- $U_{зи} > 0$; $E_C > 0$.

Данный режим недопустим, так как p - n -переход смещен в прямом направлении.

2.1.2. ВАХ ПТУП

Статические характеристики ПТУП рассматривают при построении ВАХ. При этом выделяют следующие характеристики.

а) Выходная или стоковая ВАХ $I_C = f(U_C) \Big|_{U_3 = const}$.

Данная характеристика описывается аналитическим выражением:

$$I_C = \frac{1}{R_0} \left[U_C + \frac{2}{3} \frac{U_3^3 - (U_3 + U_C)^{3/2}}{\sqrt{U_0}} \right], \tag{2.3}$$

где R_0 – сопротивление полностью открытого канала. Сопротивление R_0 определяется по выражению (2.1) и зависит от размеров канала и свойств полупроводникового материала канала.

Выходная или стоковая ВАХ ПТУП приведена на рис. 2.4.

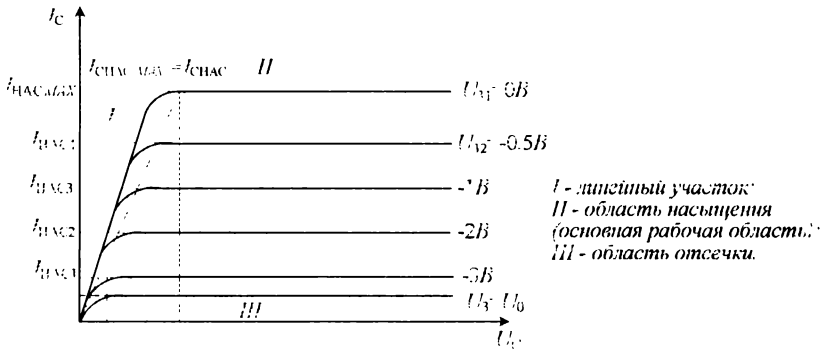


Рис. 2.4. Выходная или стоковая ВАХ ПТУП

В рабочем режиме по каналу протекает ток стока $I_C \neq 0$, поэтому потенциалы поперечных сечений канала оказываются неодинаковыми. Распределение потенциала поперечного сечения вдоль канала показано на рис. 2.5.

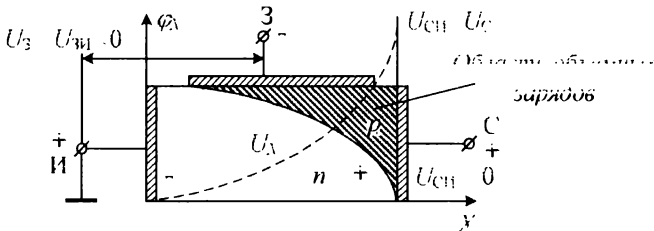


Рис. 2.5. Распределение потенциала вдоль канала ПТУП

Потенциал $\varphi_X = U_X$, распределенный вдоль канала, возрастает по определенному закону от нуля в сечении истока до напряжения U_{C1} в сечении стока.

Обратное (отрицательное) напряжение p - n -перехода для различных сечений X , равное $U_{p-n} = -U_3 - U_X$, также возрастает в направлении стока, что вызывает увеличение толщины обедненного слоя, а также сужение сечения канала. Наибольшее сечение канала и истока, где $U_{p-n} = -U_3$, а наименьшее стока, где $U_{p-n} = -U_3 - U_C$.

Если увеличивать напряжение U_C , то напряжение U_{p-n} может достичь значения U_0 , а это означает, что в сечении возле стока должно произойти перекрытие канала. В действительности полного (абсолютного) перекрытия канала не происходит, так как это привело бы к отсечке тока стока I_C , создаваемым стоковым напряжением. Поэтому остается малое сечение канала, так как напряженность электрического поля в суженном месте достигает значения, при котором наступает насыщение скорости дрейфа подвижных носителей заряда, что делает невозможным увеличение тока стока I_C при дальнейшем увеличении стокового напряжения U_C , т. е. происходит не отсечка тока канала, а его ограничение. Такой процесс называется насыщением, а напряжение, при котором он наступает – *напряжением насыщения* $U_{C\text{нас}}$.

Из условия $U_{p-n} = -U_3 - U_{C\text{нас}} = -U_0$, находим

$$U_{C\text{нас}} = U_0 - U_3. \quad (2.4)$$

Подставим выражение (2.4) в (2.3), тогда получим

$$I_{C\text{нас}} = \frac{1}{R_0} \left[U_0 - U_3 + \frac{2U_3^{3/2} - (U_3 + U_0 - U_3)^{3/2}}{\sqrt{U_0}} \right] = \frac{1}{R_0} \left[U_0 - U_3 + \frac{2U_3^{3/2} - U_0^{3/2}}{\sqrt{U_0}} \right]$$

$$\text{или } I_{C\text{нас}} = \frac{1}{R_0} \left[\frac{\overbrace{3U_0^{3/2} - 2U_0^{3/2}}^{U_0^{3/2}}}{3U_0^{1/2}} - U_3 + \frac{2U_3^{3/2}}{3U_0^{1/2}} \right]. \quad (2.5)$$

В итоге после всех преобразований, получим:

$$I_{C\text{нас}} = \frac{1}{R_0} \left[\frac{1}{3} U_0 - U_3 \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right) \right]. \quad (2.6)$$

Очевидно, что $I_{C\text{нас}}$ будет максимален при $U_3 = 0$. Тогда можно записать:

$$I_{C\text{нас}MIV} = \frac{U_0}{3R_0}. \quad (2.7)$$

Тогда выражение (2.3) можно записать в виде:

$$I_C = I_{C_{MAX}} \left[\frac{3U_C}{U_0} + 2 \frac{U_3^{3/2} - (U_3 + U_C)^{3/2}}{U_0^{3/2}} \right], \quad (2.8)$$

$$\frac{U_0}{3R_0} \frac{3U_C}{U_0} = \frac{U_C}{R_0};$$

$$\frac{U_0}{3R_0} \frac{2(U_3 + U_C)^{3/2}}{U_0^{3/2}} = \frac{2(U_3 + U_C)^{3/2}}{3R_0 U_0^{1/2}};$$

$$\frac{U_0}{3R_0} \frac{2U_3^{3/2}}{U_0^{3/2}} = \frac{2U_3^{3/2}}{3R_0 U_0^{1/2}}.$$

Как видно, одним из основных параметров ПТУП является ток стока насыщения $I_{C_{нас}}$, который определяется по выражению (2.6). В области насыщения ток стока I_C не зависит от напряжения U_C .

б) Проходная или стоко-затворная ВАХ $I_C = f(U_3) \Big|_{U_C = const}$.

Данная характеристика может быть построена по выражениям (2.3) или (2.8). Проходная ВАХ ПТУП приведена на рис. 2.6.

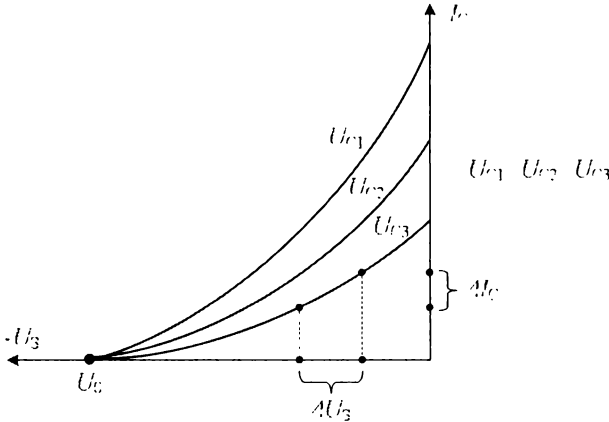


Рис. 2.6. Проходная или стоко-затворная ВАХ ПТУП

Основным параметром, определяющим усилительные свойства ПТУП, является крутизна проходной характеристики:

$$S = \frac{dI_C}{dU_3} \Big|_{U_C = const} = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_3} \Big|_{U_C = const}. \quad (2.9)$$

Крутизна S определяет наклон проходной характеристики ПТУП.

Так как участок насыщения является основным или рабочим участком, поэтому найдем крутизну S на участке насыщения из выражения (2.6). Для этого перепишем выражение (2.6) в следующем виде:

$$I_{C_{\text{нас}}} = \frac{1}{R_0} \left[\frac{1}{3} U_0 - U_3 \left(1 - \frac{2}{3} \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right) \right] = \frac{U_0}{3R_0} - \frac{U_3}{R_0} + \frac{2U_3^3}{3R_0U_0^{1/2}}. \quad (2.10)$$

$$S = \frac{dI_{C_{\text{нас}}}}{dU_3} = -\frac{1}{R_0} + \frac{2}{3R_0\sqrt{U_0}} \frac{3}{2} \sqrt{U_3}. \quad (2.11)$$

В итоге после всех преобразований получим:

$$S = -\frac{1}{R_0} \left[1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right]. \quad (2.12)$$

Из выражения (2.12) следует, что $S = S_{MIV}$ при $U_3 = 0$

$$S_{MIV} = -\frac{1}{R_0}. \quad (2.13)$$

С учетом выражения (2.13) выражение (2.12) можно записать в виде:

$$S = S_{MIV} \left[1 - \sqrt{\frac{U_3}{U_0}} \right]. \quad (2.14)$$

Учитывая, что $I_{C_{\text{нас}MIV}} = I_{C_{MIV}} = \frac{U_0}{3R_0}$, выражение (2.13) можно представить в

виде:

$$S_{MIV} = -3 \frac{I_{C_{MIV}}}{U_0}. \quad (2.15)$$

$$\frac{U_0}{3R_0} \left(-\frac{3}{U_0} \right) = -\frac{1}{R_0}.$$

Выражение (2.15) связывает три основных параметра ПТУП: S_{MIV} , U_0 и $I_{C_{MIV}}$.

в) Входная ВАХ ПТУП $I_3 = f(U_3)$.

Входная цепь ПТУП это p - n -переход, который смещен в обратном направлении. Входная ВАХ полевого транзистора подобна обратной ветви диода. При этом ток затвора I_3 очень мал и определяется тепловым током. Для ПТУП ток затвора I_3 составляет сотни наноампер.

Входное сопротивление ПТУП велико, составляет сотни мегаом и определяется по следующему соотношению:

$$R_{ВХПТУП} = \frac{dU_{ВХ}}{dI_{ВХ}} = \frac{dU_3}{dI_3} = r_{\text{ДОБР}} = R_3. \quad (2.16)$$

Условный вид входной ВАХ ПТУП представлен на рис. 2.7.

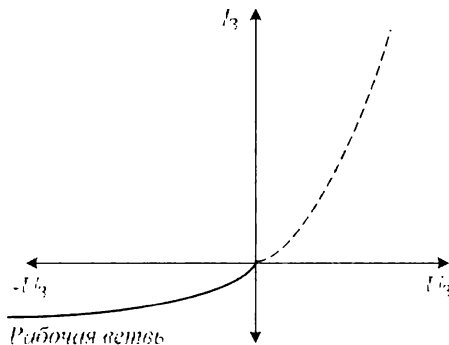


Рис. 2.7. Входная ВАХ ПТУП

2.1.3. ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ПТУП

Эквивалентная схема ПТУП приведена на рис. 2.8.

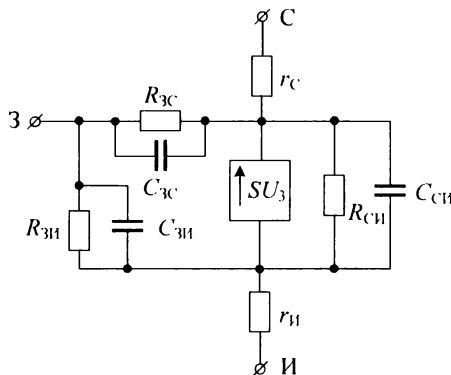
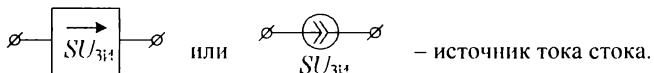


Рис. 2.8. Эквивалентная схема ПТУП:

$r_{И}$ и r_{C} – сопротивления контактов истока и стока (очень малые сопротивления); $R_{3И}$ и R_{3C} – дифференциальные сопротивления затвора относительно истока и стока (большие величины – сотни мегаом); $C_{СИ}$, $C_{3И}$ и C_{3C} – межэлектродные паразитные

емкости ПТУП; $R_{СИ} = \frac{dU_C}{dI_C}$ – дифференциальное сопротивление канала

На линейном участке выходной характеристики $R_{СИ}$ – это обычный линейный резистор. В области насыщения, т. е. на рабочем участке, сопротивление $R_{СИ} \rightarrow \infty$ и ПТ работает как источник тока.



В общем случае можно считать, что входное сопротивление ПТУП комплексное, тогда по эквивалентной схеме можно записать:

$$Z_{вх}(p)_{зи} = \frac{R_{зи} \cdot \frac{1}{pC_{зи}}}{R_{зи} + \frac{1}{pC_{зи}}} \quad \text{или} \quad Z_{вх}(j\omega)_{зи} = \frac{R_{зи} \cdot \frac{1}{(j\omega)C_{зи}}}{R_{зи} + \frac{1}{(j\omega)C_{зи}}}$$

На высоких частотах работы ПТУП:

$$R_{зи} \gg \frac{1}{\omega C_{зи}} \quad \text{и} \quad R_{зс} \gg \frac{1}{\omega C_{зс}},$$

т. е. межэлектродные емкости шунтируют сопротивления $R_{зи}$ и $R_{зс}$.

Тогда эквивалентную схему ПТУП в области высоких частот можно представить в виде схемы, приведенной на рис. 2.9.

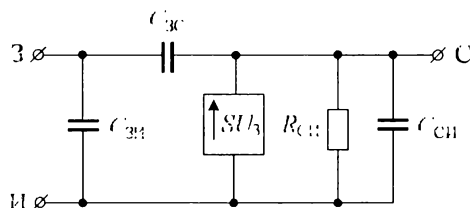


Рис. 2.9. Эквивалентная схема ПТУП в области высоких частот

2.2. ПОЛЕВЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ С ИЗОЛИРОВАННЫМ ЗАТВОРОМ (МОП, МДП)

МОП- или МДП-транзисторы – это ПТ, принцип действия которых основан на эффекте изменения концентрации подвижных носителей заряда в поверхностном слое полупроводника под действием внешнего электрического поля, созданным напряжением, приложенным к металлическому электроду, который отделен от поверхности полупроводника слоем изолятора.

Существуют две разновидности МОП- (МДП-) транзисторов:

- с встроенным каналом;
- с индуцированным каналом.

2.2.1. КОНСТРУКЦИЯ МОП-ТРАНЗИСТОРА С ВСТРОЕННЫМ n -КАНАЛОМ

Между стоком и истоком создан тонкий поверхностный канал. Подложка является конструктивной основой МОП-транзистора. В n -канальном транзисторе подложка подключается к самому высокому потенциалу. В этом случае p - n -переходы подложка-исток и подложка-сток смещены в обратном направлении.

Структура МОП-транзистора с встроенным n -каналом показана на рис. 2.10.

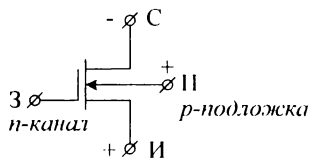


Рис. 2.10. Структура МОП-транзистора с встроенным n -каналом

Конструкция МОП-транзистора с встроенным n -каналом приведена на рис. 2.11.

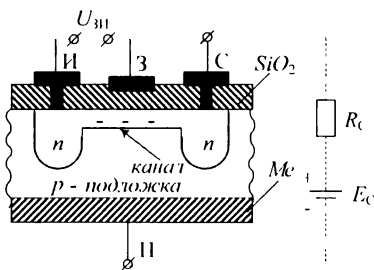


Рис. 2.11. Конструкция МОП-транзистора с встроенным n -каналом

2.2.2. КОНСТРУКЦИЯ МОП-ТРАНЗИСТОРА С ВСТРОЕННЫМ p -КАНАЛОМ

К подложке подключен самый низкий потенциал. В этом случае переходы подложка-исток и подложка-сток смещены в обратном направлении.

Структура МОП-транзистора с встроенным p -каналом показана на рис. 2.12.

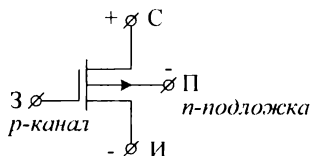


Рис. 2.12. Структура МОП-транзистора с встроенным p -каналом

Конструкция МОП-транзистора с встроенным p -каналом приведена на рис. 2.13.

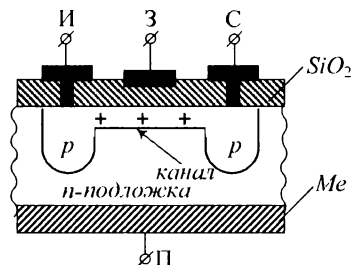


Рис. 2.13. Конструкция МОП-транзистора с встроенным p -каналом

2.2.3. ПРИНЦИП РАБОТЫ МОП-ТРАНЗИСТОРА С ВСТРОЕННЫМ КАНАЛОМ

Схема МОП-транзистора с встроенным p -каналом приведена на рис. 2.14.

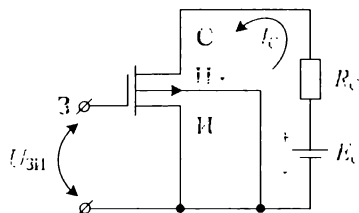


Рис. 2.14. Схема МОП-транзистора с встроенным p -каналом

При работе МОП-транзистора с встроенным каналом выделяют три режима.

- $U_{зи} = 0, E_C > 0$.

Так как в МОП-транзисторе с встроенным каналом канал существует технологически, то под действием напряжения стока E_C в цепи протекает ток стока I_C , величина которого определяется сопротивлениями стока R_C и канала, а также источником напряжения стока E_C .

- $U_{зи} < 0, E_C > 0$.

В канале у границы полупроводника с диэлектриком концентрация электронов снижается, и проводимость канала уменьшается. Данный режим работы называют режимом обеднения канала. При некотором напряжении $U_{зи} = U_{п1}$, канал полностью теряет электропроводность. Напряжение $U_{п1}$, при котором канал полностью теряет свою электропроводность, называется *пороговым напряжением*.

- $U_{зи} > 0, E_C > 0$.

Концентрация электронов (основных носителей заряда) в канале увеличивается. Поэтому электропроводность канала будет возрастать. Данный режим работы называют режимом обогащения канала.

2.2.4. ВАХ n -КАНАЛЬНОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА С ВСТРОЕННЫМ КАНАЛОМ

Выделяют две основные характеристики МОП-транзистора с встроенным каналом.

- а) Проходная или стоко-затворная ВАХ $I_C = f(U_3) \Big|_{U_C = const}$.

Проходная ВАХ МОП-транзистора с встроенным n -каналом приведена на рис. 2.15.

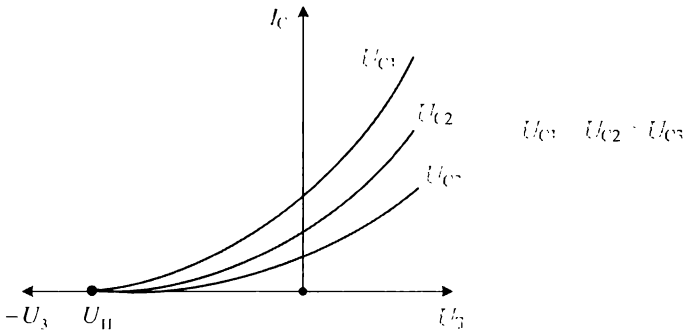


Рис. 2.15. Проходная или стоко-затворная ВАХ

- б) Выходная или стоковая ВАХ $I_C = f(U_C) \Big|_{U_3 = const}$.

Выходная или стоковая ВАХ МОП-транзистора с встроенным n -каналом приведена на рис. 2.16.

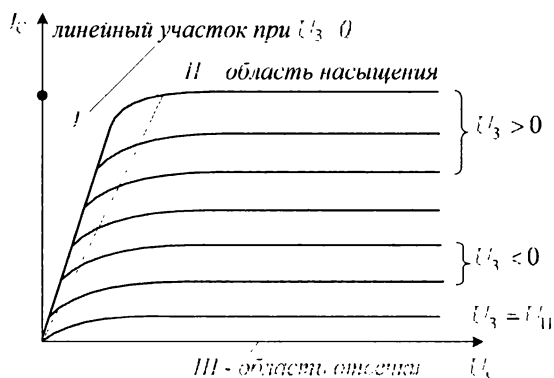


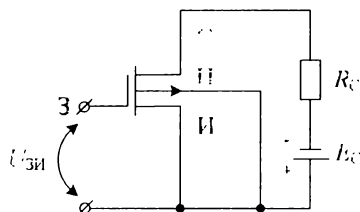
Рис. 2.16. Выходная или стоковая ВАХ

2.2.5. ВАХ p -КАНАЛЬНОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА С ВСТРОЕННЫМ КАНАЛОМ

При $U_{3и} > 0$ – режим обеднения канала.

При $U_{3и} < 0$ – режим обогащения канала.

Схема МОП-транзистора с встроенным p -каналом приведена на рис. 2.17.

Рис. 2.17. Схема МОП-транзистора с встроенным p -каналом

Выделяют также две основные характеристики МОП-транзистора с встроенным p -каналом.

а) Проходная или стоко-затворная ВАХ $I_c = f(U_3) \Big|_{U_c = const}$.

Проходная ВАХ МОП-транзистора с встроенным p -каналом представлена на рис. 2.18.

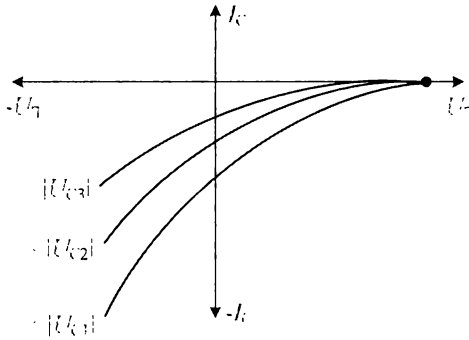


Рис. 2.18. Проходная или стоко-затворная ВАХ

б) Выходная или стоковая ВАХ $I_C = f(U_C) \Big|_{U_3 = const}$.

Выходная или стоковая ВАХ МОП-транзистора с встроенным p -каналом представлена на рис. 2.19.

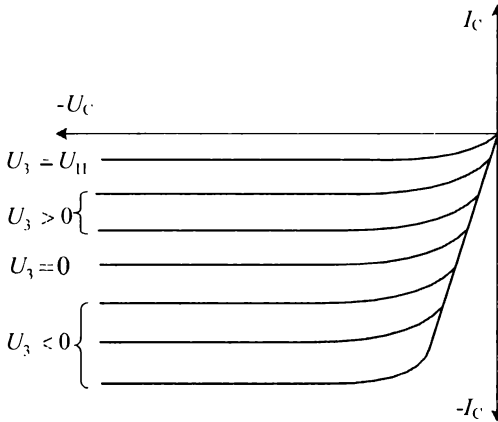


Рис. 2.19. Выходная или стоковая ВАХ

2.2.6. КОНСТРУКЦИЯ МОП-ТРАНЗИСТОРА С ИНДУЦИРОВАННЫМ n -КАНАЛОМ

Структура МОП-транзистора с индуцированным n -каналом показана на рис. 2.20.

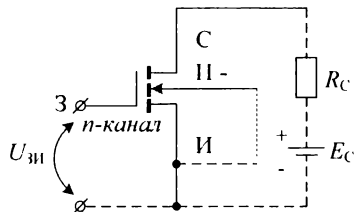


Рис. 2.20. Структура МОП-транзистора с индуцированным *n*-каналом

Конструкция МОП-транзистора с индуцированным *n*-каналом приведена на рис. 2.21.

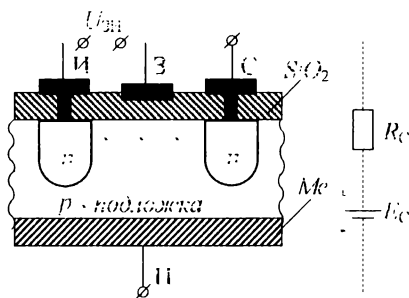


Рис. 2.21. Конструкция МОП-транзистора с индуцированным *n*-каналом

2.2.7. КОНСТРУКЦИЯ МОП-ТРАНЗИСТОРА С ИНДУЦИРОВАННЫМ *p*-КАНАЛОМ

Структура МОП-транзистора с индуцированным *p*-каналом показана на рис. 2.22.

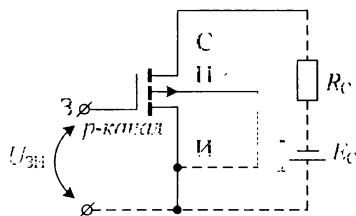


Рис. 2.22. Структура МОП-транзистора с индуцированным *p*-каналом

Конструкция МОП транзистора с индуцированным *p*-каналом приведена на рис. 2.23.

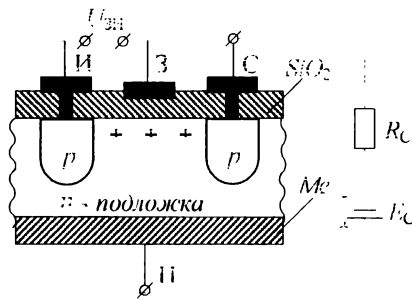


Рис. 2.23. Конструкция МОП-транзистора с индуцированным p-каналом

2.2.8. ПРИНЦИП РАБОТЫ МОП-ТРАНЗИСТОРА С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

Принцип работы МОП-транзистора с индуцированным каналом рассмотрим на примере *n*-канального МОП-транзистора.

При работе МОП-транзистора с индуцированным каналом выделяют два режима.

- $U_{зи} = 0, E_C > 0$.

Переход сток-подложка смещен в обратном направлении. Сопротивление перехода велико. К переходу подложка-исток приложено нулевое напряжение, переход закрыт, сопротивление его велико. Таким образом, сопротивление между стоком и истоком велико, проводимость канала равна нулю, ток сток $I_C = 0$, поэтому транзистор закрыт.

- $U_{зи} > 0, E_C > 0$.

К поверхностному слою полупроводника будут притягиваться электроны, а дырки наоборот отталкиваться. Концентрация электронов в поверхностном слое полупроводника возрастает. При некотором напряжении $U_{зи} = U_{п1}$ между стоком и истоком образуется канал с очень низким сопротивлением. Транзистор открывается.

2.2.9. ВАХ n-КАНАЛЬНОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

Выделяют две основные характеристики МОП-транзистора с индуцированным *n*-каналом.

а) Проходная или стоко-затворная ВАХ $I_c = f(U_3) \Big|_{U_c = const}$.

Проходная ВАХ МОП-транзистора с индуцированным n -каналом приведена на рис. 2.24.

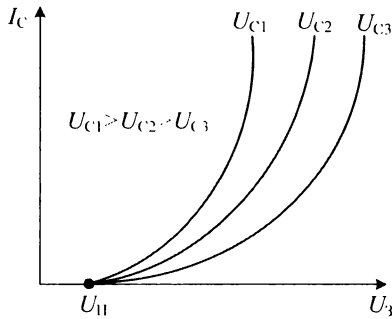


Рис. 2.24. Проходная или стоко-затворная ВАХ

б) Выходная или стоковая ВАХ $I_c = f(U_c) \Big|_{U_3 = const}$.

Выходная или стоковая ВАХ МОП-транзистора с индуцированным n -каналом приведена на рис. 2.25.

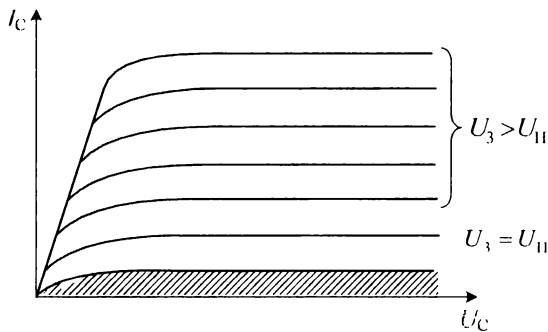


Рис. 2.25. Выходная или стоковая ВАХ

2.2.10. ВАХ p -КАНАЛЬНОГО МОП-ТРАНЗИСТОРА С ИНДУЦИРОВАННЫМ КАНАЛОМ

Выделяют две основные характеристики МОП-транзистора с индуцированным p -каналом.

а) Проходная или стоко-затворная ВАХ $I_C = f(U_3) \Big|_{U_C = const}$.

Проходная ВАХ МОП-транзистора с индуцированным p -каналом приведена на рис. 2.26.

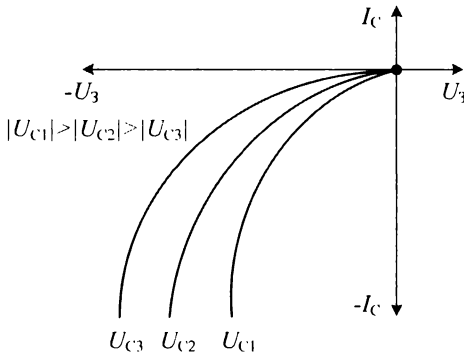


Рис. 2.26. Проходная или стоко-затворная ВАХ

б) Выходная или стоковая ВАХ $I_C = f(U_C) \Big|_{U_3 = const}$.

Выходная или стоковая ВАХ МОП-транзистора с индуцированным p -каналом приведена на рис. 2.27.

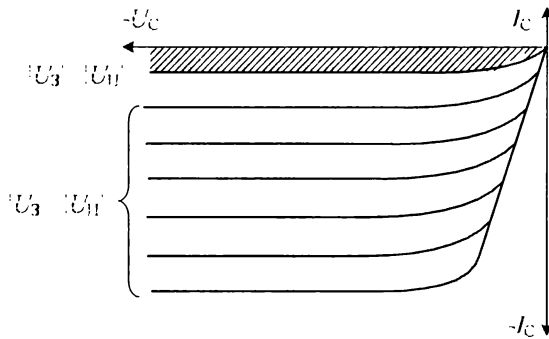


Рис. 2.27. Выходная или стоковая ВАХ

ГЛАВА 3. УСИЛИТЕЛИ

Усилителями называют устройства, предназначенные для усиления входного электрического сигнала по напряжению, току или мощности. Структурная схема усилителя приведена на рис. 3.1.

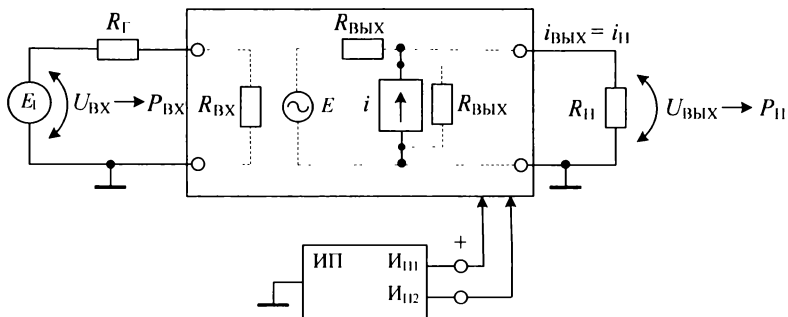


Рис. 3.1. Структурная схема усилителя:

$E_{Г}$ – управляющий источник или генератор сигналов; $R_{Г}$ – внутреннее сопротивление генератора сигналов; $P_{ВХ}$ – мощность усиливаемого сигнала; $R_{Н}$ – нагрузка усилителя; может также быть $R_{ВЫХ}$ другого усилителя или исполнительное устройство; $R_{ВЫХ}$ – выходное сопротивление усилителя

3.1. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЕЙ

I. По диапазону частот усиливаемых сигналов:

- Усилители звуковой частоты, предназначенные для усиления сигналов в полосе частот $f = 20 \dots 20\,000$ Гц.
- Усилители постоянного тока, предназначенные для усиления сигналов в полосе частот $f = 0 \dots 10$ МГц.
- Усилители высокой частоты, предназначенные для усиления сигналов в полосе частот $f = 100$ кГц \dots 100 МГц.

II. По соотношению между выходным сопротивлением усилителя $R_{ВЫХ}$ и нагрузкой $R_{Н}$:

- Усилители напряжения: $R_{ВЫХ} \ll R_{Н}$.

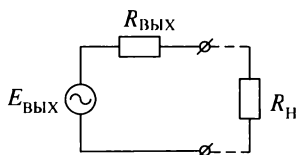


Рис. 3.2. Схема усилителя напряжения

Выходная цепь эквивалентна источнику напряжения или э. д. с (рис. 3.2).

- Усилители тока: $R_{\text{ВЫХ}} \gg R_{\text{Н}}$.

Выходная цепь эквивалентна источнику тока (рис. 3.3).

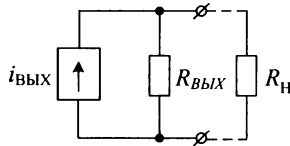


Рис. 3.3. Схема усилителя тока

• Усилители мощности: выходное сопротивление $R_{\text{ВЫХ}}$ согласовано с сопротивлением нагрузки $R_{\text{Н}}$, т. е. $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_{\text{Н}}$. При этом мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку будет максимальна.

В общем случае усилитель может содержать несколько каскадов, соединенных друг с другом последовательно через цепи связи (ЦС). Такая многокаскадная структура усилителя приведена на рис. 3.4.

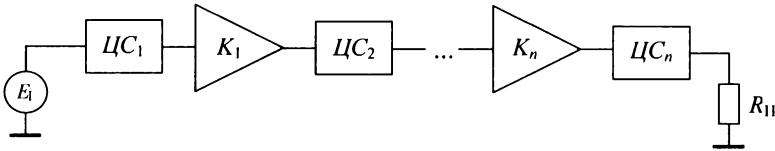


Рис. 3.4. Каскадная структура усилителя с цепями связи

III. По типу цепей связи:

• С гальванической связью или связью по постоянному току (усилители постоянного тока, балансные усилители, дифференциальные усилители, операционные усилители).

- С емкостной связью, т. е. связью с помощью RC -цепей.
- С трансформаторной связью.

IV. По виду усиливаемых сигналов:

- Усилители непрерывных сигналов.
- Усилители видеосигналов или импульсных сигналов.

V. По назначению и месту в многокаскадных структурах:

- Предварительные.
- Промежуточные или буферные.
- Оконечные или выходные.

3.2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ

3.2.1. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

- Коэффициент усиления по напряжению:

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}}; \quad (3.1)$$

в операторной форме $K_U(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)}$, где $p = \sigma + j\omega$ – оператор Лапласа;

- Коэффициент усиления по току:

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{I}_{\text{ВХ}}}; \quad (3.2)$$

в операторной форме $K_I(p) = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(p)}{I_{\text{ВХ}}(p)}$, где $p = \sigma + j\omega$ – оператор Лапласа;

при $\sigma = 0$ можно записать:

$$K_I(j\omega) = \frac{I_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{I_{\text{ВХ}}(j\omega)}.$$

- Коэффициент усиления по мощности:

$$\dot{K}_P = \frac{\dot{P}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{P}_{\text{ВХ}}}. \quad (3.3)$$

При проектировании усилительных устройств модуль коэффициента усиления измеряют в децибелах:

$$K_U[\text{дБ}] = 20 \lg \left| \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} \right| = 20 \lg |\dot{K}_U|; \quad (3.4)$$

$$K_I[\text{дБ}] = 20 \lg \left| \frac{\dot{I}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{I}_{\text{ВХ}}} \right| = 20 \lg |\dot{K}_I|; \quad (3.5)$$

$$K_P[\text{дБ}] = 10 \lg \left| \frac{\dot{P}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{P}_{\text{ВХ}}} \right| = 10 \lg |\dot{K}_P|. \quad (3.6)$$

Коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K = K_1 K_2 \dots K_n, \quad (3.7)$$

где n – число каскадов усилителя.

В децибелах коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен сумме коэффициентов усиления отдельных каскадов:

$$K[\text{дБ}] = K_1[\text{дБ}] + K_2[\text{дБ}] + \dots + K_n[\text{дБ}]. \quad (3.8)$$

3.2.2. ВХОДНОЕ И ВЫХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Структура усилителя в виде четырехполюсника представлена на рис. 3.5.

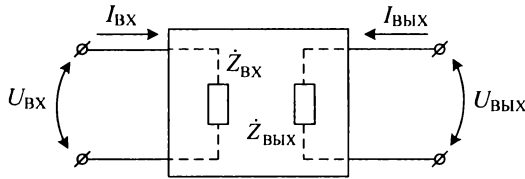


Рис. 3.5. Структура усилителя в виде четырехполюсника

На рис. 3.5 $\dot{Z}_{ВХ}$ и $\dot{Z}_{ВЫХ}$ – комплексные входные и выходные сопротивления усилителя, определяемые по следующим соотношениям:

$$\dot{Z}_{ВХ} = \left. \frac{\dot{U}_{ВХ}}{\dot{I}_{ВХ}} \right|_{\text{ПРИ К.З. НА ВЫХОДЕ}} ;$$

$$\dot{Z}_{ВЫХ} = \left. \frac{\dot{U}_{ВЫХ}}{\dot{I}_{ВЫХ}} \right|_{\text{ПРИ Х.Х. НА ВХОДЕ}} .$$

3.2.3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ

Выделяют следующие частотные характеристики усилителя:

- АЧХ (амплитудно-частотная характеристика) – это зависимость модуля коэффициента усиления от частоты усиливаемого сигнала;
- ФЧХ (фазочастотная характеристика) – это зависимость фазы комплексного коэффициента передачи от частоты или зависимость разности фаз выходного и входного сигналов от частоты.

Для коэффициента усиления по напряжению можно записать:

$$K_U(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{ВХ}(p)},$$

где $p = \sigma + j\omega$ – оператор Лапласа.

Положим $\sigma = 0$, тогда $p = j\omega$.

Комплексный коэффициент передачи усилителя определяется выражением:

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi(\omega)}.$$

Модуль комплексного коэффициента передачи равен:

$$|K(j\omega)| = K(\omega).$$

Тогда можно записать:

$$\dot{K}(j\omega) = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}(j\omega)}{\dot{U}_{\text{ВХ}}(j\omega)} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} e^{j\varphi_{\text{ВЫХ}}(\omega)}}{U_{\text{ВХ}} e^{j\varphi_{\text{ВХ}}(\omega)}} = |K(j\omega)| e^{j[\varphi_{\text{ВЫХ}}(\omega) - \varphi_{\text{ВХ}}(\omega)]} = K(\omega) e^{j\varphi(\omega)}$$

Зависимость $K(\omega)$ называют АЧХ усилителя или модулем коэффициента передачи усилителя, а $\varphi(\omega) = \varphi_{\text{ВЫХ}}(\omega) - \varphi_{\text{ВХ}}(\omega)$ – ФЧХ усилителя. ФЧХ характеризует сдвиг фазы выходного сигнала по отношению к фазе входного сигнала.

Построение АЧХ усилителя выполняют из следующих расчетов:

$$K(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega),$$

где $A(\omega)$ – действительная часть комплексного коэффициента передачи усилителя, а $B(\omega)$ – мнимая часть комплексного коэффициента передачи.

Последнее выражение на комплексной плоскости можно представить в виде рис. 3.6.

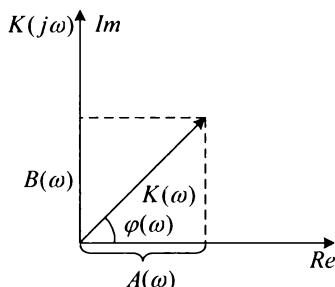


Рис. 3.6. Определение АЧХ и ФЧХ усилителя на комплексной плоскости

Тогда АЧХ и ФЧХ усилителя можно определить по следующим выражениям:

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} - \text{АЧХ усилителя};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)} - \text{ФЧХ усилителя}.$$

Графическое изображение частотных характеристик усилителя показано на рис. 3.7.

На рис. 3.7 $\omega_{\text{Н}}$ и $\omega_{\text{В}}$ – нижняя и верхняя частоты полосы пропускания усилителя. $\omega_{\text{Н}}$ и $\omega_{\text{В}}$ – это такие частоты, на которых

$$K(\omega_{\text{Н}}) = K(\omega_{\text{В}}) = 0,707 K_0 = \frac{1}{\sqrt{2}} K_0,$$

где K_0 – коэффициент передачи в полосе пропускания усилителя.

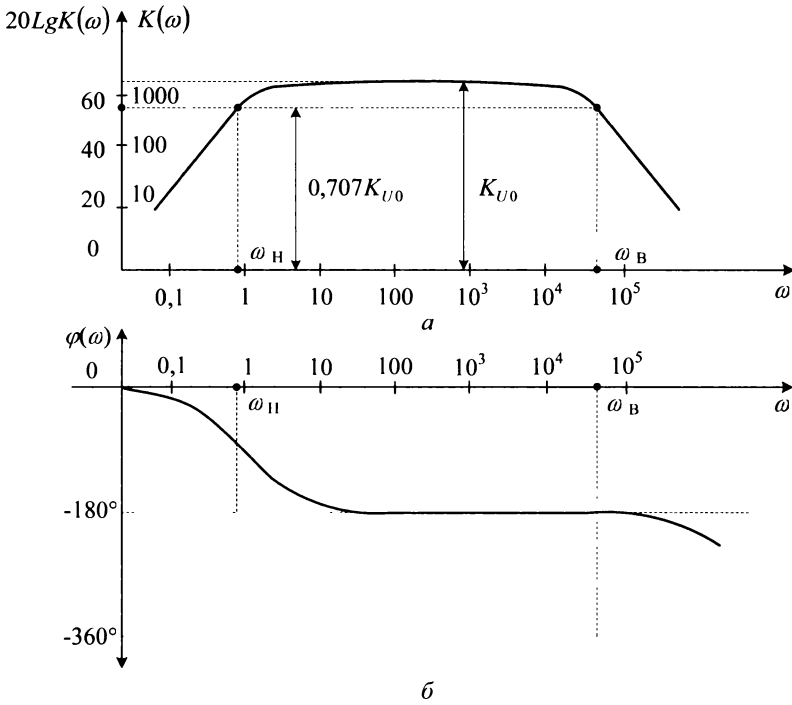


Рис. 3.7. Графическое изображение частотных характеристик усилителя:
 а – АЧХ усилителя; б – ФЧХ усилителя

3.2.4. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Нелинейные искажения усилителя – это отклонение формы выходного сигнала от формы входного сигнала. Рассмотрим нелинейные искажения усилителя по схеме с ОЭ (рис. 3.8).

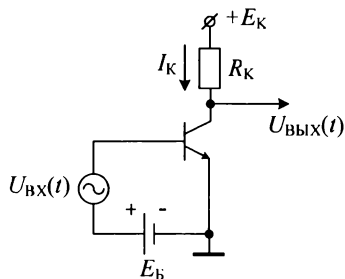


Рис. 3.8. Усилительный каскад по схеме с ОЭ

Нелинейные искажения входного сигнала усилителя показаны на рис. 3.9.

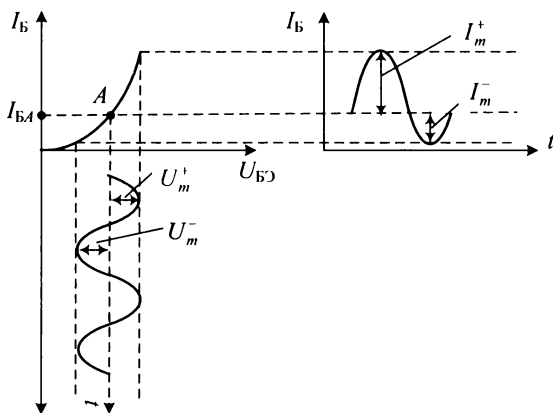


Рис. 3.9. Нелинейные искажения усилителя в схеме с ОЭ

Из графика видно, что при подаче на базу напряжения синусоидальной формы $U_{ВХ}(t) = U_m \sin \omega t$, ток $I_B(t)$ отличается от синусоиды, т.к. $I_m^+ \neq I_m^-$ из-за нелинейности входной характеристики транзистора.

Нелинейные искажения приводят к тому, что в выходном сигнале появляются дополнительные составляющие с частотой кратной основной частоте усиливаемого сигнала. Например, если основная частота ω , то появляются частоты 2ω , 3ω , 4ω , 5ω , и т. д.

Уровень нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений γ и определяется по выражению:

$$\gamma = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} P_i}{P_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}{U_1^2}} = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^{\infty} I_i^2}{I_1^2}}, \quad (3.9)$$

где P_1 , U_1 и I_1 – мощность, напряжение и ток выходного сигнала основной частоты; P_i , U_i и I_i – мощность, напряжение и ток i -ой гармоники выходного сигнала; i – номер гармоники выходного сигнала, кратной основной гармонике входного синусоидального сигнала.

Для высококачественных усилителей $\gamma = 0,01 \dots 0,2 \%$, а для усилителей среднего класса $\gamma = 5 \dots 8 \%$.

3.2.5. ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН СИГНАЛА

Динамический диапазон сигнала (рис. 3.10) – это отношение вида:

$$D_c = \frac{U_{BxMAX} - U_{BxMIN}}{U_{ш}} \quad \text{или} \quad D_c = \frac{U_{BxMAX}}{U_{BxMIN}}, \quad (3.10)$$

в децибелах:

$$D_c[\text{дБ}] = 20 \lg \left[\frac{U_{BxMAX}}{U_{BxMIN}} \right], \quad (3.11)$$

где $U_{ш}$ – уровень шума в усилителе.

Качественные усилители имеют динамический диапазон сигнала $D_c[\text{дБ}] \geq 60$ [дБ].

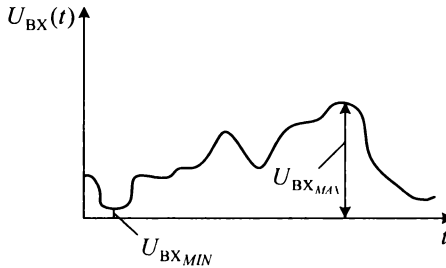


Рис. 3.10. Динамический диапазон сигнала

3.2.6. ИСКАЖЕНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Если на вход усилителя подать сигнал прямоугольной формы, то в усилителе возникают переходные процессы, которые приводят к искажению выходного сигнала. На рис. 3.11 показаны возможные искажения выходного сигнала.

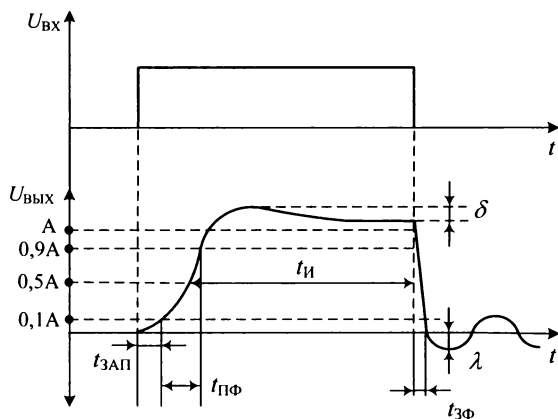


Рис. 3.11. Искажение импульсных сигналов:
 δ – величина перегулирования; $t_{ЗАП}$ – время запаздывания;
 $t_{ПФ}$ и $t_{ЗФ}$ – длительность переднего и заднего фронтов; λ – отрицательный выброс;
 $t_{И}$ – реальная длительность импульса

3.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ НА ТРАНЗИСТОРАХ

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим по отношению к входному и выходному сигналам, различают следующие схемы усилительных каскадов: с общим эмиттером (ОЭ), общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Схемы усилительных каскадов приведены на рис. 3.12 – 3.15.

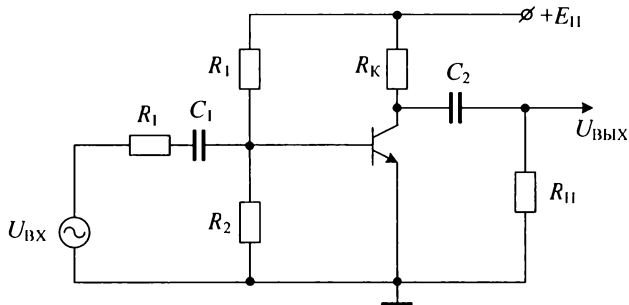


Рис. 3.12. Усилительный каскад с ОЭ

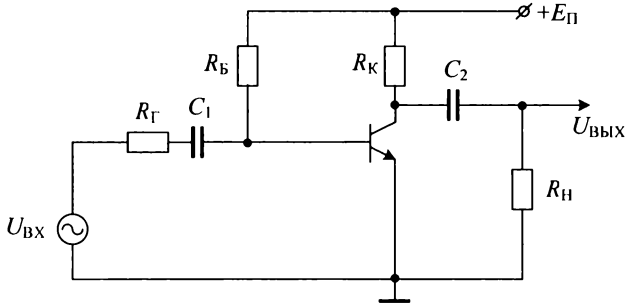


Рис. 3.13. Усилительный каскад с ОЭ и резистивным делителем $R_{Б}$

На рис. 3.12 и 3.13 C_1 и C_2 – разделительные конденсаторы или цепи связи, которые предназначены для разделения по постоянному току источника сигнала от входа усилителя; R_1 и R_2 – резистивные делители (задают необходимое смещение рабочей точки $U_{БЭР}$, т. е. задают ток базы $I_{БР}$; $R_{Б}$ – цепь смещения, аналогично задают начальное смещение $U_{БЭР}$, т. е. ток $I_{БР}$.

Сопротивления R_1 , R_2 , $R_{К}$ и $R_{Н}$ – задают режим по постоянному току.

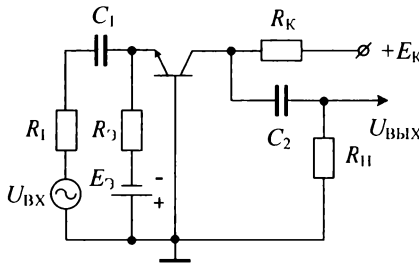


Рис. 3.14. Усилительный каскад с ОБ

На рис. 3.14 C_1 и C_2 – разделительные конденсаторы или цепи связи; сопротивление R_2 и источник $E_{Э}$ задают рабочий ток $I_{ЭР}$.

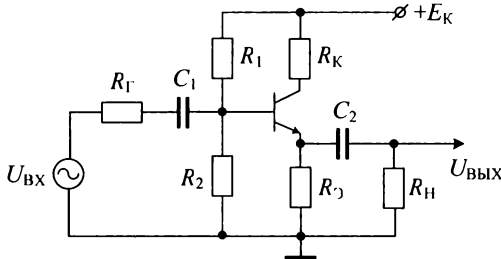


Рис. 3.15. Усилительный каскад с ОК

На рис. 3.15 емкости C_1 и C_2 – разделительные конденсаторы или цепи связи; сопротивления R_1 и R_2 – задают рабочий ток $I_{БР}$. Усилительный каскад с ОК (эмиттерный повторитель) применяется для усиления сигнала по току.

3.3.1. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

При работе усилительных каскадов выделяют два режима: режим покоя (по постоянному току) и режим по переменному току. Режимы работы усилительных каскадов рассмотрим на примере усилительного каскада с ОЭ.

Стоит задача, как правильно задать режим рабочей точки.

1. $U_{ВХ} = 0$ (режим покоя или по постоянному току). С помощью сопротивлений R_1 и R_2 задаем напряжение $U_{БЭА}$, определяющее входной ток базы $I_{БА}$ и ток коллектора в рабочей точке $I_{КА} = \beta_{11} I_{БА}$; напряжение на коллекторном переходе определяем по выражению $U_{КЭА} = E_K - I_{КА} R_K$.

На нагрузке R_{11} снимаем нулевой сигнал, т. к. конденсатор C_2 не пропускает сигнал постоянного тока $x_{C_2} = \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow \infty \Big|_{\omega=0}$.

Положение рабочей точки на входной характеристике усилительного каскада с ОЭ показано на рис. 3.16.

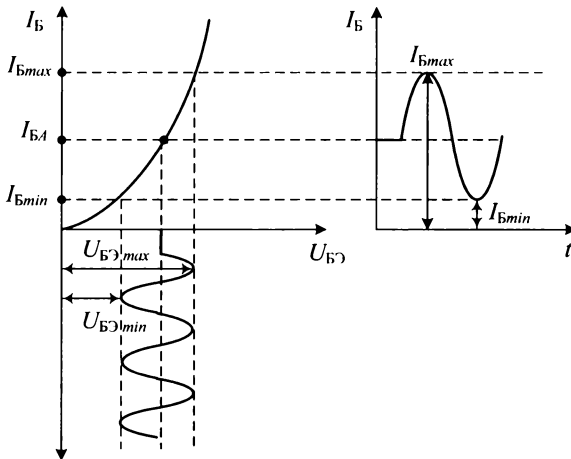


Рис. 3.16. Положение рабочей точки на входной характеристике

2. $U_{ВХ}(t) = U_m \sin \omega t$ (режим по переменному току).

Напряжение $U_{БЭ}$ изменяется (увеличивается) при положительной полуволне входного сигнала на величину $\Delta U_{БЭ}$, что приводит к изменению входного тока ΔI_B и выходного тока усилителя $\Delta I_K = \beta \Delta I_B$. Выходное напряжение усилителя изменяется (увеличивается) на величину $\Delta U_{КЭ} = \Delta I_K R_K$.

Таким образом, можно записать:

$$|\Delta U_{ВЫХ}| = |\Delta U_{КЭ}| > |\Delta U_{БЭ}| = \Delta U_{ВХ},$$

т. е. происходит усиление входного сигнала.

Положение рабочей точки на выходной характеристике усилительного каскада с ОЭ показано на рис. 3.17.

Особенности. Положительное приращение $\Delta U_{ВХ}$ приводит к отрицательному приращению $\Delta U_{КЭ} = \Delta U_{ВЫХ}$.

Вывод. Усилитель в схеме с ОЭ инвертирует входной сигнал или фазовый сдвиг равен π или 180° .

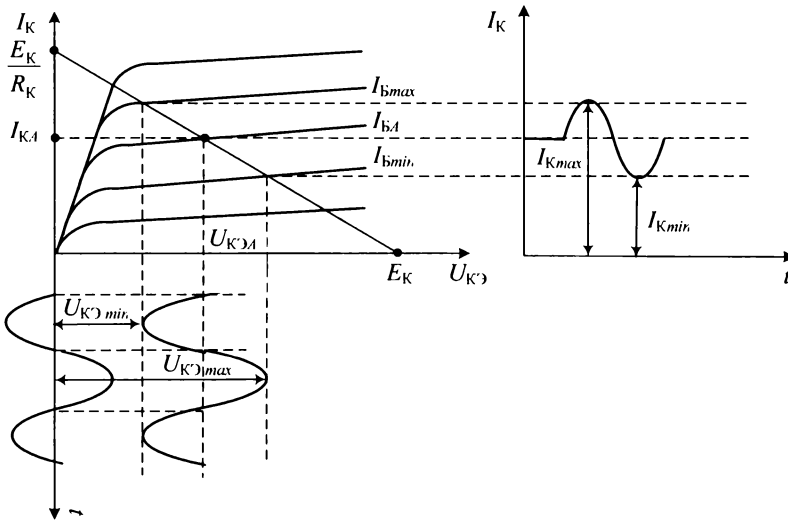


Рис. 3.17. Положение рабочей точки на выходной характеристике

3.3.2. КЛАССЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

В зависимости от параметров рабочей точки и значения $U_{ВХ}$, ток коллектора I_K может протекать либо в течение всего периода изменения входного сигнала $U_{ВХ}$, либо в течении только части периода.

Соответственно этому различают 5 разновидностей режима работы усилителей или 5 классов: *A*, *AB*, *B*, *C* и *D*. Положение рабочей точки для различных классов усилительного каскада с ОЭ показано на рис. 3.18.

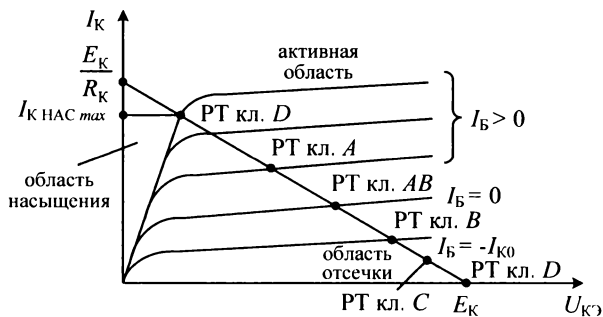


Рис. 3.18. Положение рабочей точки для различных классов

3.3.2.1. Класс A

В классе A начальное положение рабочей точки на нагрузочной прямой и амплитуда входного сигнала (или управляющего тока I_B) выбираются так, чтобы текущее положение рабочей точки не выходило за пределы нагрузочной прямой, в которых изменения I_K прямо пропорциональны изменениям I_B или чтобы текущее положение рабочей точки не выходило за пределы активной области при изменении тока I_B . Положение рабочей точки класса A на ВАХ усилительного каскада с ОЭ показано на рис. 3.19.

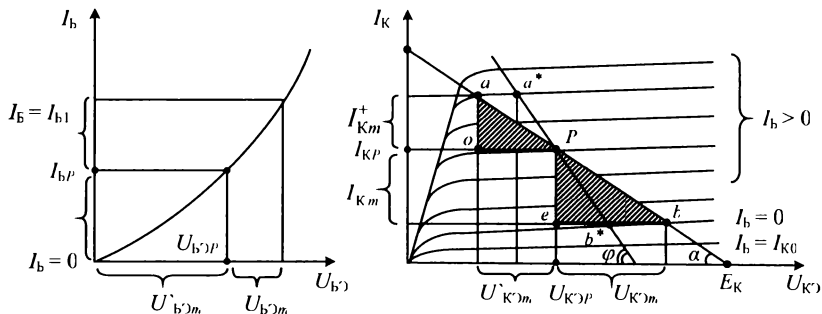


Рис. 3.19. Положение рабочей точки в классе A

Классу A отвечает отрезок нагрузочной прямой ab , при этом транзистор всегда открыт (находится в активной области).

$$I_{K_{mMAX}} = \min\{I_{K_m}^-, I_{K_m}^+\}.$$

Допустимые изменения амплитуды тока коллектора $I_{K_m}^+$ ($I_{K_m}^-$). Амплитуда выходного напряжения равна $U_{K_{3m}}$ ($U'_{K_{3m}}$).

Ток базы в соответствии с участком ab может изменяться от $I_B = 0$ до $I_B = I_{B1}$. По входной характеристике транзистора можно определить координаты рабочей точки $(I_{BP}, U_{BЭP})$ и максимальную амплитуду входного сигнала:

$$U_{ВХМАХ} = \min\{U_{БЭm}, U'_{БЭm}\}.$$

К достоинству усилительного каскада в классе A относят его минимальные нелинейные искажения.

Недостатком усилительного каскада в классе A является низкий коэффициент полезного действия η .

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{СР}}, \quad (3.12)$$

где $P_{ВЫХ}$ – мощность, отдаваемая усилителями в нагрузку, $P_{СР}$ – средняя мощность, выделяемая на коллекторе транзистора.

$$P_{ВЫХ} = \frac{1}{2} I_{Km} U_{KЭm} = \frac{1}{2} I'_{Km} U'_{KЭm} = \text{площади } \Delta aop \approx \text{площади } \Delta veP.$$

В общем случае можно записать:

$$P_{ВЫХ} = \frac{I_{Km}}{\sqrt{2}} \frac{U_{KЭm}}{\sqrt{2}},$$

$$P_{СР} = I_{KP} U_{KЭP}.$$

Тогда выражение (3.12) можно записать в виде:

$$\eta = \frac{1}{2} \frac{I_{Km} U_{KЭm}}{I_{KP} U_{KЭP}}, \quad (3.13)$$

где $I_{Km} \leq I_{KP}$; $U_{KЭm} \leq U_{KЭP}$.

Поэтому, коэффициент полезного действия η усилительного каскада $\eta \leq 50\%$ или $\eta \leq 0,5$.

При подключении нагрузки нагрузочная прямая пойдет под углом:

$$\varphi = \text{arccctg } R_K \parallel R_{II} = \text{arccctg } \frac{R_K R_{II}}{R_K + R_{II}}.$$

Тогда рабочим участком станет участок a^*b^* и, соответственно, уменьшится амплитуда выходного сигнала (U_{Km}, U'_{Km}) и к.п.д. $\eta^* < \eta$.

3.3.2.2. Класс В

Классу B соответствует начальное положение рабочей точки в области токов I_K , близких к I_{K0} . Рассмотрим положение рабочей точки класса B на примере транзистора в схеме с ОБ (рис. 3.20).

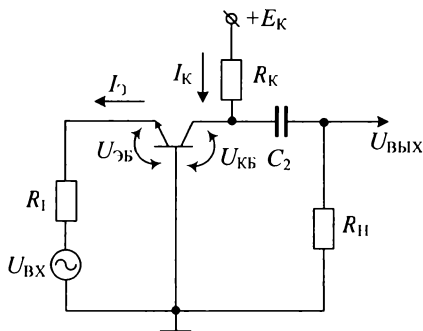


Рис. 3.20. Усилительный каскад по схеме с ОБ

Усилительный каскад в схеме с ОБ не инвертирует входной сигнал. В классе B транзистор открыт лишь в течение половины периода входного сигнала, т. е., работает с $\pi/2$ отсечкой тока (угол отсечки $Q = 90^\circ$). Угол отсечки – это половина той части периода, в течение которого через транзистор протекает ток.

Положение рабочей точки усилителя класса B на входной характеристике показано на рис. 3.21. Положение рабочей точки усилителя класса B на выходной характеристике показано на рис. 3.22.

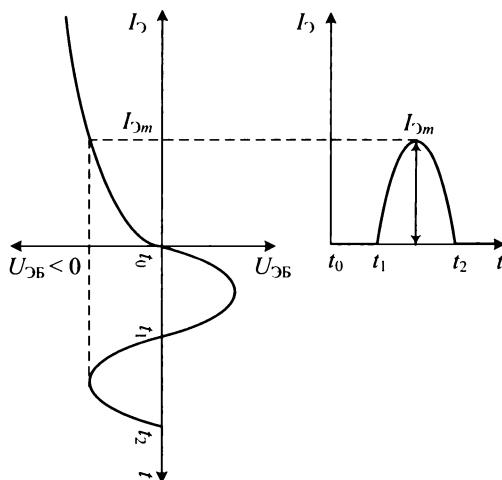


Рис. 3.21. Положение рабочей точки усилителя класса B на входной характеристике

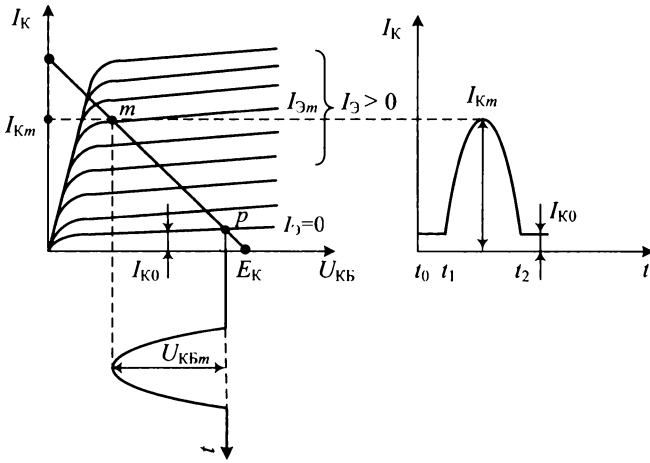


Рис. 3.22. Положение рабочей точки усилителя класса *B* на выходной характеристике

На рис. 3.22 участок *pm* является рабочим участком нагрузочной прямой для усилителя в классе *B*. Максимальная амплитуда тока $I_{Кm}$ и напряжения $U_{КЭm}$ определяются по выходной характеристике транзистора. По входной характеристике определяется максимальная амплитуда тока $I_{Бm}$ и амплитуда входного сигнала $U_{Бmax}$.

Недостатком усилительного каскада в классе *B* является большой уровень нелинейных искажений, поэтому усилитель в классе *B* применяется лишь в двухтактных схемах, например в двухтактных выходных каскадах (рис. 3.23).

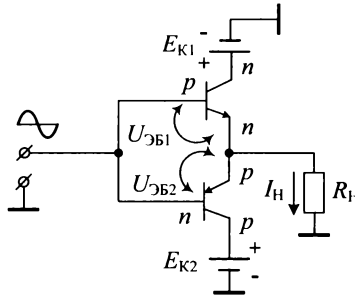


Рис. 3.23. Схема двухтактного выходного каскада

Временные диаграммы работы двухтактного выходного каскада приведены на рис. 3.24.

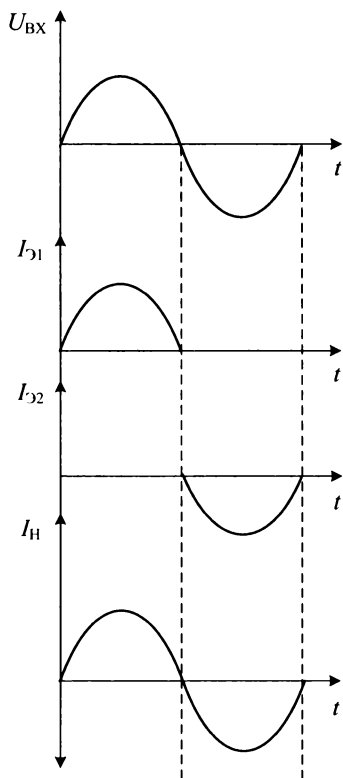


Рис. 3.24. Временные диаграммы двухтактного выходного каскада

Достоинством двухтактных выходных каскадов является $\eta \approx 70\%$.

3.3.2.3. Класс *AB*

Класс *AB* занимает промежуточное значение между классами *A* и *B*. Класс *AB* более экономичен, чем класс *A* и характеризуется меньшими нелинейными искажениями, чем класс *B*.

Положение рабочей точки класса *AB* усилительного каскада с ОЭ показано на рис. 3.25.

Возможны различные зависимости выходного тока $I_{К}(t)$ в зависимости от выбора (положения) рабочей точки (рис. 3.26, 3.27).

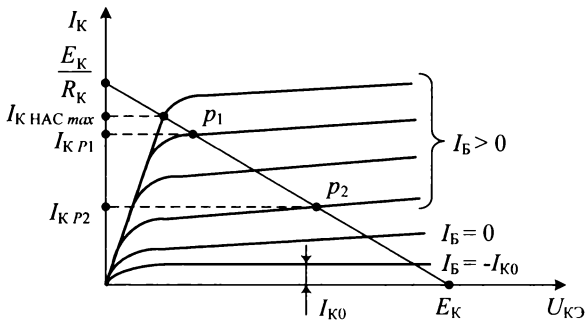


Рис. 3.25. Положение рабочей точки класса *AB*

Для точки p_1 временная диаграмма выходного тока имеет вид:

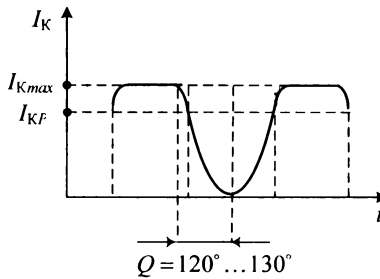


Рис. 3.26. Временная диаграмма рабочей точки p_1 класса *AB*

Для точки p_2 временная диаграмма выходного тока имеет вид:

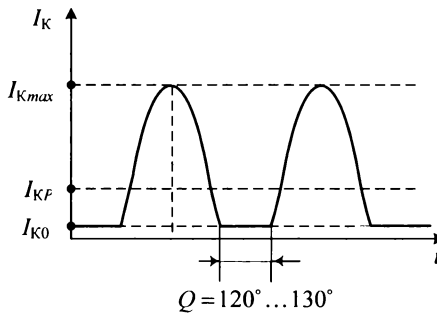


Рис. 3.27. Временная диаграмма рабочей точки p_2 класса *AB*

3.3.2.4. Класс C

В классе C начальное смещение соответствует режиму отсечки. В отсутствие сигнала усилитель класса C закрыт и почти не потребляет тока и начинает открываться лишь после того, как входной сигнал превысит пороговое значение. Этот режим применяется в нелинейных усилителях-формирователях сигналов.

3.3.2.5. Класс D

Транзистор в классе D работает в ключевом режиме. Это означает, что транзистор в процессе работы периодически переходит из открытого состояния (режима насыщения) в закрытое состояние (режим отсечки) и наоборот.

Схема транзисторного усилителя в ключевом режиме приведена на рис. 3.28.

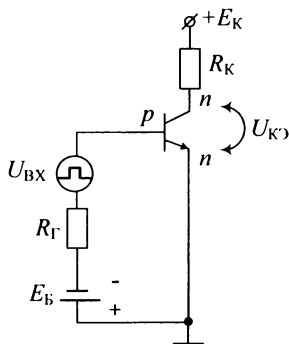


Рис. 3.28. Схема транзисторного усилителя в ключевом режиме

В исходном состоянии (при отсутствии входного сигнала) транзистор закрыт, так как переход эмиттер-база смещен в обратном направлении с помощью источника $E_{\text{Б}}$ ($E_{\text{Б}} = 0,05 \dots 0,1$ В). Напряжение на выходе $U_{\text{КЭзак}} = E_{\text{К}} - I_{\text{К0}}^* R_{\text{К}} \approx E_{\text{К}}$ соответствует режиму отсечки.

При подаче на вход усилителя положительного импульса, транзистор открывается и наступает режим насыщения ($U_{\text{ВХ}} \geq |E_{\text{Б}}| + 0,7$ В).

Положение рабочих точек усилителя класса D показаны на выходной характеристике на рис. 3.29.

В режиме отсечки рабочей точкой является точка p_1 , а в режиме насыщения точка p_2 . Для режима насыщения можно записать:

$$I_{\text{Кнас}} = \frac{E_{\text{К}} - U_{\text{КЭ}}}{R_{\text{К}}} \approx \frac{E_{\text{К}}}{R_{\text{К}}}, \text{ при } U_{\text{КЭнас}} < 0,1 \text{ В.}$$

$$I_{\text{Бнас}} = \frac{I_{\text{Кнас}}}{\beta_{\text{и}}} = \frac{E_{\text{К}}}{\beta_{\text{и}} R_{\text{К}}}.$$

Если $I_{\text{БВХ}} \geq I_{\text{Бнас}}$, то транзистор будет открыт.

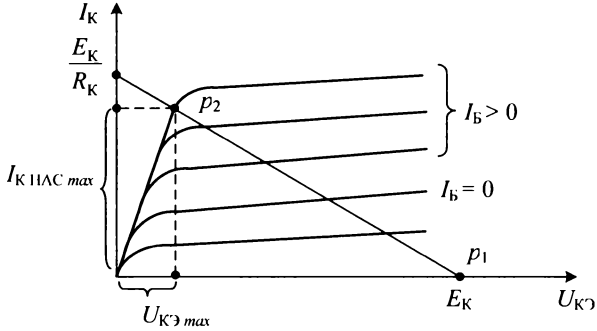


Рис. 3.29. Положение рабочих точек класса D

Временные диаграммы усилителя класса D показаны на рис. 3.30.

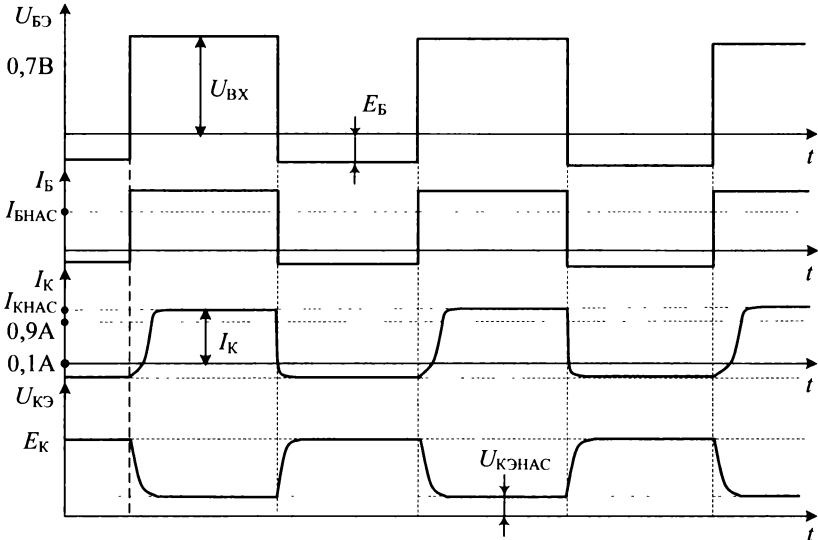


Рис. 3.30. Временные диаграммы усилителя класса D

3.4. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА КЛАССА А ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Расчет усилительного каскада класса А по постоянному току рассмотрим на примере усилительного каскада по схеме с ОЭ (рис. 3.31).

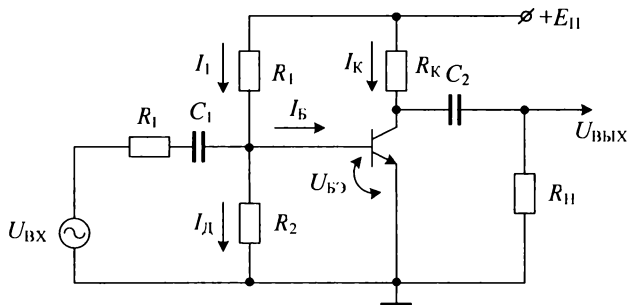


Рис. 3.31. Усилительный каскад по схеме с ОЭ

Исходными данными для расчета усилительного каскада являются:

- P_{11} – мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку.
- I_{11} и U_{11} – действующие ток и напряжение на нагрузке.

Необходимо определить: сопротивления R_K , R_{11} , R_2 , выбрать транзистор, E_K .

Для расчета усилительного каскада класса А по постоянному току выполняются следующие действия.

1. Первоначально выбираем транзистор по мощности $P_{11} = I_{11m} U_{11m}$.

Для этого находим амплитуду мгновенных значений тока и напряжения в нагрузке:

$$U_{11m} = \sqrt{2} U_{11}; \quad (3.14)$$

$$I_{11m} = \sqrt{2} I_{11}. \quad (3.15)$$

Определяем параметры положения рабочей точки транзистора в классе А:

$$U_{KЭр} = U_{11m} + U_{KЭmin}; \quad (3.16)$$

$$I_{Kр} = I_{11m} + I_{Kmin}, \quad (3.17)$$

где $I_{Kmin} = 0,1 I_{11m}$; $U_{KЭmin} = 1...2,5$ В для маломощных транзисторов и в диапазоне $U_{KЭmin} = 2,5...4$ В для мощных транзисторов.

Определяем допустимые значения тока, напряжения, мощности, которые должен иметь транзистор:

$$I_{Kдоп} \geq 2I_{Kр}; \quad U_{KЭдоп} \geq 2U_{KЭр} \text{ и } P_{Kдоп} \geq I_{Kр} U_{KЭр}. \quad (3.18)$$

Рассматриваемые расчетные величины приведены на выходных характеристиках рис. 3.32.

По справочным данным определяем тип транзистора согласно следующим условиям:

$$P_{K\max} \geq P_{K\text{доп}}; I_{K\max} \geq I_{K\text{доп}} \text{ и } U_{KЭ\max} \geq U_{KЭ\text{доп}}. \quad (3.19)$$

Выходная ВАХ транзистора должна перекрывать этот прямоугольник.

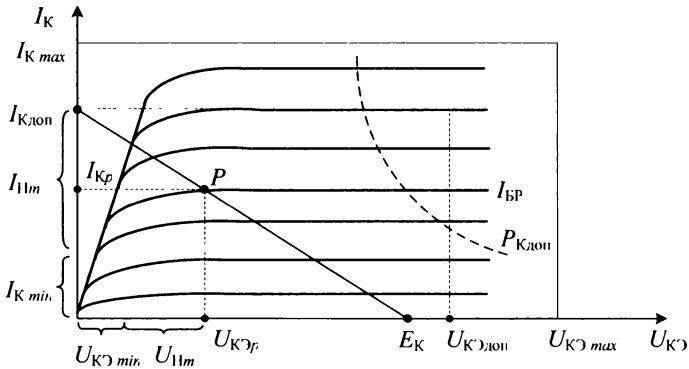


Рис. 3.32. Выбор транзистора усилительного каскада

2. Выбираем напряжение питания усилительного каскада E_K .

Напряжение питания усилительного каскада должно удовлетворять следующему условию:

$$U_{KЭ\max} \geq U_{KЭ\text{доп}} \geq E_K. \quad (3.20)$$

Стандартный ряд напряжений питания имеет вид:

$$E_K = \{5; 6,3; 10; 12,6; 24; 27; 36; 40; 50; 60; 70; 80; 90\} \text{ В.}$$

3. Определяем сопротивление резистора на коллекторе усилительного каскада R_K .

Для этого проводим нагрузочную прямую и находим сопротивление R_K по следующему выражению:

$$R_K = \frac{E_K - U_{KЭр}}{I_{Kr}}. \quad (3.21)$$

4. Рассчитываем сопротивления R_1 , R_2 и фиксируем положение рабочей точки усилительного каскада.

Для этого по выходным характеристикам определяем ток базы I_{Br} . По входной характеристике (см. рис. 3.33) определяем напряжение U_{Br} .

Для данной схемы можно записать:

$$I_1 = I_{Br} + I_D, \quad (3.22)$$

где ток делителя I_D выбирают из выражения: $I_D = (2 \dots 5) I_{Br}$.

Из этих соотношений можно найти сопротивления R_1 и R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{БЭр}}{I_D}; \quad (3.23)$$

$$R_1 = \frac{E_K - U_{БЭр}}{I_1} = \frac{E_K - U_{БЭр}}{I_{Бр} + I_D}. \quad (3.24)$$

Очевидно, что сопротивления R_1 и R_2 включены параллельно сопротивлению $R_{ВХ}$ транзистора $R_{ВХ03} = r_B + (1 + \beta)r_C$.

Поэтому, чтобы сопротивления R_1 и R_2 не шунтировали $R_{ВХ ТР}$, необходимо, выполнить условие:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \geq R_{ВХ03} = r_B + (1 + \beta)r_C. \quad (3.25)$$

На рис. 3.33 (входной характеристике усилительного каскада) показано положение рабочей точки.

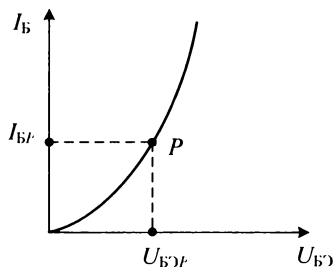


Рис. 3.33. Входная характеристика усилительного каскада

Существует и другой вариант схемы усилительного каскада (рис. 3.34), когда сопротивления фиксации рабочей точки представлены в виде сопротивления R_B :

$$R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.26)$$

Выбор транзистора и расчет сопротивления R_K осуществляется аналогично. Отличие заключается в расчете сопротивления R_B . Для данной схемы можно записать: $E_K = I_{Бр} R_B + U_{БЭр}$. Тогда сопротивление R_B определяется выражением:

$$R_B = \frac{E_K - U_{БЭр}}{I_{Бр}}. \quad (3.27)$$

Обычно напряжение на эмиттерном переходе $U_{БЭр} \leq 0,8$ В; а напряжение $E_K \approx 20 \dots 30$ В, тогда сопротивление $R_B = E_K / I_{Бр}$.

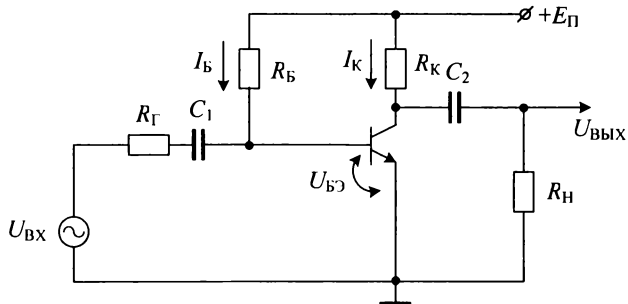


Рис. 3.34. Усилительный каскад по схеме с ОЭ с R_b

Расчет усилительных каскадов с ОБ и ОК осуществляется аналогично.

3.5. ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

В практических схемах транзисторных усилителей в выходную цепь транзистора включают нагрузку $R_H = R_K$, а во входную цепь источник сигнала, который необходимо усилить. Схема усилительного каскада с ОЭ приведена на рис. 3.35.

В данной схеме источник E_B задает начальный ток базы I_B . При этом ток коллектора $I_K = I_B \beta_H$. Входное напряжение равно $U_{ВХ} = U_{БЭ} = E_B + U_-$. Выходное напряжение усилительного каскада равно $U_{ВЫХ} = U_{КЭ}$.

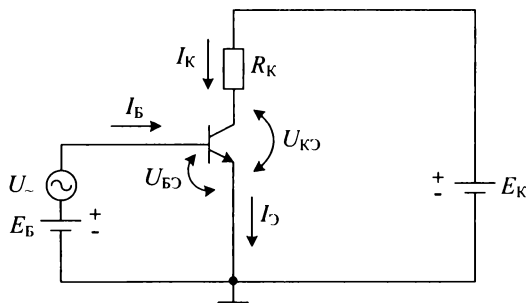


Рис. 3.35. Усилительный каскад по схеме с ОЭ

Когда переменное напряжение $U_- = 0$, то режим в схеме называют режимом покоя. Для него можно написать:

$$E_K = I_K R_K + U_{КЭ}; \quad (3.28)$$

$$U_{КЭ} = E_K - I_K R_K. \quad (3.29)$$

Тогда уравнение статической линии нагрузки будет иметь вид:

$$I_K = \frac{E_K - U_{KЭ}}{R_K} = \frac{E_K}{R_K} - \frac{U_{KЭ}}{R_K}. \quad (3.30)$$

Это уравнение прямой линии, если считать напряжение $U_{KЭ}$ переменной величиной, а I_K – функцией. То есть $y = B + Ax$; где $B = E_K / R_K$, а $A = -1 / R_K$.

Выражение (3.30) называется нагрузочной прямой или линией нагрузки. Построим линию нагрузки на семействе выходных характеристик (рис. 3.36).

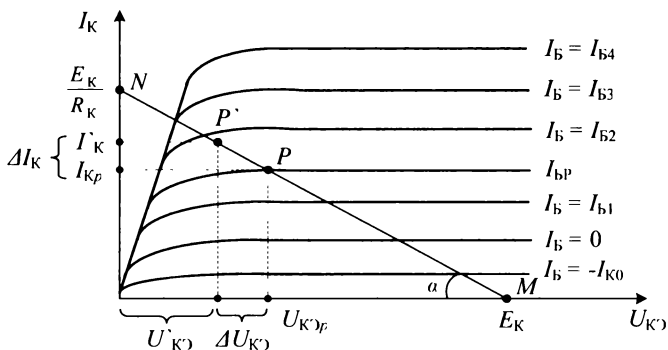


Рис. 3.36. Построение статической линии нагрузки

Пусть заданы: E_K , R_K и ВАХ. Необходимо построить нагрузочную прямую (3.30).

Если $I_K = 0$, то из выражения (3.30) следует, что $U_{KЭ} = E_K$ и транзистор находится в режиме отсечки. Если $U_{KЭ} = 0$, то из выражения (3.30) следует, что $I_K = E_K / R_K$ и транзистор находится в режиме насыщения.

Вывод. Положение нагрузочной прямой однозначно определяется на выходной характеристике величинами E_K и R_K .

Зная значения E_K и R_K , нагрузочную прямую можно построить из точки $M(0, E_K)$ под углом α :

$$\alpha = \text{arccctg} \frac{R_K}{K_M}, \text{ где } K_M = \frac{M(U)}{M(I)} = \frac{\text{В/дел}}{\text{А/дел}}. \quad (3.31)$$

Построенная линия нагрузки показывает, что все промежуточные значения на линии нагрузки между точками M и N соответствуют возможным значениям тока и напряжения в выходной цепи усилительного каскада.

Точка пересечения линии нагрузки с выходной характеристикой для заданного тока I_{Bp} называется рабочей точкой. Координаты рабочей точки P соответственно будут равны: $I_{Kp} = I_{Bp} \beta$; $U_{KЭp} = E_K - I_{Kp} R_K$.

Предположим, что напряжение $U_{BЭ} = E_B + \Delta U_{ВХ}$, тогда

$$I'_B = I_{Bp} + \Delta I_B; I'_K = I_{Kp} + \Delta I_K, \text{ где } \Delta I_K = \beta \Delta I_B; \quad (3.32)$$

$$U'_{KЭ} = E_K - I'_K R_K = E_K - (I_{Kp} + \Delta I_K) R_K = \underbrace{E_K - I_{Kp} R_K}_{U_{KЭp}} - \Delta I_K R_K = U_{KЭp} - \Delta U_{KЭ}. \quad (3.33)$$

Часто возникает другая задача, когда требуется задать необходимый режим работы усилительного каскада путем расчета сопротивления R_K .

Пусть заданы: E_K , входная и выходная ВАХ транзистора. Необходимо найти сопротивление R_K и построить линию нагрузки, чтобы обеспечить рабочую точку P с координатами $I_K = I_{Kp}$ и $U_{KЭ} = U_{KЭp}$. То есть необходимо определить значения I_{Kp} и $U_{KЭp}$ для заданного режима работы.

По исходным данным построим линию нагрузки на выходных характеристиках усилительного каскада (рис. 3.37) и определим сопротивление R_K .

Значение сопротивления R_K можно определить из выражения:

$$R_K = K_M \operatorname{ctg} \alpha = \frac{E_K - U_{KЭp}}{I_{Kp}}. \quad (3.34)$$

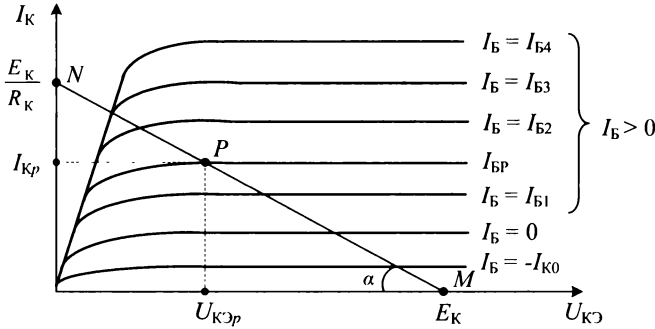


Рис. 3.37. Построение линии нагрузки усилительного каскада

Рассмотрим влияние подключения нагрузки R_{H1} к усилительному каскаду на положение нагрузочной прямой. В этом случае возможны два варианта.

1) Сопротивление R_{H1} подключено непосредственно к коллектору транзистора. Схема усилительного каскада для этого случая показана на рис. 3.38.

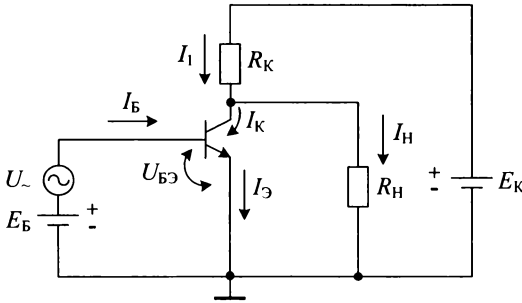


Рис. 3.38. Усилительный каскад с ОЭ с R_H

Для данной схемы можно записать:

$$E_K = I_1 R_K + U_{КЭ}, \tag{3.34}$$

где $U_{КЭ} = U_{R_{H1}}$; $I_1 = I_K + I_{R_{H1}} = I_K + U_{КЭ} / R_{H1}$.

Тогда выражение (3.34) можно записать в виде:

$$E_K = U_{КЭ} + \left(I_K + \frac{U_{КЭ}}{R_{H1}} \right) R_K = U_{КЭ} + I_K R_K + U_{КЭ} \frac{R_K}{R_{H1}} = I_K R_K + U_{КЭ} \left(1 + \frac{R_K}{R_{H1}} \right). \tag{3.35}$$

По выражению (3.35) на семействе выходных характеристик усилительного каскада можно построить линию нагрузки с учетом сопротивления R_{H1} (рис. 3.39). Если $I_K = 0$, то из выражения (3.35) следует, что

$$U_{КЭ} = \frac{E_K}{1 + \frac{R_K}{R_{H1}}} = \frac{E_K R_{H1}}{R_K + R_{H1}} = E_{K1}.$$

Если $U_{КЭ} = 0$, то из выражения (3.35) следует, что $I_K = \frac{E_K}{R_K}$; ($R_{H1} = \infty$).

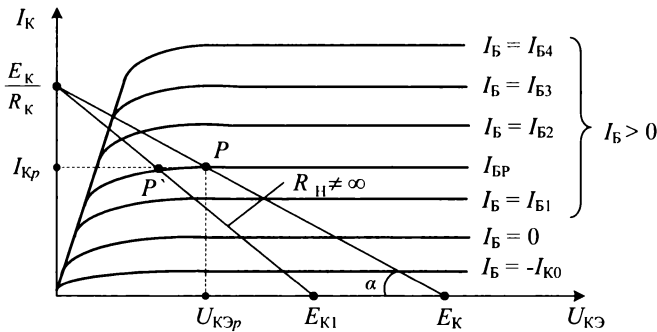


Рис. 3.39. Построение линии нагрузки усилительного каскада с учетом R_H

Вывод. Подключение сопротивления R_H непосредственно к коллектору приводит к изменению положения линии нагрузки и положению рабочей точки.

2) Сопротивление R_H подключено к коллектору через конденсатор C , т. е. нагрузка подключена по переменному току. Схема усилительного каскада для этого случая показана на рис. 3.40.

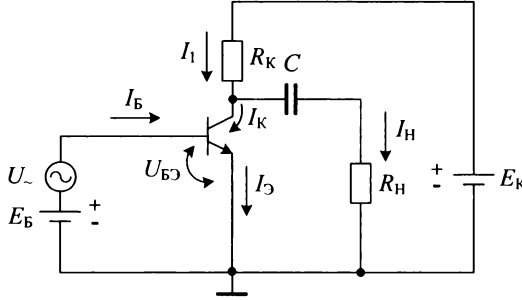


Рис. 3.40. Усилительный каскад с ОЭ с R_H по переменному току

С помощью источника $E_Б$ задана рабочая точка с координатами I_{Kp} и $U_{KЭp}$. Когда сопротивление $R_H = \infty$, то линия нагрузки проходит через точки N , P и M . Построение динамической линии нагрузки по переменному току показано на рис. 3.41.

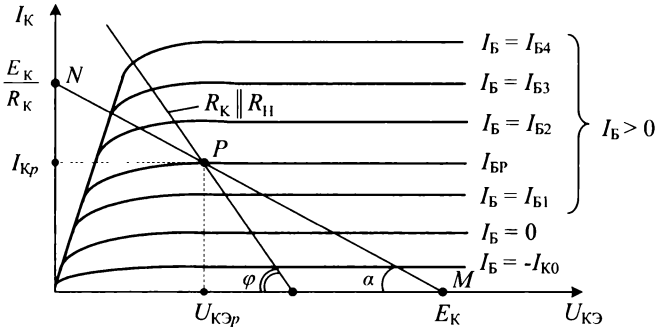


Рис. 3.41. Построение динамической линии нагрузки усилительного каскада

При подключении нагрузки R_H через конденсатор C возможны два случая:

- $U_~ = 0$, т. е. режим покоя. Переменный сигнал отсутствует.

$$|X_C| = \frac{1}{\omega C} \rightarrow \infty, \text{ т. к. } \omega = 0.$$

Сопrotивление R_H отключено и не влияет на работу усилительного каскада. Это означает, что рабочая точка не меняет своего положения, а линия нагрузки проходит через рабочую точку.

$$\bullet U_{BX} = U_m \sin \omega t; |X_C| = \frac{1}{\omega C} \ll R_H, \text{ т. е. сопротивление } R_H \text{ подключено к}$$

коллектору усилительного каскада на переменном токе. Это означает, что на переменном токе сопротивление R_H подключено параллельно к сопротивлению R_K .

Тогда можно записать:

$$R_{\text{ЭКВ}} = R_K \parallel R_{H1} = \frac{R_K R_{H1}}{R_K + R_{H1}}. \quad (3.36)$$

Это приводит к тому, что линия нагрузки изменяет свое положение. Такая линия нагрузки называется динамической нагрузочной прямой и проходит под углом φ :

$$\varphi = \arctg \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{K_M} = \arctg \frac{\left(\frac{R_K R_{H1}}{R_K + R_{H1}} \right)}{K_M}. \quad (3.37)$$

3.6. СТАБИЛЬНОСТЬ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Всякое смещение рабочей точки характеризуется приращениями ΔI_{Kp} и $\Delta U_{KЭp} = \Delta I_{Kp} R_K$ и вызывает изменение дифференциальных параметров транзистора, поскольку они зависят от режима его работы.

Причинами нестабильности рабочей точки усилительного каскада являются:

- технологические разбросы параметров транзисторов при изготовлении;
- временные изменения параметров (старение);
- температурная зависимость параметров транзистора.

Рассмотрим температурную нестабильность усилительных каскадов с ОБ и ОЭ.

Для усилительного каскада с ОБ можно записать:

$$I_K = \alpha_H I_{\text{Э}} + I_{K0},$$

где I_{K0} – тепловой ток перехода коллектор-база.

Для усилительного каскада с ОЭ можно записать:

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

Ток коллектора в рабочей точке I_{Kp} при изменении температуры может изменяться по следующим причинам:

- вследствие изменения токов I_{K0} или I_{K0}^* ;
- вследствие изменения коэффициентов $\alpha_{и}$ или $\beta_{и}$;
- вследствие изменения токов $I_{Э}$ или $I_{Б}$.

Наибольшее влияние оказывают изменения токов I_{K0} или I_{K0}^* .

Для обратного тока коллекторного перехода можно записать:

$$I_{K0}(t) = I_{K0}(t_{и}) e^{\alpha \Delta t}.$$

Так как $I_{K0}^* = I_{K0}(1 + \beta_{и})$, то температурные изменения опасны больше для усилительного каскада с ОЭ, чем для схемы с ОБ. Влияние изменения тока I_{K0} на изменения I_K характеризуется коэффициентом температурной неустойчивости N_S .

$$N_S = \left. \frac{dI_K}{dI_{K0}} \right|_{I_B = const}, \quad (3.38)$$

где $I_K = \beta_{и} I_B + I_{K0}^* = \beta_{и} I_B + I_{K0}(1 + \beta_{и})$ для усилительного каскада с ОЭ.

Коэффициент температурной неустойчивости также можно представить в следующем виде:

$$N_S = \left. \frac{dI_K}{dI_{K0}} \right|_{I_B = const} = \frac{d(I_{K0}(1 + \beta_{и}) + \beta_{и} I_B)}{dI_{K0}} = 1 + \beta_{и} = \frac{1}{1 - \alpha_{и}}. \quad (3.39)$$

При $\alpha_{и} = 0,98 \dots 0,99$ коэффициент температурной неустойчивости находится в диапазоне $N_{S(OЭ)} = 50 \dots 100$.

3.7. ПРАКТИЧЕСКИЕ СХЕМЫ ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИИ РАБОЧЕЙ ТОЧКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

3.7.1. ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ С ПОМОЩЬЮ ТЕРМОРЕЗИСТОРА

Терморезистор – это резистор, сопротивление которого значительно изменяется при изменении температуры: $R_t = R_0 (1 + Q t^\circ)$, где Q – температурный коэффициент сопротивления (ТКС). Схема усилительного каскада с терморезистором приведена на рис. 3.42.

Если $Q > 0$, то ТКС – положительный. Если $Q < 0$, то ТКС – отрицательный. В данной схеме в базовую цепь транзистора включен терморезистор с ТКС $Q < 0$.

Процесс термостабилизации усилительного каскада происходит следующим образом:

$$I_{Kp} = \beta_{И} I_{Б} + I_{K0}(1 + \beta_{И}), \quad (3.40)$$

где $I_{K0}(t) = I_{K0}(t_H^{\circ}) e^{\alpha \Delta t^{\circ}}$; $\alpha(Si) = 0,07 \dots 0,13 \text{ 1/}^{\circ}\text{C}$.

Таким образом, выражение (3.40) можно представить в следующем виде:

$$I_{Kp} = \beta_{И} I_{Б} + I_{K0}(t_H^{\circ}) e^{\alpha \Delta t^{\circ}} (1 + \beta_{И}). \quad (3.41)$$

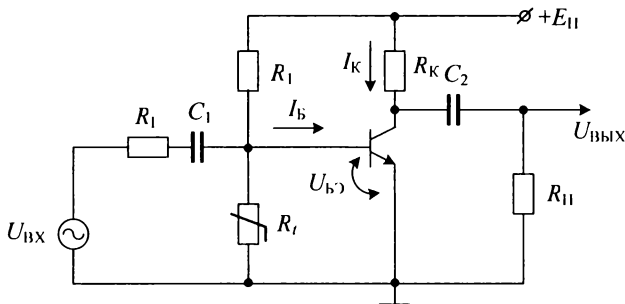


Рис. 3.42. Схема усилительного каскада с терморезистором

В выражении (3.41) при увеличении температуры t° с одной стороны увеличиваются обратный ток коллекторного перехода I_{K0} и, следовательно, ток коллектора в рабочей точке $I_{Kp} = I_{Kp} + \Delta I_{Kp}$. С другой стороны, увеличение температуры t° приводит к уменьшению сопротивления R_2 и, следовательно, уменьшению напряжения на переходе база-эмиттер $U_{БЭ}$, что в свою очередь приводит к уменьшению тока базы $I_{Бp}$ и тока коллектора $I_{Kp} = \beta_{И} I_{Бp}$.

Таким образом, происходит термостабилизация рабочей точки усилительного каскада.

К недостаткам термостабилизации с помощью терморезистора относят нелинейности функций $R_t = f(t^{\circ})$ и $I_{K0} = f_1(t^{\circ})$. Поэтому достаточно трудно подобрать одинаковую зависимость изменений значений R_t и I_{K0} для широкого диапазона температур.

3.7.2. ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ С ПОМОЩЬЮ ДИОДА

Схема усилительного каскада при термостабилизации с помощью диода приведена на рис. 3.43.

На данной схеме диод VD включен в обратном направлении.

Процесс термостабилизации усилительного каскада происходит следующим образом:

$$I_{Kp} = (I_{Бp} - I_0) \beta_{И} + I_{K0}(1 + \beta_{И}). \quad (3.42)$$

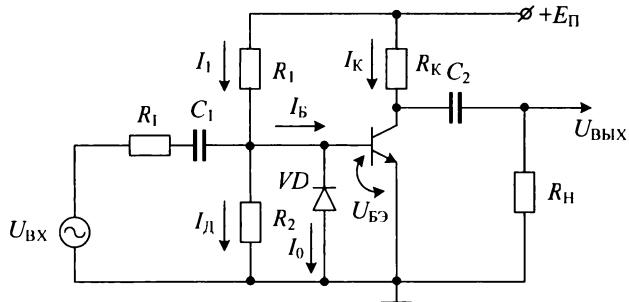


Рис. 3.43. Схема усилительного каскада при термостабилизации с помощью диода

Предположим, что изменилась (повысилась) температура t° . Тогда выражение (3.42) будет иметь вид:

$$I'_{кp} = \beta_{и}[I_{Бp} - (I_0 + \Delta I_0)] + (I_{к0} + \Delta I_{к0})(1 + \beta_{и}). \quad (3.43)$$

Определим разницу между выражениями (3.43) и (3.42):

$$\Delta I_{кp} = I'_{кp} - I_{кp} = -\beta_{и}\Delta I_0 + \Delta I_{к0}(\beta_{и} + 1) = -\beta_{и}\Delta I_0 + \Delta I_{к0}\beta_{и} + \Delta I_{к0} \approx \Delta I_{к0}. \quad (3.44)$$

Тогда, если в схеме усилительного каскада нет диода, можно записать:

$$I_{кp} = \beta_{и}I_{Б} + I_{к0}(\beta_{и} + 1);$$

$$I'_{кp} = \beta_{и}I_{К} + (I_{к0} + \Delta I_{к0})(\beta_{и} + 1).$$

В итоге получили, что без диода

$$\Delta I_{кp} = \Delta I_{к0}(\beta_{и} + 1), \quad (3.45)$$

а с диодом:

$$\Delta I_{кp} = \Delta I_{к0}. \quad (3.46)$$

К недостаткам термостабилизации с помощью диода относят нелинейности функций $R_t = f(t^\circ)$ и $I_{к0} = f_1(t^\circ)$, а также наличие в схеме дополнительного полупроводникового элемента – диода.

3.7.3. ЭМИТТЕРНАЯ ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИЯ

Схема усилительного каскада с эмиттерной термостабилизацией рабочей точки приведена на рис. 3.44.

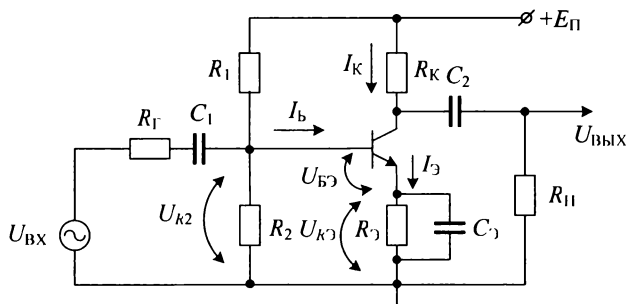


Рис. 3.44. Схема усилительного каскада с эмиттерной термостабилизацией

В данной схеме напряжение смещения на переходе база-эмиттер равно:

$$U_{БЭ} = U_{R2} - U_{RЭ}, \quad (3.47)$$

где $U_{RЭ} = IЭRЭ = (IК + IБ)RЭ \approx IКRЭ$.

Процесс термостабилизации усилительного каскада происходит следующим образом.

При увеличении температуры t° происходит увеличение токов коллектора $IК$ и эмиттера $IЭ = IК + IБ$, что в свою очередь приводит к увеличению напряжения на эмиттере усилительного каскада $U_{RЭ} = (IК + IБ)RЭ$. Увеличение напряжения на эмиттере $U_{RЭ}$ приводит к уменьшению напряжения $U_{БЭ} = U_{R2} - U_{RЭ}$, а, следовательно, и к уменьшению токов базы $IБ$ и коллектора $IК$.

Таким образом, происходит компенсация увеличения тока коллектора $IК$ при увеличении температуры. Аналогично рассматривается случай при уменьшении температуры t° .

В данной схеме можно показать, что коэффициент температурной неустойчивости N_S определяется по выражению:

$$N_S = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \frac{RЭ}{RБ + RЭ}}, \quad (3.48)$$

где $RБ = R1 \parallel R2 = \frac{R1 R2}{R1 + R2}$.

Из выражения (3.48) следует, что если $RЭ = 0$, то

$$N_S = \frac{1 + \beta}{1 + 0} = 1 + \beta. \quad (3.49)$$

При $R_3 \rightarrow \infty$ из выражения (3.48) получим:

$$N_S = \frac{1 + \beta}{1 + \beta} = 1 = N_{S_{MIN}}. \quad (3.50)$$

При $\beta \gg 1$ из выражения (3.48) следует:

$$N_S = \frac{\beta}{\beta \frac{R_2}{R_B + R_3}} = \frac{R_B + R_3}{R_2} = 1 + \frac{R_B}{R_2}. \quad (3.51)$$

Таким образом, можно сделать вывод: чем больше сопротивление R_3 и меньше сопротивление R_B , тем температурная стабильность усилительного каскада выше ($N_S \rightarrow 1$).

Поэтому необходимо стремиться к условию:

$$R_3 > R_B \text{ или } R_3 > \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (3.52)$$

Так как обычно $R_2 < R_1$, то $R_B \approx R_2$, и тогда выражение (3.52) примет следующий вид:

$$N_S = 1 + \frac{R_2}{R_3}. \quad (3.53)$$

Вывод. Включение в схему сопротивления R_3 повышает температурную стабильность усилительного каскада с ОЭ. Сопротивление R_3 является сопротивлением последовательной отрицательной обратной связи по току (ООС). Для качественных усилительных каскадов $N_S = 3 \dots 5$.

Замечания по выбору сопротивления R_3 , т. е. по выбору коэффициента N_S .

- Для хорошей термостабилизации усилительного каскада сопротивление R_3 нужно выбрать как можно больше, а сопротивление R_2 – меньше. Однако необходимо, чтобы $R_2 > R_{ВХТРОЭ}$, т. к. в противном случае это приводит к шунтированию входного сопротивления транзистора.

- Включение сопротивления R_3 в цепь эмиттера приводит к уменьшению коэффициента усиления по напряжению схемы с ОЭ:

$$K_{U_{OЭ}} = \frac{\beta R_K}{R_{ВХОЭ}} = \frac{\beta R_K}{r_b + (1 + \beta)r_3} \approx \frac{R_K}{r_3}. \quad (3.54)$$

Найдем $R_{ВХОЭ}$ с учетом сопротивления R_3 по эквивалентной схеме усилительного каскада (рис. 3.45).

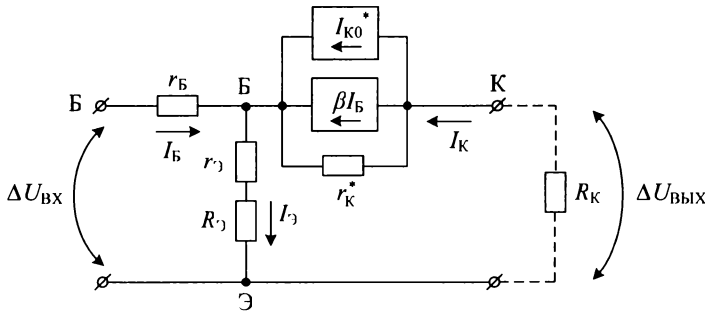


Рис. 3.45. Эквивалентная схема усилительного каскада с $R_Э$

Для данной схемы можно записать:

$$R_{ВХОЭ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}} = \frac{\Delta I_Б r_Б + \Delta I_Э (r_Э + R_Э)}{\Delta I_Б} = \frac{\Delta I_Б r_Б + (\beta I_Б + \Delta I_Б)(r_Э + R_Э)}{\Delta I_Б} \quad (3.55)$$

$$\text{или } R_{ВХОЭ} = r_Б + (1 + \beta)(r_Э + R_Э). \quad (3.56)$$

Тогда выражение (3.54) будет иметь вид:

$$K_{UОЭ} = \frac{\beta R_К}{r_Б + (1 + \beta)(r_Э + R_Э)} \approx \frac{R_К}{r_Э + R_Э} \approx \frac{R_К}{R_Э}. \quad (3.57)$$

Пример. Сопротивление $r_Э = 1 \dots 20$ Ом; $R_Э \gg r_Э$; $R_Э \leq (0,1 \dots 0,3) R_К$. Тогда коэффициент усиления каскада равен $K_{UОЭ} \geq 3 \dots 10$.

Таким образом, приходим к противоречию: с одной стороны сопротивление $R_Э$ необходимо увеличивать для лучшей термостабилизации усилительного каскада, а с другой стороны это увеличение приводит к уменьшению $K_{UОЭ}$. Есть один способ, позволяющий избежать снижения коэффициента при включении сопротивления $R_Э$ в схему. Для этого сопротивление $R_Э$ необходимо шунтировать емкостью $C_Э$.

При этом емкость $C_Э$ необходимо выбрать таким образом, чтобы

$$R_Э \gg \frac{1}{\omega_{II} C_Э}. \quad (3.58)$$

В этом случае, коэффициент усиления каскада будет равен:

$$K_{UОЭ} = \frac{R_К}{r_Э}. \quad (3.59)$$

Вывод. На постоянном токе и низких частотах сопротивление R_3 термостабилизирует усилительный каскад, а на средних и высоких частотах емкость C_3 шунтирует сопротивление R_3 , и оно не влияет на коэффициент усиления. Однако это приводит к искажению частотной характеристики в области низких частот. Данная особенность показана на рис. 3.46.

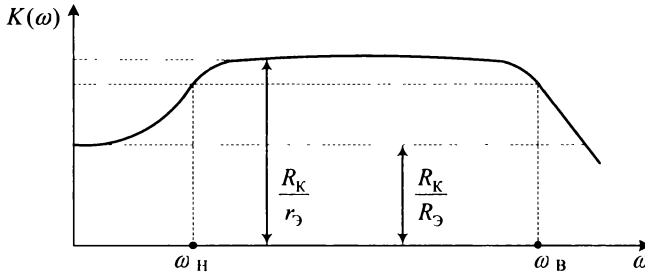


Рис. 3.46. Искажение частотной характеристики усилительного каскада

ГЛАВА 4. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Обратной связью (ОС) называется такая электрическая связь между каскадами усилителя, при которой часть энергии усиленного сигнала с выхода усилителя подается обратно на его вход.

4.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ОС

По способу подключения цепи ОС к выходу усилителя:

- по напряжению;
- по току.

По способу подключения цепи ОС к входу усилителя:

- последовательная;
- параллельная.

Рассмотрим на примерах виды обратных связей.

На рис. 4.1 показана схема последовательной ОС по напряжению, где $\dot{U}_\beta = f(\dot{U}_{\text{ВЫХ}})$ – напряжение ОС, а $\dot{\beta} = \dot{U}_\beta / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент передачи цепи ОС.

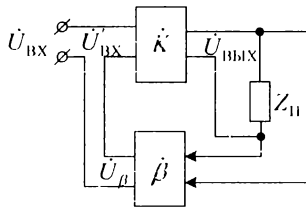


Рис. 4.1. Последовательная ОС по напряжению

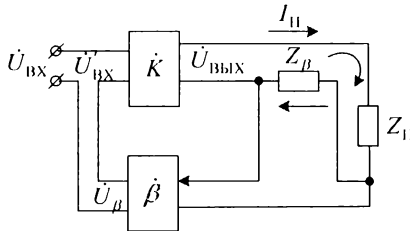


Рис. 4.2. Последовательная ОС по току

На рис. 4.2 показана схема последовательной ОС по току, где $\dot{U}_\beta = f(\dot{I}_\Pi)$ – напряжение ОС по току, а $\dot{\beta} = \dot{U}_\beta / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент передачи цепи ОС.

На рис. 4.3 показана схема параллельной ОС по напряжению, где $\dot{U}_\beta = f(\dot{U}_{\text{ВЫХ}})$ – напряжение ОС, а $\dot{\beta} = \dot{U}_\beta / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент передачи цепи ОС.

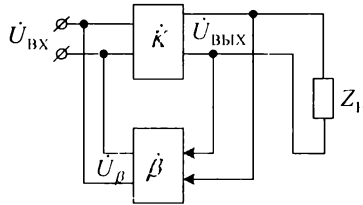


Рис. 4.3. Параллельная ОС по напряжению

На рис. 4.4 показана схема параллельной ОС по току, где $\dot{U}_\beta = f(\dot{I}_{\text{Н}})$ – напряжение ОС по току, а $\dot{\beta} = \dot{U}_\beta / \dot{U}_{\text{ВЫХ}}$ – коэффициент передачи цепи ОС.

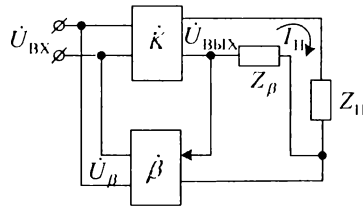


Рис. 4.4. Параллельная ОС по току

Особенности ОС:

- ОС по напряжению характеризуется тем, что сигнал ОС пропорционален выходному напряжению;
- ОС по току отличается тем, что сигнал ОС пропорционален выходному току;
- для последовательной ОС характерно сложение напряжений на входе;
- для параллельной ОС характерно сложение токов на входе.

Обратную связь также классифицируют по виду знака. Поэтому различают:

- положительную ОС (ПОС);
- отрицательную ОС (ООС).

Временные диаграммы напряжений для ПОС и ООС приведены на рис. 4.5.

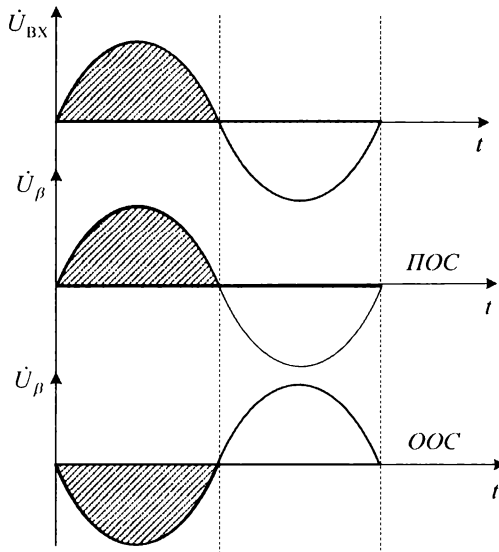


Рис. 4.5. Виды ОС по знаку

4.2. СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ, ОХВАЧЕННЫХ ЦЕПЬЮ ОС

4.2.1. КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ, ОХВАЧЕННОГО ЦЕПЬЮ ОС

Схематичная структурная схема усилителя с цепью обратной связи представлена на рис. 4.6.

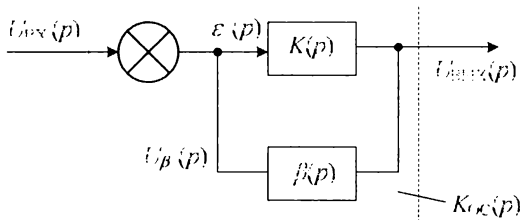


Рис. 4.6. Структурная схема усилителя с цепью ОС

Для данной схемы усилителя можно записать:

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)}, \quad (4.1)$$

где $K_{OC}(p)$ – коэффициент усиления усилителя, охваченного ОС.

$$U_{ВЫХ}(p) = \varepsilon(p)K(p); \quad (4.2)$$

$$U_{\beta}(p) = \beta(p)U_{ВЫХ}(p); \quad (4.3)$$

$$\varepsilon(p) = U_{ВХ}(p) + U_{\beta}(p). \quad (4.4)$$

Подставим выражение (4.4) в выражение (4.2):

$$U_{ВЫХ}(p) = (U_{ВХ}(p) + U_{\beta}(p))K(p) = U_{ВХ}(p)K(p) + U_{\beta}(p)K(p);$$

$$U_{ВЫХ}(p) = U_{ВХ}(p)K(p) + U_{ВЫХ}(p)\beta(p)K(p);$$

$$U_{ВЫХ}(p) - U_{ВЫХ}(p)\beta(p)K(p) = U_{ВХ}(p)K(p);$$

$$U_{ВЫХ}(p)[1 - \beta(p)K(p)] = U_{ВХ}(p)K(p);$$

$$K_{OC}(p) = \frac{U_{ВЫХ}(p)}{U_{ВХ}(p)} = \frac{K(p)}{1 - \beta(p)K(p)}. \quad (4.5)$$

Произведение $\beta(p)K(p)$ называют фактором ОС. Положим $p = j\omega$, тогда

$$K(j\omega) = K(\omega)e^{j\varphi_K(\omega)};$$

$$\beta(j\omega) = \beta(\omega)e^{j\varphi_{\beta}(\omega)},$$

где $K(\omega)$ и $\beta(\omega)$ – модули коэффициентов передачи усилителя и цепи ОС; $\varphi_K(\omega)$ и $\varphi_{\beta}(\omega)$ – фазочастотные характеристики усилителя и цепи ОС.

В комплексной форме выражение (4.5) можно записать в виде:

$$K_{OC}(j\omega) = \frac{K(\omega)e^{j\varphi_K(\omega)}}{1 - \beta(\omega)K(\omega)e^{j(\varphi_K(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega))}}, \quad (4.6)$$

Выражение $e^{j(\varphi_K(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega))}$ по формуле Эйлера разложим в виде:

$$e^{j(\varphi_K(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega))} = \cos[\varphi_K(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega)] + j \sin[\varphi_K(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega)].$$

Рассмотрим два случая:

а) если $\varphi_K(\omega) + \varphi_{\beta}(\omega) = \pi$, тогда $e^{j\pi} = \cos \pi + j \sin \pi = -1$ – это ООС.

$$K_{OC}(j\omega) = \frac{K(\omega)e^{j\varphi_K(\omega)}}{1 + \beta(\omega)K(\omega)} = K_{OC}(\omega)e^{j\varphi_K(\omega)},$$

где $\beta(\omega)$ и $K(\omega)$ – действительные числа.

Соответственно модуль комплексного коэффициента усиления усилителя с ООС будет равен:

$$|K_{OC}(j\omega)| = K_{OC}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 + \beta(\omega)K(\omega)}. \quad (4.7)$$

Вывод. Модуль комплексного коэффициента усиления усилителя, охваченного ООС, уменьшается в $[1 + \beta(\omega)K(\omega)]$ раз. Коэффициент усиления усилителя, охва-

ченного глубокой ООС, не зависит от собственного коэффициента усиления усилителя, а определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи.

При $\beta K \gg 1$ наступает глубокая ООС. Тогда коэффициент усиления усилителя, охваченного глубокой ООС, равен:

$$K_{OC} = \frac{K}{1 + \beta K} \quad \text{или} \quad K_{OC} = \frac{K / \beta K}{\frac{1}{\beta K} + 1} = \frac{K / \beta K}{1} = \frac{1}{\beta}.$$

б) если $\varphi_K(\omega) + \varphi_\beta(\omega) = 0$, тогда $e^{j0} = \cos 0 + j \sin 0 = 1$ — это ПОС.

Из выражения (4.6) получим:

$$K_{OC}(j\omega) = \frac{K(\omega)e^{j\varphi_K(\omega)}}{1 + \beta(\omega)K(\omega)};$$

$$|K_{OC}(j\omega)| = K_{OC}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 - \beta(\omega)K(\omega)}. \quad (4.8)$$

Вывод. Модуль комплексного коэффициента усиления усилителя, охваченного ПОС, уменьшается в $[1 - \beta(\omega)K(\omega)]$ раз. Если $\beta(\omega)K(\omega) \leq 1$, то получим увеличение коэффициента усиления K_{OC} . В усилителях чаще всего применяют ООС.

4.2.2. СТАБИЛЬНОСТЬ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ УСИЛИТЕЛЯ С ООС

Введем понятие $\eta = \frac{\Delta K}{K}$ — коэффициент относительной нестабильности коэффициента усиления.

Для ООС коэффициент усиления с ОС равен:

$$K_{OC} = \frac{K}{1 + \beta K}.$$

Учитывая, что $\left(\frac{U}{V}\right)' = \frac{VU' - UV'}{V^2}$, найдем отношение $\frac{dK_{OC}}{dK}$:

$$\frac{dK_{OC}}{dK} = \frac{(1 + \beta K) \cdot 1 - K\beta}{(1 + \beta K)^2} = \frac{1}{(1 + \beta K)^2}.$$

Учитывая, что $\Delta K_{OC} = \frac{dK_{OC}}{dK} \Delta K$, имеем:

$$\Delta K_{OC} = \frac{1}{(1 + \beta K)^2} \Delta K \frac{K}{K} = \frac{K}{(1 + \beta K)} \cdot \frac{\Delta K}{(1 + \beta K)K};$$

$$\Delta K_{OC} = \frac{K_{OC}}{(1 + \beta K)} \cdot \frac{\Delta K}{K};$$

$$\underbrace{\frac{\Delta K_{\text{ОС}}}{K_{\text{ОС}}}}_{\eta_{\text{ОС}}} = \underbrace{\frac{\Delta K}{K}}_{\eta} \cdot \frac{1}{(1 + \beta K)}; \quad (4.9)$$

$$\eta_{\text{ОС}} = \frac{\eta}{(1 + \beta K)}, \quad (4.10)$$

где $\eta_{\text{ОС}}$ – коэффициент относительной нестабильности усилителя, охваченного ООС, η – коэффициент относительной нестабильности усилителя без ООС.

Вывод. Коэффициент относительной нестабильности коэффициента усиления усилителя с ООС в $(1 + \beta K)$ раз меньше, чем коэффициент относительной нестабильности коэффициента усиления усилителя без ООС.

4.2.3. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ООС

Для определения входного сопротивления усилителя с ООС рассмотрим схему усилителя с последовательной ОС по напряжению. Данная схема представлена на рис. 4.7.

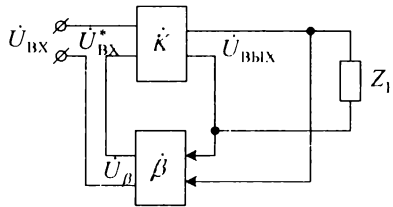


Рис. 4.7. Схема усилителя с последовательной ОС по напряжению

Для усилителя с ОС можно записать:

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}^*}{\Delta I_{\text{ВХ}}}.$$

Для усилителя с ОС входное сопротивление определяется выражением:

$$R_{\text{ВХОС}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}.$$

Учитываем, что для последовательной ООС по напряжению:

$$\Delta U_{\text{ВХ}}^* = \Delta U_{\text{ВХ}} - \Delta U_{\beta}.$$

С учетом последнего выражения, можно записать:

$$\Delta U_{\text{ВХ}} = \Delta U_{\text{ВХ}}^* + \Delta U_{\beta} = \Delta U_{\text{ВХ}}^* + \beta \Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВХ}}^* + \beta K \Delta U_{\text{ВХ}}^* = \Delta U_{\text{ВХ}}^* (1 + \beta K);$$

$$R_{\text{вхОС}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}^*(1 + \beta K)}{\Delta I_{\text{вх}}} = R_{\text{вх}}(1 + \beta K). \quad (4.11)$$

Вывод. Входное сопротивление усилителя, охваченного ООС, увеличивается в $(1 + \beta K)$ раз по сравнению с входным сопротивлением усилителя без ОС.

4.2.4. ВЛИЯНИЕ ООС НА ПОЛОСУ ПРОПУСКАНИЯ УСИЛИТЕЛЯ

Коэффициент передачи усилителя с ООС определяется из выражения:

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 + K(p)\beta}, \quad (4.12)$$

где β – действительная величина.

Для усилителя была получена обобщенная формула для каскадов с общим эмиттером, общей базой и общим коллектором:

$$K(p) = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_{\text{И}}} + p\tau_{\text{В}}}. \quad (4.13)$$

Перепишем выражение (4.12) в следующем виде:

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K(p)}{1 + \beta K(p)} = \frac{1}{\frac{1}{K(p)} + \beta}. \quad (4.14)$$

Подставим выражение (4.13) в (4.14), и получим:

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{1}{1 + \frac{1}{p\tau_{\text{И}}} + p\tau_{\text{В}} + \frac{K_0\beta}{1 + \frac{1}{p\tau_{\text{И}}} + p\tau_{\text{В}}}} = \frac{K_0}{1 + \frac{1}{p\tau_{\text{И}}} + p\tau_{\text{В}} + K_0\beta} = \left[\frac{K_0}{(1 + K_0\beta) + \frac{1}{p\tau_{\text{И}}} + p\tau_{\text{В}}} \right];$$

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K_0}{\underbrace{1 + K_0\beta}_{K_{\text{ОС}}}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\underbrace{p\tau_{\text{И}}(1 + K_0\beta)}_{\tau_{\text{ИОС}}}} + \frac{p\tau_{\text{В}}}{\underbrace{1 + K_0\beta}_{\tau_{\text{ВОС}}}}};$$

$$K_{\text{ОС}}(p) = \frac{K_{\text{ОС}}}{1 + \frac{1}{p\tau_{\text{ИОС}}} + p\tau_{\text{ВОС}}}, \quad (4.15)$$

$$\text{где } \tau_{\text{ИОС}} = \tau_{\text{И}}(1 + K_0\beta); \quad \tau_{\text{ВОС}} = \frac{\tau_{\text{В}}}{(1 + K_0\beta)}.$$

Нижняя частота полосы пропускания усилителя с ООС уменьшается в $(1 + K_0\beta)$ раз и определяется по выражению:

$$\omega_{HOC} = \frac{1}{\tau_{HOC}} = \frac{1}{\tau_{H1}(1 + K_0\beta)} = \frac{\omega_{H1}}{(1 + K_0\beta)}.$$

Верхняя частота полосы пропускания усилителя с ООС увеличивается в $(1 + K_0\beta)$ раз и определяется по выражению:

$$\omega_{HOC} = \frac{1}{\tau_{BOK}} = \frac{(1 + K_0\beta)}{\tau_B} = \frac{1}{\tau_B}(1 + K_0\beta) = \omega_B(1 + K_0\beta).$$

АЧХ усилителя с ООС показана на рис. 4.8.

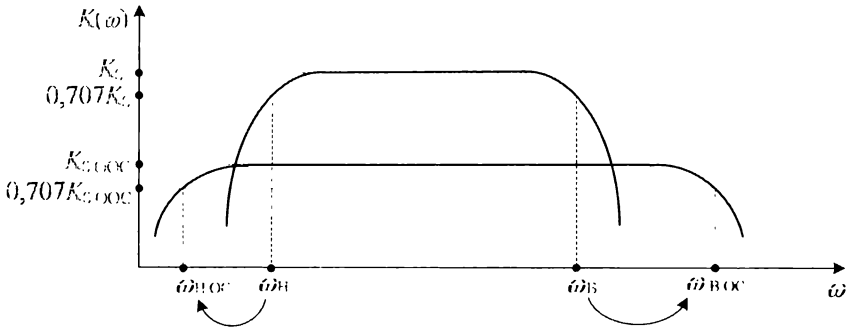


Рис. 4.8. АЧХ усилителя с ООС

4.2.5. УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОС

Комплексный коэффициент передачи усилителя с ОС равен:

$$K_{OC}(j\omega) = \frac{K(\omega)e^{i\varphi_K(\omega)}}{1 - \beta(\omega)K(\omega)e^{i(\varphi_K + \varphi_\beta)}}.$$

Если $(\varphi_K + \varphi_\beta) = 2\pi n$, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$, то получается ПОС, т. к. $e^{i(2\pi n)} = 1$.

Если $\beta(\omega)K(\omega) \rightarrow 1$, то $|K_{OC}| \rightarrow \infty$.

Вывод. При положительной ОС создаются условия к самовозбуждению, т. е. усилитель становится неустойчивым.

Условия генерации в усилителе:

- $\beta(\omega)K(\omega) = 1$ — баланс амплитуд.
- $(\varphi_K + \varphi_\beta) = 2\pi n$ — баланс фаз, $n = 0, 1, 2, 3, \dots$.

Анализ устойчивости усилителя с ОС производится с помощью построения частотно-фазовой характеристики или годографа фактора обратной связи.

Построим АЧХ и ФЧХ $\phi(j\omega) = \beta(j\omega)K(j\omega)$ в полярной системе координат в диапазоне частот от 0 до ∞ .

$$\phi(j\omega) = K(\omega)\beta(\omega)e^{\frac{j(\varphi_K + \varphi_B)}{\varphi}}$$

Построение АЧХ и ФЧХ выполняется по выражениям:

$$\phi(j\omega) = A(\omega) + jB(\omega) = \phi(\omega)e^{j\varphi(\omega)};$$

$$|\phi(j\omega)| = \phi(\omega) = \sqrt{A^2(\omega) + B^2(\omega)} - \text{АЧХ усилителя с ОС};$$

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)} - \text{ФЧХ усилителя с ОС}.$$

Построим годограф или частотно-фазовую характеристику фактора ОС.

Для этого выполним следующие действия.

1) Зададим $\omega = \omega_1 = 0$; $\omega > \omega_2 > \omega_1$; $\omega > \omega_3 > \omega_2$ и т. д. до ∞ . Для каждого значения находим $\phi(\omega)$ и $\varphi(\omega)$.

2) В полярной системе координат нанесем точку с координатами: $(1, 0)$; $\beta K = 1$; $\varphi = 0$. В соответствии с критерием Найквиста система будет устойчива, если точка с координатами $(1, 0)$, а именно $[\beta K = 1; \varphi = 0]$, не охвачена диаграммой или годографом $\beta \dot{K} = \phi(j\omega)$. Система будет неустойчива, если точка $\beta K = 1$; $\varphi = 0$ будет находиться на кривой $\phi(j\omega) = K(j\omega)\beta(j\omega)$ или охватываться этой кривой.

Схематичный график годографа фактора ОС представлен на рис. 4.9.

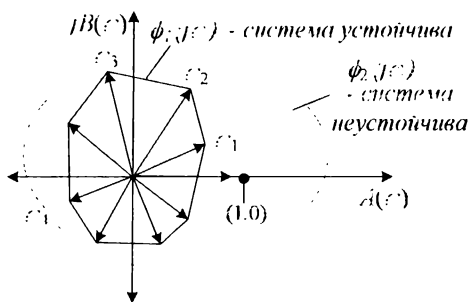


Рис. 4.9. Годограф фактора обратной связи

Примерами схем с обратными связями являются:

- Схема эмиттерного повторителя (рис. 4.10) – последовательная ОС по напряжению.

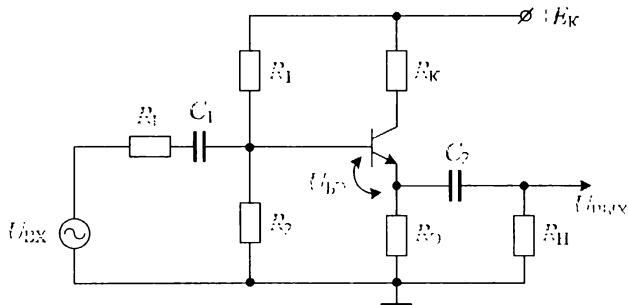


Рис. 4.10. Схема последовательной ОС по напряжению

• Схема с общим эмиттером (рис. 4.11) – последовательная ОС по току. В данной схеме R_3 – сопротивление ОС по току, напряжение ОС $U_{ОС} \sim I_3 = I_K + I_B$.

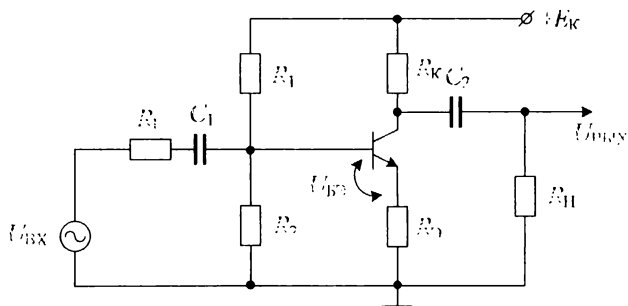


Рис. 4.11. Схема последовательной ОС по току

ГЛАВА 5. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

5.1. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОЭ

Схема усилительного каскада с общим эмиттером (ОЭ) приведена на рис. 5.1.

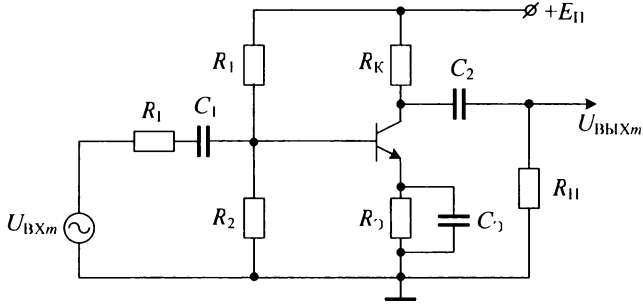


Рис. 5.1. Схема усилительного каскада с ОЭ

На частотные свойства усилительного каскада с ОЭ влияют емкости C_1 , C_2 и C_3 , а также паразитные емкости транзистора. На рис. 5.1 сопротивление базы R_B определяется следующим выражением:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_1 \parallel R_2. \quad (5.1)$$

Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ приведена на рис. 5.2.

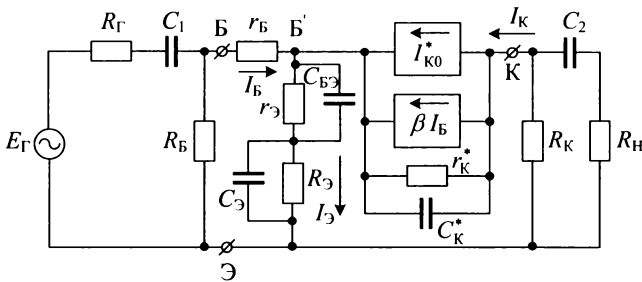


Рис. 5.2. Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ

Данную схему будем анализировать в трех различных частотных областях (рис. 5.3):

- в области средних частот $\omega_{Н} \leq \omega \leq \omega_{В}$;
- в области низких частот $0 < \omega < \omega_{Н}$;
- в области высоких частот $\omega_{В} < \omega < \infty$.

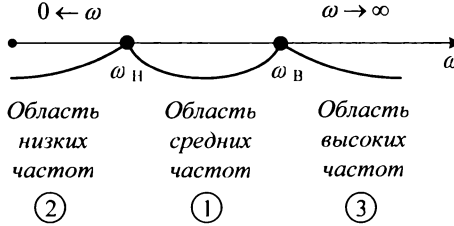


Рис. 5.3. Частотные области усилительного каскада

5.1.1. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОЭ В ОБЛАСТИ СРЕДНИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0; \quad \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 \quad \text{и} \quad \frac{1}{\omega C_3} \rightarrow 0; \tag{5.2}$$

$$\frac{1}{\omega C_K^*} \gg r_K^*; \quad \frac{1}{\omega C_{ЭБ}} \gg r_3 \quad \text{и} \quad R_3 \gg \frac{1}{\omega C_3}. \tag{5.3}$$

С учетом соотношений (5.2) и (5.3), эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ в области средних частот будет иметь вид, представленный на рис. 5.4.

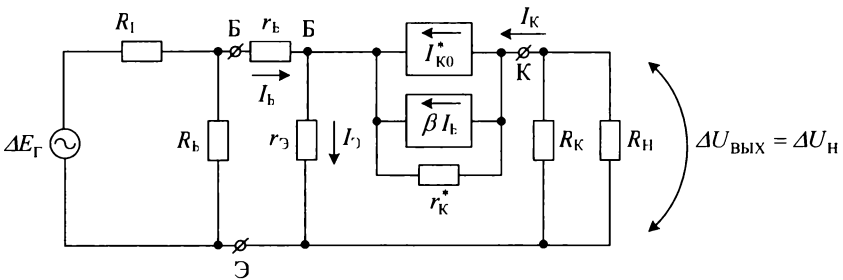


Рис. 5.4. Эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ в области средних частот

Рассмотрим основные параметры усилительного каскада с ОЭ.

1. Входное сопротивление усилителя $R_{\text{ВХ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}}$.

Входная цепь усилительного каскада с ОЭ показана на рис. 5.5.

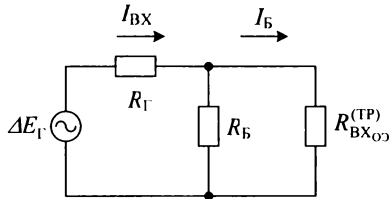


Рис. 5.5. Входная цепь усилителя с ОЭ

По данной схеме определим входное сопротивление $R_{\text{ВХ}}$ усилительного каскада с ОЭ:

$$R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ(ОЭ)}}^{\text{ТР}} \parallel R_{\text{Б}} = [r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\text{Э}}] \parallel R_{\text{Б}} = [r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\text{Э}}] \parallel (R_1 \parallel R_2). \quad (5.4)$$

Если сопротивления базы $R_1 \gg R_{\text{ВХ(ОЭ)}}^{\text{ТР}}$ и $R_2 \gg R_{\text{ВХ(ОЭ)}}^{\text{ТР}}$, то $R_{\text{ВХ}} = R_{\text{ВХ(ОЭ)}}^{\text{ТР}}$.

2. Коэффициент усиления по напряжению K_U .

Коэффициент усиления по напряжению K_U усилительного каскада с ОЭ равен:

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta E_{\text{Г}}} = \frac{\Delta I_{\text{К}}(R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Г}})}{\Delta I_{\text{ВХ}}(R_{\text{ВХ}} + R_{\text{Г}})}. \quad (5.5)$$

Входную цепь усилителя с ОЭ (рис. 5.5) с учетом выражения (5.4) можно представить в виде упрощенной схемы, показанной на рис. 5.6.

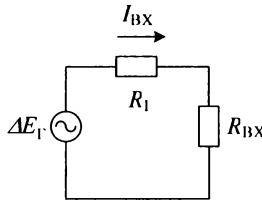


Рис. 5.6. Упрощенная входная цепь усилителя с ОЭ

Так как входной ток в цепи – это ток базы $\Delta I_{\text{ВХ}} \approx \Delta I_{\text{Б}}$ (при $R_{\text{Б}} \gg R_{\text{ВХ(ОЭ)}}^{\text{ТР}}$), тогда:

$$\Delta E_{\text{Г}} = \Delta I_{\text{Б}}(R_{\text{ВХ}} + R_{\text{Г}}) \quad (5.6)$$

$$\text{или } \Delta E_{\Gamma} = \Delta I_{\text{ВХ}}(R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}). \quad (5.7)$$

В этом случае коэффициент усиления по напряжению K_U определяется выражением:

$$K_U = \frac{\Delta I_{\text{К}}(R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}})}{\Delta I_{\text{Б}}(R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma})} \quad (5.8)$$

$$\text{или } K_U = K_{U0} = \beta \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВХ}} + R_{\Gamma}}, \quad (5.9)$$

$$\text{или } K_{U0} = \beta \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{\{[r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\gamma}] \parallel (R_1 \parallel R_2)\} + R_{\Gamma}}. \quad (5.10)$$

Если $(R_1 \parallel R_2) \gg R_{\text{ВХОД}}^{(\text{ТР})}$, то

$$K_{U0} = \beta \frac{R_{\text{К}} \parallel R_{\text{Н}}}{[r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\gamma}] + R_{\Gamma}}, \quad (5.11)$$

где K_{U0} – коэффициент усиления по напряжению, который не зависит от частоты входного сигнала.

Для идеального усилителя напряжения: сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}} \rightarrow \infty$, а сопротивление $R_{\Gamma} \rightarrow 0$. В этом случае коэффициент усиления по напряжению определяется выражением:

$$K_{U0} = \beta \frac{R_{\text{К}}}{r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\gamma}} \approx \frac{R_{\text{К}}}{r_{\gamma}}. \quad (5.12)$$

3. Коэффициент усиления по току $K_I = \frac{\Delta I_{\text{Н}}}{\Delta I_{\Gamma}}$.

Перейдем в исходной схеме от источника напряжения к источнику тока. В этом случае входную цепь усилителя с ОЭ можно представить в виде схемы источника тока, показанной на рис. 5.7.

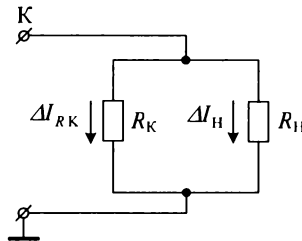


Рис. 5.7. Входная цепь усилителя с ОЭ в виде источника тока

Для данной схемы можно записать уравнения:

$$I_{\Gamma} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma}}$$

или с учетом приращений $\Delta I_{\Gamma} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{R_{\Gamma}}$.

$$\Delta E_{\Gamma} = \Delta I_{\text{б}} [R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}];$$

$$\Delta I_{\Gamma} = \frac{\Delta I_{\text{б}} [R_{\Gamma} + R_{\text{вх}}]}{R_{\Gamma}}.$$

Определим выходной ток $\Delta I_{\text{н}}$. Для этого будем использовать правило «свой - чужой». Ток в «своем» сопротивлении равен общему току, деленному на сумму сопротивлений и умноженному на «нужное» сопротивление.

Тогда для токов $\Delta I_{\text{н}}$ и $\Delta I_{R_{\text{к}}}$ согласно рис. 5.7 можно записать:

$$\Delta I_{\text{н}} = \Delta I_{\text{к}} \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{к}}};$$

$$\Delta I_{R_{\text{к}}} = \Delta I_{\text{к}} \frac{R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{к}}}.$$

В этом случае коэффициент усиления по току K_I определяется выражением:

$$K_I = \frac{\Delta I_{\text{к}} R_{\text{к}}}{(R_{\text{н}} + R_{\text{к}}) \Delta I_{\text{б}} (R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})} = \beta \frac{R_{\text{к}}}{(R_{\text{к}} + R_{\text{н}})} \frac{R_{\Gamma}}{(R_{\Gamma} + R_{\text{вх}})}. \quad (5.13)$$

Для идеального усилителя тока, работающего при замыкании на выходе: сопротивление $R_{\Gamma} \rightarrow \infty$, а сопротивление нагрузки $R_{\text{н}} \rightarrow 0$. В этом случае коэффициент усиления по току $K_I = \beta$.

4. Выходное сопротивление усилителя $R_{\text{вых}}$.

Выходное сопротивление усилителя $R_{\text{вых}}$ определяется из выражения:

$$R_{\text{вых}} = \left. \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{\Delta I_{\text{вых}}} \right|_{\Delta U_{\text{вх}} = 0, \text{ при хх на входе}}. \quad (5.14)$$

Выходную цепь усилительного каскада с ОЭ можно представить в виде схемы, показанной на рис. 5.8.

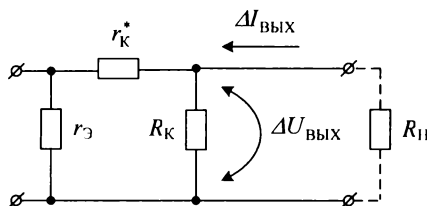


Рис. 5.8. Выходная цепь усилителя с ОЭ

В этом случае выражение для выходного сопротивления усилителя $R_{\text{ВЫХ}}$ примет вид:

$$R_{\text{ВЫХ}} = (r_k^* + r_3) \parallel R_k. \quad (5.15)$$

Так как сопротивление r_k^* имеет номинал, как правило, мегаом, а сопротивление r_3 – единицы ом, то сопротивлением r_3 можно пренебречь

$$r_k^* \gg r_3.$$

С учетом того, что сопротивление $r_k^* \gg R_k$, то итоговое выражение для выходного сопротивления можно записать в виде:

$$R_{\text{ВЫХОЭ}} \approx R_k. \quad (5.16)$$

5.1.2. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОЭ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \neq 0; \quad \frac{1}{\omega C_2} \neq 0 \quad \text{и} \quad \frac{1}{\omega C_3} \neq 0; \quad (5.17)$$

$$\frac{1}{\omega C_{\text{БЭ}}} \gg r_3 \quad \text{и} \quad \frac{1}{\omega C_k^*} \gg r_k^*. \quad (5.18)$$

С учетом соотношений (5.17) и (5.18), эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ в области низких частот будет иметь вид, представленный на рис. 5.9.

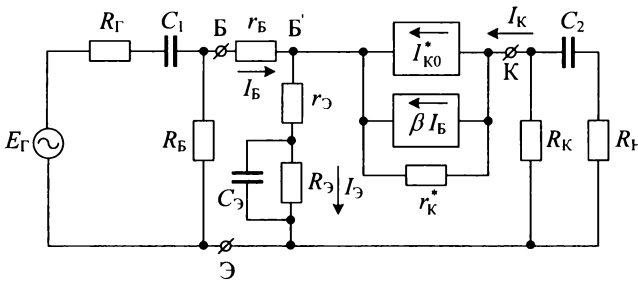


Рис. 5.9. Эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ в области низких частот

В данной области необходимо учитывать влияние емкостей C_1 , C_2 и C_3 . Учет влияния этих емкостей будем выполнять методом суперпозиции, то есть

поочередно две емкости считаем $\rightarrow \infty$ и учитываем влияние только третьей емкости на параметры усилителя.

1. Учет влияния емкости C_1 . В этом случае:

$$C_1 \neq \infty; C_2 \rightarrow \infty \text{ и } C_3 \rightarrow \infty. \quad (5.19)$$

$$\frac{1}{\omega C_1} \neq 0; \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_3} \rightarrow 0. \quad (5.20)$$

Это означает, что емкость C_3 шунтирует сопротивление R_3 , а емкость C_2 – закорочена. Сопротивления коллектора и нагрузки параллельны $R_K \parallel R_H$.

Во входной цепи усилительного каскада сопротивление R_Γ будет стоять последовательно с емкостью C_1 , что учитывается следующим выражением:

$$R_{\Gamma H} = R_\Gamma + \frac{1}{p C_1} = \frac{1 + p C_1 R_\Gamma}{p C_1}. \quad (5.21)$$

Подставим это значение в выражение (5.9) и получим:

$$K_{U_{H1}} = \frac{\beta (R_K \parallel R_{H1})}{\underbrace{1 + p C_1 R_\Gamma + R_{BХ}}_{R_{\Gamma H}}} = \frac{\beta (R_K \parallel R_{H1}) p C_1}{1 + p C_1 R_\Gamma + R_{BХ} p C_1} = \frac{\beta (R_K \parallel R_{H1}) p C_1}{p C_1 (R_\Gamma + R_{BХ}) + 1};$$

$$\text{или } K_{U_{H1}} = \frac{\beta (R_K \parallel R_{H1}) p C_1}{(R_\Gamma + R_{BХ}) \left(p C_1 + \frac{1}{R_\Gamma + R_{BХ}} \right)};$$

$$\text{или } K_{U_{H1}} = \beta \underbrace{\frac{(R_K \parallel R_{H1})}{(R_\Gamma + R_{BХ})}}_{K_{U_{01}}} \left(p C_1 + \frac{1}{R_\Gamma + R_{BХ}} \right) = K_{U_{01}} \frac{p C_1}{\left(p C_1 + \frac{1}{R_\Gamma + R_{BХ}} \right)};$$

$$\text{в итоге получим: } K_{U_{H1}} = K_{U_{01}} \frac{p C_1 (R_\Gamma + R_{BХ})}{1 + p C_1 (R_\Gamma + R_{BХ})}. \quad (5.22)$$

Введем обозначение $C_1 (R_{BХ} + R_\Gamma) = \tau_{BХ}$. Тогда выражение (5.22) можно записать в следующем виде:

$$K_{U_{H1}} = K_{U_{01}} \frac{p \tau_{BХ}}{1 + p \tau_{BХ}}. \quad (5.23)$$

Вывод. Выражение (5.23) – это выражение для коэффициента усиления по напряжению в области низких частот, полученного с учетом влияния емкости C_1 .

2. Учет влияния емкости C_2 . В этом случае:

$$C_2 \neq \infty; C_1 \rightarrow \infty \text{ и } C_3 \rightarrow \infty. \quad (5.24)$$

$$\frac{1}{\omega C_2} \neq 0; \frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_3} \rightarrow 0. \quad (5.25)$$

Это означает, что емкость C_3 шунтирует сопротивление R_3 , а емкость C_1 – закорочена.

Рассматривая аналогично, как и в случае с учетом влияния емкости C_1 получим выражение для коэффициента усиления по напряжению в области низких частот с учетом влияния емкости C_2 :

$$K_{UH} = K_{U0} \frac{p \tau_{\text{ВЫХ}}}{1 + p \tau_{\text{ВЫХ}}}, \quad (5.26)$$

где $\tau_{\text{ВЫХ}} = C_2(R_K + R_H)$.

Вывод. Выражение (5.26) – это выражение для коэффициента усиления по напряжению в области низких частот, полученного с учетом влияния емкости C_2 .

3. Учет влияния емкости C_3 . В этом случае:

$$C_3 \neq \infty; C_1 \rightarrow \infty \text{ и } C_2 \rightarrow \infty. \quad (5.27)$$

$$\frac{1}{\omega C_3} \neq 0; \frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0. \quad (5.28)$$

Это означает, что емкости C_1 и C_2 – закорочены.

Рассматривая аналогично можно получить:

$$K_{UH} = K_{U0} \frac{p \tau_3}{1 + p \tau_3}, \quad (5.29)$$

где $\tau_3 = C_3 R_3$.

Вывод. Выражение (5.29) – это выражение для коэффициента усиления по напряжению в области низких частот, полученного с учетом влияния емкости C_3 .

Выражения (5.23), (5.26) и (5.29) для коэффициента по напряжению в области низких частот можно обобщить и записать в виде:

$$K_{UH}(p) = K_{U0} \frac{p \tau_H}{1 + p \tau_H}, \quad (5.30)$$

где $\tau_H = C_1(R_K + R_{\text{ВХ}})$ или $\tau_H = C_2(R_K + R_H)$, или $\tau_H = C_3 R_3$.

При учете влияния одновременно трех емкостей C_1 , C_2 и C_3 за величину τ_H принимается меньшая из трех величин. Чаще всего величина τ_H определяется выражением:

$$\tau_H = C_2(R_K + R_H).$$

Положим $p = j\omega$ (p – оператор Лапласа), тогда выражение (5.30) можно записать в виде:

$$K_{UH}(j\omega) = K_{U0} \frac{j\omega \tau_H}{1 + j\omega \tau_H}. \quad (5.31)$$

Вывод. Коэффициент передачи усилительного каскада с ОЭ в области низких частот является функцией частоты, т. е. зависит от частоты усиливаемого сигнала.

5.1.3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОЭ В ОБЛАСТИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0; \quad \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 \quad \text{и} \quad \frac{1}{\omega C_3} \rightarrow 0 \quad (\text{из-за больших значений частоты } \omega); \quad (5.32)$$

$$\frac{1}{\omega C_K^*} \approx r_K^* \quad \text{или} \quad \frac{1}{\omega C_K^*} \ll r_K^*; \quad \frac{1}{\omega C_{\text{ЭБ}}} > r_3. \quad (5.33)$$

С учетом соотношений (5.32) и (5.33), эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ в области высоких частот будет иметь вид, представленный на рис. 5.10.

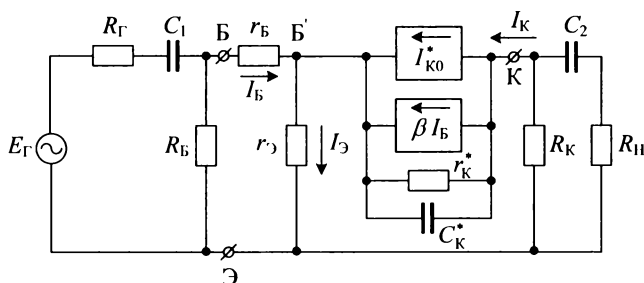


Рис. 5.10. Эквивалентная схема усилительного каскада с ОЭ в области высоких частот

Емкостью $C_{\text{БЭ}}$ пренебрегаем. Емкость C_K^* на высоких частотах шунтирует большое сопротивление r_K^* . Поэтому источник коллекторного тока βI_B теряет свои свойства.

Коэффициент передачи каскада с ОЭ в области высоких частот можно представить в виде:

$$K_{U_B}(p) = K_{U_{0B}} \frac{1}{1 + p \tau_B}, \quad (5.34)$$

где

$$\tau_B = \frac{1 + \beta}{1 + \beta \gamma_B} [\tau_\alpha + C_K (R_K \parallel R_H)]; \quad (5.35)$$

$\gamma_B = \frac{r_3}{R_\Gamma + r_B + r_3}$ – коэффициент обратной связи, который показывает, какая часть коллекторного тока ответвляется через сопротивление r_K^* во входную цепь;

$\tau_\alpha = \frac{1}{\omega_\alpha} = \frac{1}{2\pi f_\alpha}$, где f_α – граничная частота усиления транзистора.

В итоге приближенно можно записать:

$$\tau_B = C_K(R_K \parallel R_H), \text{ где} \quad (5.36)$$

$$C_K = \frac{C_K^*}{(1 + \beta)}. \quad (5.37)$$

Положим $p = j\omega$ (p – оператор Лапласа), тогда выражение (5.34) можно записать в виде:

$$K_{UB}(j\omega) = K_{U0} \frac{1}{1 + j\omega \tau_B}. \quad (5.38)$$

Вывод. Коэффициент передачи усилительного каскада с ОЭ в области высоких частот является функцией от частоты, т. е. зависит от частоты усиливаемого сигнала.

5.1.4. ОБОБЩЕННАЯ АЧХ И ФЧХ КАСКАДА С ОЭ

Коэффициенты передачи усилительного каскада с ОЭ на любых частотах можно представить в виде:

$$K_U(p) = \frac{K_{U0}}{1 + \frac{1}{p \tau_H} + p \tau_B}. \quad (5.39)$$

Положим $p = j\omega$ (p – оператор Лапласа) и запишем выражение (5.39) в комплексном виде:

$$K_U(j\omega) = \frac{K_{U0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_H} + j\omega \tau_B}. \quad (5.40)$$

Комплексный коэффициент передачи усилительного каскада с ОЭ в выражении (5.40) можно рассмотреть по отдельности в каждом диапазоне частот.

1. В области нижних частот: $\omega \rightarrow 0$; $\omega \tau_B \rightarrow 0$.

$$K_{UH}(j\omega) = \frac{K_{U0}}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_H}} = K_{U0} \frac{j\omega \tau_H}{1 + j\omega \tau_H}. \quad (5.41)$$

2. В области высоких частот: $\omega \rightarrow \infty$; $\frac{1}{\omega \tau_H} \rightarrow 0$.

$$K_{UB}(j\omega) = \frac{K_{U0}}{1 + j\omega \tau_B}. \quad (5.42)$$

3. В области средних частот: $\omega\tau_B \rightarrow 0$; $\frac{1}{\omega\tau_H} \rightarrow 0$.

$$K_{U0}(j\omega) = K_{U0} \rightarrow 1. \quad (5.43)$$

Вывод. Выражение (5.39) является уравнением коэффициента передачи усилительного каскада с ОЭ на любых частотах. Выражение (5.40) представляет собой уравнение для комплексного коэффициента передачи усилительного каскада с ОЭ в любом диапазоне частот.

Определим АЧХ и ФЧХ или модуль коэффициента передачи каскада в области низких и высоких частот.

Для области низких частот можно записать:

$$K_{Uн}(j\omega) = K_{U0} \frac{j\omega\tau_H}{1 + j\omega\tau_H} = K_{U0}[A(\omega) + jB(\omega)]. \quad (5.44)$$

Необходимо определить:

$$K_{Uн}(\omega) = K_{U0} \left(\sqrt{A(\omega)^2 + B(\omega)^2} \right) - \text{АЧХ усилителя} \quad (5.45)$$

$$\text{и } \varphi(\omega) = \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)} - \text{ФЧХ усилителя.} \quad (5.46)$$

На комплексной плоскости (рис. 5.11) можно показать действительную и мнимую части выражения (5.44).

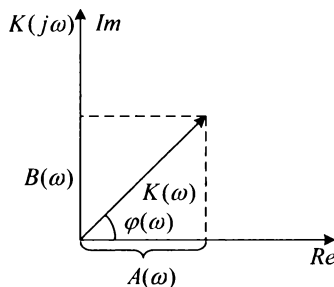


Рис. 5.11. Комплексная плоскость коэффициента $K(j\omega)$

Сделаем дополнительные преобразования, чтобы определить АЧХ усилительного каскада с ОЭ в области низких частот:

$$K_{Uн}(j\omega) = K_{U0} \frac{j\omega\tau_H}{1 + j\omega\tau_H} \frac{(1 - j\omega\tau_H)}{(1 - j\omega\tau_H)} = K_{U0} \frac{j\omega\tau_H(1 - j\omega\tau_H)}{1 + (\omega\tau_H)^2};$$

$$K_{UH}(j\omega) = K_{U0} \left[\underbrace{\frac{(\omega \tau_H)^2}{1 + (\omega \tau_H)^2}}_{A(\omega)} + j \underbrace{\frac{\omega \tau_H}{1 + (\omega \tau_H)^2}}_{B(\omega)} \right]; \quad (5.47)$$

$$K_{UH}(\omega) = K_{U0} \sqrt{\left(\frac{(\omega \tau_H)^2}{1 + (\omega \tau_H)^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega \tau_H}{1 + (\omega \tau_H)^2} \right)^2} = K_{U0} \sqrt{\frac{(\omega \tau_H)^2 (1 + (\omega \tau_H)^2)}{(1 + (\omega \tau_H)^2)^2}};$$

$$K_{UH}(\omega) = K_{U0} \sqrt{\frac{(\omega \tau_H)^2}{1 + (\omega \tau_H)^2}} = K_{U0} \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{(\omega \tau_H)^2}}} - \text{АЧХ усилителя.} \quad (5.48)$$

ФЧХ усилительного каскада с ОЭ в области низких частот по выражению (5.47) будет иметь следующий вид:

$$\varphi_{UH}(\omega) = \arctg \left[\frac{\omega \tau_H}{1 + (\omega \tau_H)^2} / \frac{(\omega \tau_H)^2}{1 + (\omega \tau_H)^2} \right] = \arctg \left(\frac{1}{\omega \tau_H} \right). \quad (5.49)$$

Для области средних частот можно записать:

$$K_{UH}(j\omega) = K_{U0} - \text{АЧХ усилителя} \quad (5.50)$$

$$\text{и } \varphi(\omega) = 0 - \text{ФЧХ усилителя.} \quad (5.51)$$

Для области высоких частот можно записать:

$$K_{UB}(j\omega) = K_{U0} \frac{1}{1 + j\omega \tau_B} = K_{U0} \frac{1}{1 + j\omega \tau_B} \frac{(1 - j\omega \tau_B)}{(1 - j\omega \tau_B)} = K_{U0} \frac{1 - j\omega \tau_B}{1 + (\omega \tau_B)^2};$$

$$K_{UB}(j\omega) = K_{U0} \left[\frac{1}{1 + (\omega \tau_B)^2} - j \frac{\omega \tau_B}{1 + (\omega \tau_B)^2} \right]; \quad (5.52)$$

$$K_{UB}(\omega) = K_{U0} \sqrt{\left(\frac{1}{1 + (\omega \tau_B)^2} \right)^2 + \left(\frac{\omega \tau_B}{1 + (\omega \tau_B)^2} \right)^2};$$

$$K_{UB}(\omega) = K_{U0} \sqrt{\frac{1 + (\omega \tau_B)^2}{(1 + (\omega \tau_B)^2)^2}} = K_{U0} \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega \tau_B)^2}} - \text{АЧХ усилителя.} \quad (5.53)$$

ФЧХ усилительного каскада с ОЭ в области высоких частот по выражению (5.52) будет иметь следующий вид:

$$\varphi_B(\omega) = \arctg \left[-\frac{\omega \tau_B}{1 + (\omega \tau_B)^2} / \frac{1}{1 + (\omega \tau_B)^2} \right] = -\arctg(\omega \tau_B). \quad (5.54)$$

По выражениям (5.48), (5.49), (5.50), (5.51), (5.53) и (5.54) построим АЧХ и ФЧХ усилительного каскада с ОЭ во всем диапазоне частот.

Определим величины ω_H и ω_B .

Для этого подставим в выражение (5.48) частоту $\omega = \frac{1}{\tau_H} = \omega_H$.

Тогда выражение (5.48) будет иметь вид:

$$K_{UH}(\omega) = K_{U0} \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\left(\frac{1}{\tau_H}\right)^2}}} = \frac{K_{U0}}{\sqrt{2}} = 0,707 K_{U0}. \quad (5.55)$$

Частота $\omega = \frac{1}{\tau_H} = \omega_H$, на которой коэффициент усиления равен $0,707 K_{U0}$, называется нижней частотой полосы пропускания усилителя.

После подстановки частоты $\omega = \frac{1}{\tau_H} = \omega_H$ в выражение (5.49):

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{1}{1} = \arctg 1 = 45^\circ. \quad (5.56)$$

Определим величину ω_B . Для этого, подставим в выражение (5.53) частоту $\omega = \frac{1}{\tau_B} = \omega_B$. Тогда выражение (5.53) будет иметь вид:

$$K_{UB}(\omega) = K_{U0} \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{\left(\frac{1}{\tau_B}\right)^2}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} K_{U0} = 0,707 K_{U0}. \quad (5.57)$$

Частота $\omega = \frac{1}{\tau_B} = \omega_B$, на которой коэффициент усиления равен $0,707 K_{U0}$, называется верхней частотой полосы пропускания усилителя.

После подстановки частоты $\omega = \frac{1}{\tau_B} = \omega_B$ в выражение (5.54):

$$\varphi(\omega) = -\arctg 1 = -45^\circ. \quad (5.58)$$

Обобщенная АЧХ и ФЧХ усилительного каскада с ОЭ в любом диапазоне приведена на рис. 5.12.

Часто возникает и другая задача, когда заданы частоты ω_H и ω_B , а по ним необходимо найти емкости C_1 , C_2 и C_3 , а также подобрать тип транзистора с известной емкостью C_K . В этом случае поступают следующим образом.

Из выражения $\omega = \frac{1}{\tau_H} = \omega_H$ находят $\tau_H = C_1(R_\Gamma + R_{BX})$; $\tau_H = C_2(R_K + R_H)$ и $\tau_H = C_3 R_3$.

А из выражения $\omega = \frac{1}{\tau_B} = \omega_B$ находят $\tau_B = C_K(R_K \parallel R_H)$.

После того как выполнен расчет по постоянному току и рассчитаны сопротивления R_K и $R_{BX} = f(R_1, R_2, R_3)$, выбран тип транзистора, определяют емкости C_1, C_2 и C_3 .

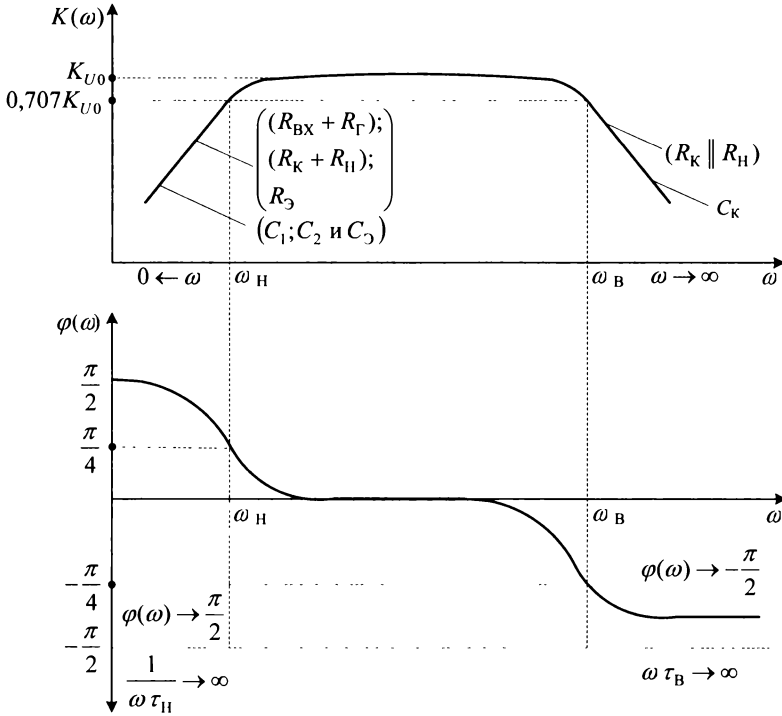


Рис. 5.12. Обобщенная АЧХ и ФЧХ усилителя с ОЭ

Для того чтобы частотная характеристика удовлетворяла заданной частоте ω_H , необходимо чтобы:

$$\tau_H \geq \frac{1}{\omega_{H \text{ зад}}} . \quad (5.59)$$

С учетом подстановки: $C_1(R_G + R_{BX}) \geq \frac{1}{\omega_{H \text{ зад}}} \quad (5.60)$

$$\text{или } C_1 \geq \frac{1}{\omega_{\text{Н зад}}(R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})}. \quad (5.61)$$

$$\text{С учетом подстановки: } C_2(R_{\text{К}} + R_{\text{П}}) \geq \frac{1}{\omega_{\text{Н зад}}} \quad (5.62)$$

$$\text{или } C_2 \geq \frac{1}{\omega_{\text{Н зад}}(R_{\text{К}} + R_{\text{П}})}. \quad (5.63)$$

$$\text{С учетом подстановки: } C_3 R_3 \geq \frac{1}{\omega_{\text{Н зад}}} \quad (5.64)$$

$$\text{или } C_3 \geq \frac{1}{\omega_{\text{Н зад}} R_3}. \quad (5.65)$$

Для того чтобы частотная характеристика удовлетворяла заданной частоте $\omega_{\text{В}}$, необходимо чтобы:

$$\tau_{\text{В}} \leq \frac{1}{\omega_{\text{В зад}}}. \quad (5.66)$$

$$\text{С учетом подстановки: } C_{\text{К}}(R_{\text{П}} \parallel R_{\text{К}}) \leq \frac{1}{\omega_{\text{В зад}}} \quad (5.67)$$

$$\text{или } C_{\text{К}} \leq \frac{1}{\omega_{\text{В зад}}(R_{\text{П}} \parallel R_{\text{К}})}. \quad (5.68)$$

Если последнее условие не выполняется, то необходимо подобрать транзистор с меньшей емкостью $C_{\text{К}}$.

АЧХ можно представить в нормированном виде. Для этого вводят коэффициент $\dot{M} = \frac{\dot{K}_U}{K_{U0}}$, который представляется в комплексной форме:

$$M(j\omega) = \frac{K_U(j\omega)}{K_{U0}}, \quad (5.69)$$

где $M(j\omega)$ – нормированный комплексный коэффициент передачи или коэффициент частотных искажений.

АЧХ усилителя с ОЭ в нормированном виде показана на рис. 5.13.

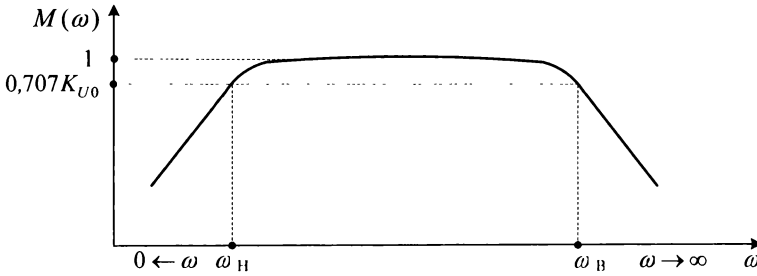


Рис. 5.13. АЧХ усилителя с ОЭ в нормированном виде

Обобщенное выражение для комплексного коэффициента частотных искажений имеет вид:

$$M(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega\tau_{II}} + j\omega\tau_B}. \quad (5.70)$$

Коэффициент частотных искажений на нижней и верхней частотах полосы пропускания усилителя описывается следующими выражениями:

$$M_H(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \frac{1}{(\omega\tau_H)^2}}}. \quad (5.71)$$

$$M_B(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega\tau_B)^2}}. \quad (5.72)$$

5.2. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОБ

Схема усилительного каскада с общей базой (ОБ) приведена на рис. 5.14.

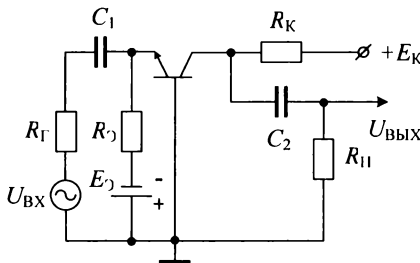


Рис. 5.14. Схема усилительного каскада с ОБ

На частотные свойства усилительного каскада с ОБ влияют емкости C_1 , C_2 и $C_{э}$, а также паразитные емкости транзистора.

Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада с ОБ приведена на рис. 5.15.

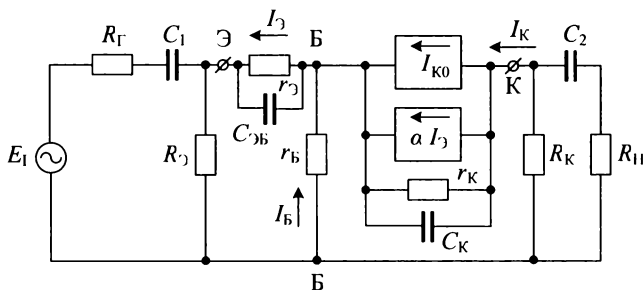


Рис. 5.15. Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада с ОБ

Данную схему будем анализировать в трех различных частотных областях (см. рис. 5.3):

- в области средних частот $\omega_{Н} \leq \omega \leq \omega_{В}$;
- в области низких частот $0 < \omega < \omega_{Н}$;
- в области высоких частот $\omega_{В} < \omega < \infty$.

5.2.1. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОБ В ОБЛАСТИ СРЕДНИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 ; \quad (5.73)$$

$$\frac{1}{\omega C_{эБ}} \gg r_э \text{ и } \frac{1}{\omega C_К} \gg r_К . \quad (5.74)$$

Это означает, что емкости C_1 и C_2 – закорочены.

С учетом соотношений (5.73) и (5.74), эквивалентная схема усилительного каскада с ОБ в области средних частот будет иметь вид, представленный на рис. 5.16.

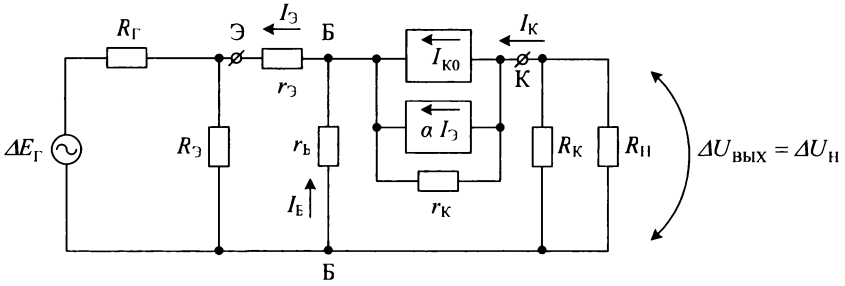


Рис. 5.16. Эквивалентная схема усилительного каскада с ОБ в области средних частот

Рассмотрим основные параметры усилительного каскада с ОБ.

1. Входное сопротивление усилителя $R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}}$.

Входная цепь усилительного каскада с ОБ показана на рис. 5.17.

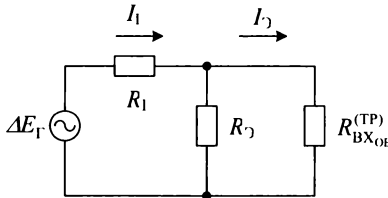


Рис. 5.17. Входная цепь усилителя с ОБ

По данной схеме определим входное сопротивление $R_{ВХ}$ усилительного каскада с ОБ:

$$R_{ВХ} = R_{Э} \parallel R_{ВХ(ТР)} = R_{Э} \parallel [r_{Э} + (1 - \alpha)r_{Б}]. \tag{5.75}$$

Так как сопротивление $R_{Э} \geq R_{ВХ(ТР)}$, то сопротивление $R_{ВХ}$ определяется выражением:

$$R_{ВХ} = R_{ВХ(ТР)} = r_{Э} + (1 - \alpha)r_{Б} \approx r_{Э}. \tag{5.76}$$

2. Выходное сопротивление усилителя $R_{ВЫХ}$.

Выходное сопротивление усилителя $R_{ВЫХ}$ определяется по выражению:

$$R_{ВЫХ} = \left. \frac{\Delta U_{ВЫХ}}{\Delta I_{ВЫХ}} \right|_{\text{хх на выходе, } \Delta I_{Э} = 0}$$

или $R_{ВЫХ} = R_{К} \parallel (r_{К} + r_{Б}) \approx R_{К}$ (5.77)

3. Коэффициент усиления по напряжению K_U .

Коэффициент усиления по напряжению K_U усилительного каскада с ОБ в общем случае определяется выражением:

$$K_{U0} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}}$$

$$\text{или с учетом (5.77) } K_{U0\text{Б}} = \frac{\alpha R_K}{R_{\text{ВХОБ}}}.$$

Однако отличия состоят в том, что во входной цепи усилителя с ОБ последовательно с сопротивлением $R_{\text{ВХ}}$ стоит R_{Γ} , а в выходной цепи: $R_K \parallel R_{\text{Н}}$.

Тогда выражение для коэффициента усиления по напряжению для усилительного каскада с ОБ имеет вид:

$$K_{U0} = \frac{\alpha (R_K \parallel R_{\text{Н}})}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХОБ}}}. \quad (5.78)$$

Для идеального усилителя напряжения сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}} \rightarrow \infty$, а сопротивление $R_{\Gamma} \rightarrow 0$. В этом случае коэффициент усиления по напряжению определяется выражением:

$$K_{U0} = \frac{\alpha R_K}{R_{\text{ВХОБ}}}. \quad (5.79)$$

4. Коэффициент усиления по току $K_I = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_{\text{Н}}}{\Delta I_{\Gamma}}$.

Аналогично, как и для усилительного каскада с ОЭ, для определения K_I будем использовать правило «свой-чужой». Ток в «своем» сопротивлении равен общему току, деленному на сумму сопротивлений и умноженному на «нужное» сопротивление.

Тогда для токов $\Delta I_{\text{Н}}$ и ΔI_{Γ} можно записать:

$$\Delta I_{\text{Н}} = \frac{\Delta I_K R_K}{R_{\text{Н}} + R_K}; \quad (5.80)$$

$$\Delta I_{\Gamma} = \frac{\Delta E_{\Gamma}}{R_{\Gamma}} = \frac{\Delta I_{\text{С}} (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})}{R_{\Gamma}}. \quad (5.81)$$

В итоге получим, что коэффициент усиления по току K_I определяется следующим выражением:

$$K_I = \alpha \frac{R_{\Gamma}}{(R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}) (R_K + R_{\text{Н}})}. \quad (5.82)$$

Для идеального усилителя тока, работающего при замыкании на выходе: сопротивление $R_{\Gamma} \rightarrow \infty$, а сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}} \rightarrow 0$. В этом случае коэффициент усиления по току $K_I = \alpha$.

5.2.2. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОБ В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \neq 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \neq 0 ; \quad (5.83)$$

$$\frac{1}{\omega C_{ЭБ}} \gg r_3 \text{ и } \frac{1}{\omega C_K} \gg r_K . \quad (5.84)$$

С учетом соотношений (5.83) и (5.84), эквивалентная схема усилительного каскада с ОБ в области низких частот будет иметь вид, представленный на рис. 5.18.

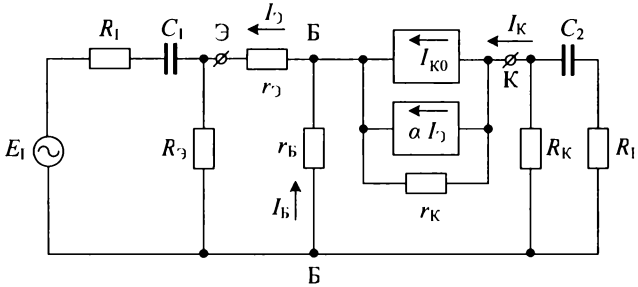


Рис. 5.18. Эквивалентная схема усилительного каскада с ОБ в области низких частот

По аналогии с усилительным каскадом с ОЭ для усилителя с ОБ получим:

$$K_{U_{II}}(j\omega) = K_{U_{O0}} \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega \tau_{II}}} = K_{U_{O0}} \frac{j\omega \tau_{II}}{1 + j\omega \tau_{II}}, \quad (5.85)$$

где

$$\tau_{II} = C_1(R_{II} + R_{ВХ}) \quad (5.86)$$

$$\text{или } \tau_{II} = C_2(R_K + R_{II}). \quad (5.87)$$

5.2.3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОБ В ОБЛАСТИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 ; \quad (5.88)$$

$$\frac{1}{\omega C_{ЭБ}} \gg r_3 \text{ и } \frac{1}{\omega C_K} \approx r_K. \quad (5.89)$$

Это означает, что емкость C_K шунтирует сопротивление r_K и источник тока αI_3 . В этом случае транзистор с ОБ теряет свои усилительные свойства.

Коэффициент усиления по напряжению усилительного каскада с ОБ в области высоких частот определяется выражением:

$$K_{U_{об}}(j\omega) = \frac{K_{U0}}{1 + j\omega \tau_{B_{об}}}, \quad (5.90)$$

где

$$\tau_{B_{об}} = \frac{1}{1 - \alpha \gamma_3} [\tau_\alpha + C_K (R_K \parallel R_{II})]; \quad (5.91)$$

$\gamma_3 = \frac{r_b}{R_I + r_b + r_3}$ – коэффициент обратной связи для усилителя с ОБ;

$\tau_\alpha = \frac{1}{\omega_\alpha} = \frac{1}{2\pi f_\alpha}$; f_α – граничная частота усиления транзистора с ОБ.

Вспомним, что для усилительного каскада с ОЭ выше было получено следующее соотношение:

$$\tau_{B_{OЭ}} = \frac{1 + \beta}{1 - \beta \gamma_b} [\tau_\alpha + C_K (R_K \parallel R_{II})],$$

где коэффициент $\gamma_b = \frac{r_3}{R_I + r_b + r_3}$.

Определим, какой из усилительных каскадов (с ОБ или ОЭ) более высокочастотный. Для этого найдем отношение вида:

$$\frac{\tau_{B_{OЭ}}}{\tau_{B_{OБ}}} = \frac{\omega_{B_{OБ}}}{\omega_{B_{OЭ}}} = \frac{(1 + \beta) [\tau_\alpha + C_K (R_K \parallel R_{II})] (1 - \alpha \gamma_3)}{(1 + \beta \gamma_b) [\tau_\alpha + C_K (R_K \parallel R_{II})]} = \frac{(1 + \beta)(1 - \alpha \gamma_3)}{(1 + \beta \gamma_b)} > 1. \quad (5.92)$$

Пример. Определим более высокочастотный усилительный каскад при известных входных данных: $r_3 = 25$ Ом; $r_b = 500$ Ом; $R_I = 100$ Ом и $\beta = 50$.

Для этого сначала найдем коэффициенты передачи тока эмиттера для схемы с ОБ и обратной связи для усилителей с ОБ и ОЭ:

$$\alpha = \frac{\beta}{\beta + 1} = 0,98;$$

$$\gamma_3 = \frac{r_b}{R_I + r_b + r_3} = \frac{500}{100 + 500 + 25} = 0,8;$$

$$\gamma_b = \frac{r_3}{R_I + r_b + r_3} = \frac{25}{100 + 500 + 25} = 0,04.$$

Подставим полученные значения в выражения для $\tau_{В0Б}$ и $\tau_{В0Э}$, а затем найдем их отношение:

$$\frac{\tau_{В0Э}}{\tau_{В0Б}} = \frac{\omega_{В0Б}}{\omega_{В0Э}} = 3,7.$$

Вывод. Усилительный каскад с ОБ имеет более высокую верхнюю частоту, чем каскад с ОЭ при всех равных условиях. К недостаткам усилительного каскада с ОБ относят малое входное сопротивление $R_{ВХ}$ и большое выходное сопротивление $R_{ВЫХ}$.

АЧХ усилительных каскадов с ОЭ и ОБ приведены на рис. 5.19.

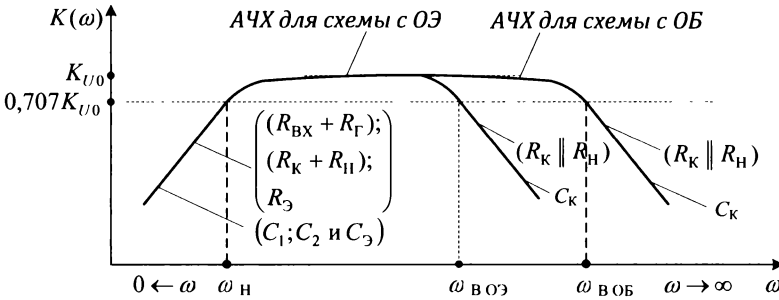


Рис. 5.19. Обобщенные АЧХ усилительных каскадов с ОЭ и ОБ

5.3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОК

Схема усилительного каскада с общим коллектором (ОК) приведена на рис. 5.20.

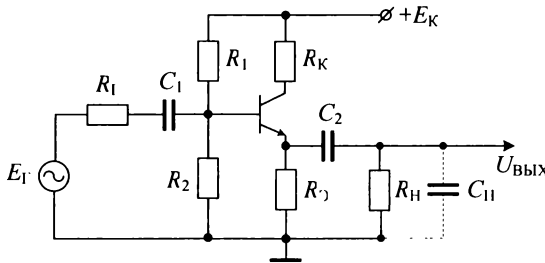


Рис. 5.20. Схема усилительного каскада с ОК

Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада с ОК приведена на рис. 5.21.

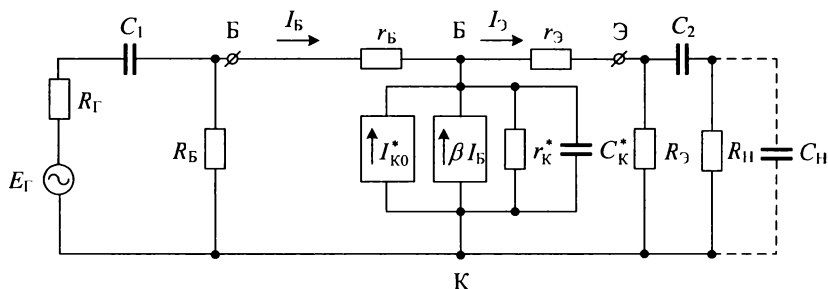


Рис. 5.21. Обобщенная эквивалентная схема усилительного каскада с ОК

Данную схему будем анализировать в трех различных частотных областях (см. рис. 5.3):

- в области средних частот $\omega_{Н} \leq \omega \leq \omega_{В}$;
- в области низких частот $0 < \omega < \omega_{Н}$;
- в области высоких частот $\omega_{В} < \omega < \infty$.

5.3.1. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОК В ОБЛАСТИ СРЕДНИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 ; \quad (5.92)$$

$$\frac{1}{\omega C_K^*} \approx r_K^* \text{ или } \frac{1}{\omega C_K^*} > r_K^* . \quad (5.93)$$

Это означает, что емкости C_1 и C_2 – закорочены.

С учетом соотношений (5.92) и (5.93), эквивалентная схема усилительного каскада с ОК в области средних частот будет иметь вид, представленный на рис. 5.22.

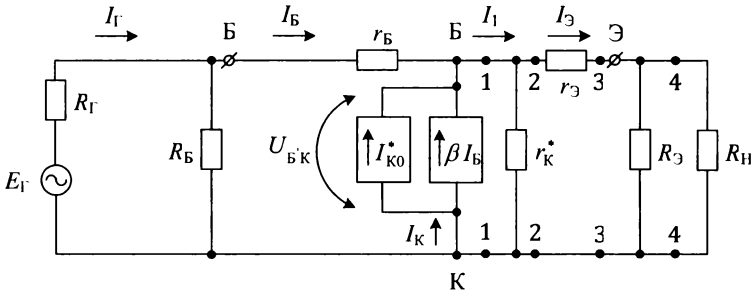


Рис. 5.22. Эквивалентная схема усилительного каскада с ОК в области средних частот

Рассмотрим основные параметры усилительного каскада с ОК.

1. Входное сопротивление усилителя $R_{ВХ} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}}$.

Согласно рис. 5.22, входное сопротивление $R_{ВХ}$ усилительного каскада с ОБ можно записать в виде:

$$R_{ВХ} = R_Б \parallel R_{ВХОК}^{(TP)},$$

$$\text{где } R_{ВХОК}^{(TP)} = r_Б + (1 + \beta)(R_Э \parallel R_Н). \quad (5.94)$$

$$\text{Тогда } R_{ВХОК} = R_Б \parallel [r_Б + (1 + \beta)(R_Э \parallel R_Н)]. \quad (5.95)$$

Так как практически всегда $R_Б \gg R_{ВХОК}^{(TP)}$, поэтому

$$R_{ВХОК} = (1 + \beta)(R_Э \parallel R_Н). \quad (5.96)$$

2. Выходное сопротивление усилителя $R_{ВЫХ}$.

Выходное сопротивление усилителя $R_{ВЫХ}$ определим при условии, что $\Delta E_Г = 0$, сопротивление нагрузки $R_Н \rightarrow \infty$, а сопротивление $R_Б$ велико, поэтому его можно не учитывать.

Зададим напряжение $U_{Б'К}$ левее точек Б'К.

Тогда можно записать следующие соотношения:

$$U_{Б'К} = (R_Г + r_Б) I_Б;$$

$$I_Б = \frac{U_{Б'К}}{(R_Г + r_Б)};$$

$$I_1 = I_Б + \beta I_Б = I_Б(\beta + 1).$$

Определим сопротивление R_{11} относительно точек 1-1:

$$R_{11} = \frac{U_{\text{БК}}}{I_1} = \frac{I_{\text{Б}}(R_{\Gamma} + r_{\text{Б}})}{I_{\text{Б}}(\beta + 1)} = \frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1}.$$

Далее, двигаясь вперед по цепи, определим сопротивление R_{22} :

$$R_{22} = R_{11} \parallel r_{\text{К}}^* = \left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} \right) \parallel r_{\text{К}}^*.$$

Аналогично находим сопротивления R_{33} и R_{44} относительно точек 3-3 и 4-4:

$$R_{33} = R_{22} + r_{\gamma} = \left[\left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} \right) \parallel r_{\text{К}}^* \right] + r_{\gamma};$$

$$R_{44} = R_{\text{ВЫХ}} = R_{33} \parallel R_{\gamma} = \left\{ \left[\left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} \right) \parallel r_{\text{К}}^* \right] + r_{\gamma} \right\} \parallel R_{\gamma}.$$

То есть выходное сопротивление каскада с ОК имеет вид:

$$R_{\text{ВЫХ}} = \left\{ \left[\left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} \right) \parallel r_{\text{К}}^* \right] + r_{\gamma} \right\} \parallel R_{\gamma}. \quad (5.97)$$

Учитывая, что $r_{\text{К}}^* \gg \left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} \right)$ и $R_{\gamma} \gg \left(\frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1} + r_{\gamma} \right)$, выражение (5.97)

можно переписать в следующем виде:

$$R_{\text{ВЫХ}} \approx r_{\gamma} + \frac{R_{\Gamma} + r_{\text{Б}}}{\beta + 1}. \quad (5.98)$$

Если источник сигнала низкоомный, т. е. $R_{\Gamma} < r_{\text{Б}}$, то можно считать:

$$R_{\text{ВЫХ ОК}} \approx r_{\gamma} \text{ (единицы и десятки ом)}. \quad (5.99)$$

Вывод. Каскад с ОК имеет малое выходное сопротивление, большое входное сопротивление.

3. Коэффициент усиления по напряжению K_U .

Коэффициент усиления по напряжению K_U каскада с ОК в общем случае определяется выражением:

$$K_U = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ}}}{\Delta U_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta U_{\text{II}}}{\Delta E_{\Gamma}}.$$

Для выходного и входного напряжения усилителя справедливы выражения:

$$\Delta U_{\text{II}} = \Delta I_{\gamma} (R_{\gamma} \parallel R_{\text{II}}) = (\Delta I_{\text{К}} + \Delta I_{\text{Б}}) (R_{\gamma} \parallel R_{\text{К}}) = (1 + \beta) (R_{\gamma} \parallel R_{\text{К}}) \Delta I_{\text{Б}}$$

$$\text{и } \Delta E_{\Gamma} = (R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}) \Delta I_{\text{Б}} = [R_{\Gamma} + r_{\text{Б}} + (1 + \beta) (R_{\gamma} \parallel R_{\text{II}})] \Delta I_{\text{Б}}.$$

С учетом этого, выражение для коэффициента усиления по напряжению K_U каскада с ОК будет иметь следующий вид:

$$K_{U0} = \frac{\overbrace{(1 + \beta)(R_3 \parallel R_H)}^{(1 + \beta)(R_3 \parallel R_H)}}{\underbrace{(R_\Gamma + r_b) + (1 + \beta)(R_3 \parallel R_H)}_{(R_\Gamma + r_b) + (1 + \beta)(R_3 \parallel R_H)}} < 1. \quad (5.100)$$

Очевидно, что коэффициент усиления по напряжению K_U каскада с ОК $K_U < 1$. На практике его значения обычно варьируются в пределах 0,9...0,99.

4. Коэффициент усиления по току $K_I = \frac{\Delta I_{\text{ВЫХ}}}{\Delta I_{\text{ВХ}}} = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_\Gamma}$.

Рассмотрим схему усилительного каскада с ОК в виде источника тока (рис. 5.23).

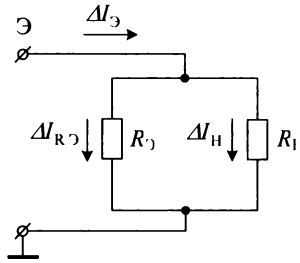


Рис. 5.23. Входная цепь каскада с ОК в виде источника тока

Для данной схемы справедливы уравнения:

$$\Delta I_\Gamma = \frac{\Delta E_\Gamma}{R_\Gamma};$$

$$\Delta E_\Gamma = \Delta I_B [R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}];$$

$$\Delta I_\Gamma = \frac{\Delta I_B [R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}]}{R_\Gamma};$$

$$\Delta I_H = \Delta I_3 \frac{R_3}{R_3 + R_H} = (\beta + 1) \frac{R_3}{R_3 + R_H} \Delta I_B.$$

С учетом этих уравнений выражение для коэффициента усиления по току K_I будет иметь следующий вид:

$$K_I = (\beta + 1) \frac{R_3}{(R_3 + R_H)} \frac{R_\Gamma}{(R_\Gamma + R_{\text{ВХ}})}. \quad (5.101)$$

Для идеального усилителя тока, работающего при замыкании на выходе: сопротивление $R_\Gamma \rightarrow \infty$, а сопротивление нагрузки $R_H \rightarrow 0$. В этом случае коэффициент усиления по току $K_I = \beta + 1$.

5.3.2. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОК В ОБЛАСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \neq 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \neq 0 ; \quad (5.102)$$

$$\frac{1}{\omega C_K^*} \gg r_K^* . \quad (5.103)$$

С учетом емкостей C_1 и C_2 выражение для коэффициента передачи каскада с ОК в области низких частот будет иметь вид:

$$K_{U_{II}}(p) = K_{U_{I0}} \frac{p \tau_{II}}{1 + p \tau_{II}} . \quad (5.104)$$

Тогда комплексный коэффициент передачи каскада с ОК в области низких частот имеет вид:

$$K_{U_{II}}(j\omega) = K_{U_{I0}} \frac{j\omega \tau_{II}}{1 + j\omega \tau_{II}} , \quad (5.105)$$

где $\tau_{II} = C_1(R_{\Gamma} + R_{BX})$ или $\tau_{II} = C_2(R_{II} + R_3)$.

Как правило, из двух τ_{II} выбирается меньшая. Так как сопротивление $R_{BX} \rightarrow \infty$, то за величину τ_{II} принимается $\tau_{II} = C_2(R_{II} + R_3)$.

5.3.3. ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА С ОК В ОБЛАСТИ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Для данной области справедливы следующие соотношения:

$$\frac{1}{\omega C_1} \rightarrow 0 \text{ и } \frac{1}{\omega C_2} \rightarrow 0 ; \quad (5.106)$$

$$\frac{1}{\omega C_K^*} \approx r_K^* . \quad (5.107)$$

Выражение для коэффициента передачи каскада с ОК в области высоких частот будет иметь вид:

$$K_{U_B}(p) = K_{U_{I0}} \frac{1}{1 + p \tau_B} . \quad (5.108)$$

Тогда комплексный коэффициент передачи каскада с ОК в области высоких частот имеет вид:

$$K_{U_B}(j\omega) = K_{U_{I0}} \frac{1}{1 + j\omega \tau_B} , \quad (5.109)$$

где $\tau_B = C_K(R_{\Gamma} + r_B)$.

Если необходимо определить, какой из усилительных каскадов с ОБ, ОЭ или ОК более высокочастотный, то используют следующее правило:

$$\tau_{\text{ВОК}} \ll \tau_{\text{ВОБ}} < \tau_{\text{ВОЭ}} \quad (5.110)$$

$$\text{или } \omega_{\text{ВОК}} \gg \omega_{\text{ВОБ}} > \omega_{\text{ВОЭ}}. \quad (5.111)$$

Обобщенные АЧХ усилительных каскадов с ОЭ, ОБ и ОК приведены на рис. 5.24.

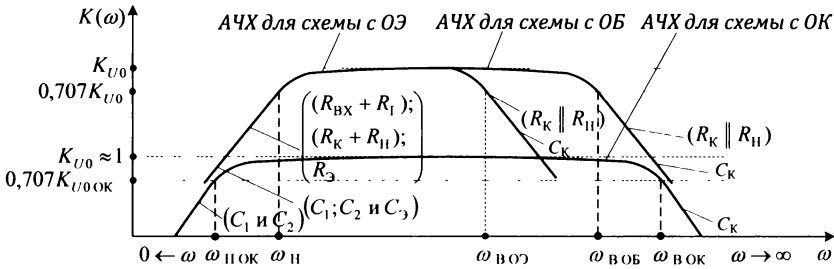


Рис. 5.24. Обобщенные АЧХ усилительных каскадов с ОЭ, ОБ и ОК

Вывод. Усилитель по схеме с ОК или эмитерный повторитель обладает большим сопротивлением $R_{\text{ВХ}}$; малым сопротивлением $R_{\text{ВЫХ}}$; коэффициентом усиления по напряжению $K_{U0} \leq 1$; коэффициентом усиления по току $K_I \gg 1$ и широкой полосой пропускания.

Поэтому эмиттерный повторитель применяется для согласования источников сигнала, имеющих большое внутреннее сопротивление, с малым сопротивлением нагрузки (рис. 5.25).

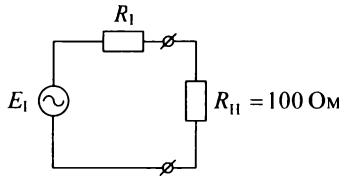


Рис. 5.25. Пример использования схемы с ОК

В этом случае сопротивление $R_{\Gamma} \gg R_{\text{Н}}$, следовательно, $U_{R\Gamma} \gg U_{R\text{Н}}$. Это означает, что основная часть входного напряжения падает на сопротивление R_{Γ} .

На практике возможен вариант применения схемы, показанной на рис. 5.26.

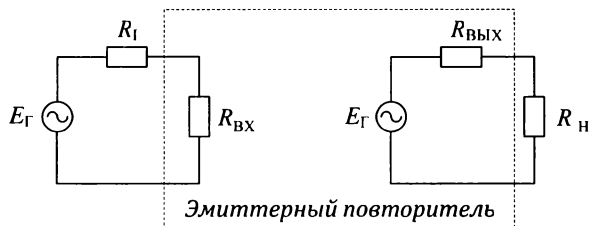


Рис. 5.26. Практический пример использования схемы с ОК

В этом случае сопротивление $R_{\Gamma} \ll R_{\text{ВХ}}$, следовательно, $U_{R_{\Gamma}} \ll U_{R_{\text{ВХ}}}$. Это означает, что основная часть входного напряжения падает на сопротивление $R_{\text{ВХ}}$. В выходной цепи сопротивление $R_{\text{ВЫХ}} \ll R_{\text{Н}}$, следовательно, $U_{R_{\text{ВЫХ}}} \ll U_{R_{\text{Н}}}$. Это означает, что основная часть выходного напряжения прикладывается к нагрузке.

ГЛАВА 6. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ КАСКАД

6.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОСНОВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО КАСКАДА

Дифференциальным каскадом (ДК) называется усилитель, предназначенный для усиления разности входных сигналов. Схема дифференциального каскада приведена на рис. 6.1.

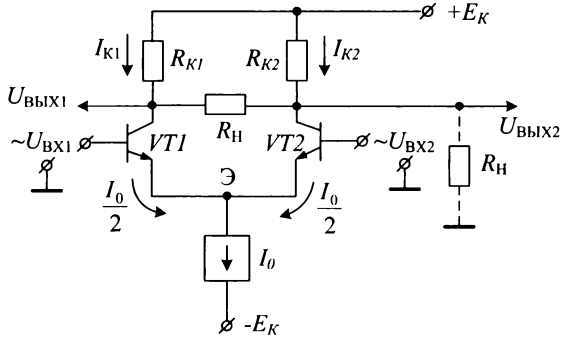
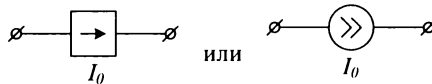


Рис. 6.1. Схема дифференциального каскада

ДК содержит источник (генератор) стабильного тока (ГСТ). На схемах электрических принципиальных ГСТ изображается следующим образом:



ГСТ обеспечивает постоянный ток I_0 при входных сигналах, при этом сопротивление $R_i \rightarrow \infty$. Ток I_0 определяется из соотношения:

$$I_0 = I_{\varepsilon VT1} + I_{\varepsilon VT2} = I_{K1} + I_{K2}. \quad (6.1)$$

По определению:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{Н}} = U_{\text{ВЫХ1}} - U_{\text{ВЫХ2}} = K (U_{\text{ВХ1}} - U_{\text{ВХ2}}). \quad (6.2)$$

Поэтому дифференциальный каскад – это симметричный каскад.

Условия симметрии ДК состоят в следующем:

- транзисторы $VT1$ и $VT2$ имеют одинаковую геометрию, находятся в одинаковом температурном режиме и, следовательно, имеют одинаковые электрические параметры;

- резисторы R_{K1} и R_{K2} имеют одинаковые сопротивления: $R_{K1} = R_{K2} = R_K$.

Для идеального симметричного каскада при $U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}} \rightarrow I_{K1} = I_{K2} = I_0/2$.

Тогда выходные напряжения ДК определяются по соотношению:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВЫХ2}} = E_{\text{К}} - \frac{I_0 R_{\text{К}}}{2} = U_{\text{БАЛАНСА}}. \quad (6.3)$$

Диаграмма напряжений в режиме баланса представлена на рис. 6.2.

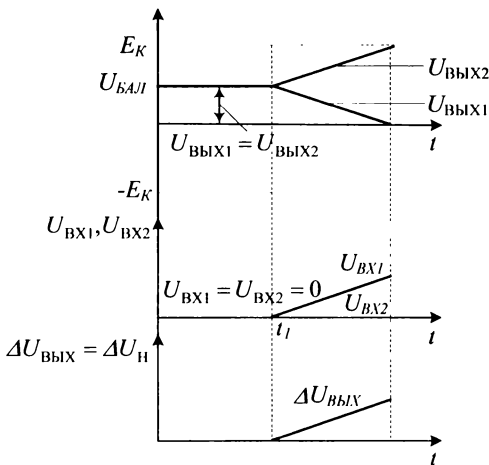


Рис. 6.2. Диаграмма напряжений в режиме баланса

В режим баланса $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ1}} - \Delta U_{\text{ВЫХ2}} = 0$. При появлении в момент времени t_1 сигнала $U_{\text{ВХ1}}$ положительной полярности, при $U_{\text{ВХ2}} = 0$ ток $I_{\text{К1}}$ возрастает, т. к. транзистор $VT1$ открывается. Следовательно, напряжение $U_{\text{ВЫХ1}}$ будет уменьшаться.

Так как ток $I_{\text{СВТ1}} \approx I_{\text{К1}}$, а $I_{\text{СВТ2}} \approx I_{\text{К2}}$ и, кроме того, $I_{\text{СВТ1}} = I_{\text{СВТ2}} = I_0 = \text{const}$, то увеличение тока $I_{\text{К1}}$ приводит к уменьшению тока $I_{\text{К2}}$.

Напряжение $U_{\text{ВЫХ1}}$ уменьшается, а напряжение $U_{\text{ВЫХ2}}$ — увеличивается.

$$U_{\text{ВЫХ1}} = E_{\text{К}} - I_{\text{К1}} R_{\text{К}}; \quad (6.4)$$

$$U_{\text{ВЫХ2}} = E_{\text{К}} - I_{\text{К2}} R_{\text{К}}. \quad (6.5)$$

Следовательно, выход 1 — инвертирующий выход, а выход 2 — неинвертирующий по отношению к первому входу.

Полный дифференциальный выходной сигнал будет равен:

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВЫХ2}} - U_{\text{ВЫХ1}} = E_{\text{К}} - I_{\text{К2}} R_{\text{К}} - E_{\text{К}} + I_{\text{К1}} R_{\text{К}} = \underbrace{(I_{\text{К1}} - I_{\text{К2}})}_{\Delta I_{\text{К}}} R_{\text{К}} = \Delta I_{\text{К}} R_{\text{К}}. \quad (6.6)$$

Так как $I_{\text{К1MAX}} = I_0$; $I_{\text{К2MIN}} = 0$, тогда $\Delta I_{\text{КMAX}} = I_0$.

Поэтому максимальное изменение выходного напряжения ДК:

$$\Delta U_{\text{ВЫХMAX}} = I_0 R_{\text{К}}. \quad (6.7)$$

Достоинства ДК:

- симметрия плеч ДК позволяет уменьшить величину температурного дрейфа выходного напряжения, т. к. температурные изменения токов I_K вычитаются по сравнению с объемным каскадом, например, с ОЭ и ОБ;

- транзисторы $VT1$ и $VT2$ никогда не находятся в насыщении, так как

$$I_0 < I_{K_{\text{нас}}}$$

Реально симметрию получить трудно, поэтому на практике проводят дополнительное симметрирование. Схема ДК с дополнительной симметрией представлена на рис. 6.3.

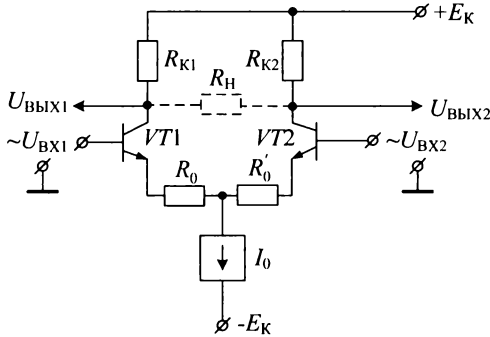


Рис. 6.3. Схема ДК с дополнительной симметрией

Подбирая небольшие сопротивления R_0 и R'_0 (номиналом сотни ом), можно добиться симметрии ДК.

Наилучшую симметрию обеспечивает интегральная технология. Данная технология позволяет получить транзисторы с одинаковой геометрией, находящиеся в одинаковых температурных режимах. Схема ДК, выполненная по интегральной технологии приведена на рис. 6.4.

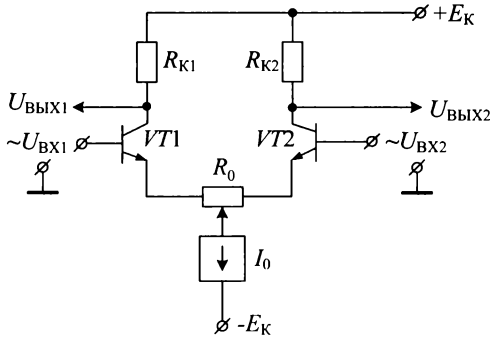


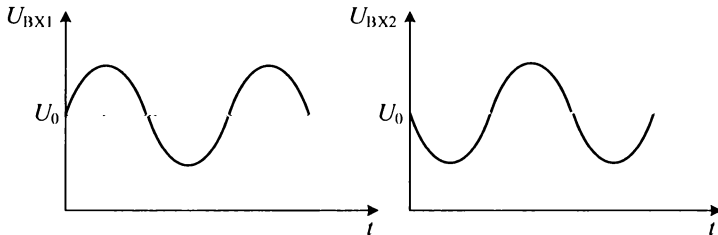
Рис. 6.4. Схема ДК, выполненная по интегральной технологии

6.2. АНАЛИЗ ПАРАМЕТРОВ ДК

При анализе ДК входные и выходные сигналы разделяют на две составляющие:

- дифференциальную или парафазную составляющую (ПФС);
- синфазную составляющую (СФС).

Основные составляющие входного сигнала ДК представлены на рис. 6.5.



$$U_{BX1} = \underbrace{U_0}_{\text{синф}} + \underbrace{U_m \sin \omega t}_{\text{параф}}; \quad U_{BX2} = \underbrace{U_0}_{\text{синф}} - \underbrace{U_m \sin \omega t}_{\text{параф}}.$$

Рис. 6.5. Основные составляющие входного сигнала ДК

ПФС входного сигнала определяется по соотношению:

$$U_{ВХПФ} = \frac{U_{BX1} - U_{BX2}}{2} = \frac{2U_m \sin \omega t}{2} = U_m \sin \omega t \quad (6.8)$$

и называется полезным входным сигналом ДК.

СФС входного сигнала определяется по соотношению:

$$U_{ВХСФ} = \frac{U_{BX1} + U_{BX2}}{2} = U_0 \quad (6.9)$$

и называется паразитным входным сигналом ДК.

ДК должен усиливать дифференциальную составляющую входного сигнала и ослаблять или не усиливать синфазную составляющую входного сигнала.

На выходе ДК сигнал также можно разделить на синфазную и паразитную составляющие:

$$\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= U_{\text{ВЫХСФ}} + U_{\text{ВЫХПФ}}; \\ U_{\text{ВЫХПФ}} &= K_{\text{ПФ}} \cdot U_{\text{ВХПФ}}; \\ U_{\text{ВЫХСФ}} &= K_{\text{СФ}} \cdot U_{\text{ВХСФ}}. \end{aligned} \quad (6.10)$$

У идеального ДК $K_{\text{СФ}} = 0$ и тогда $U_{\text{ВЫХСФ}} = 0$ и выходное напряжение содержит только усиленную полезную составляющую входного сигнала.

Определим $K_{\text{ПФ}}$ ДК. При подаче на вход 1 сигнала положительной полярности (\oplus) (см. рис. 6.1) транзистор $VT1$ открывается, и его ток I_k увеличивается, следовательно, ток I_3 будет увеличиваться на величину ΔI_1 . Так как ток $I_0 = \text{const}$, то ток I_3 транзистора $VT2$ будет уменьшаться на величину ΔI_1 .

Тогда в точке Э по 1 закону Кирхгофа можно записать:

$$\begin{aligned} I_0 / 2 + \Delta I_1 + I_0 / 2 - \Delta I_1 &= I_0; \\ U_{\text{Э}} &= R_i I_0 - E_k. \end{aligned}$$

Вывод. По переменному току потенциал в точке Э не изменяется, т. е. ее можно соединить общим проводом по переменному току.

Тогда оба «плеча» ДК представляют собой транзисторы, включенные по схеме с ОЭ. Одно «плечо» ДК в виде схемы с ОЭ показано на рис. 6.6.

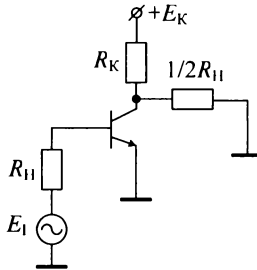


Рис. 6.6. «Плечо» ДК в виде схемы с ОЭ

Причем нагрузка равна $1/2 R_n$, т. к. нулевая точка будет на середине R_n .

Тогда коэффициент $K_{\text{ПФ}}$ определяется соотношением:

$$K_{\text{ПФ}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ1}}}{\Delta U_{\text{ВХ1}}} = \frac{\Delta U_{\text{ВЫХ2}}}{\Delta U_{\text{ВХ2}}} = \beta \frac{R_k \parallel 1/2 R_n}{R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}}, \quad (6.11)$$

или

$$K_{\text{пф}} = \beta \frac{R_{\text{к}} \parallel 1/2R_{\text{н}}}{R_{\text{г}} + r_{\text{б}} + r_{\text{з}}(1 + \beta)} \approx \frac{R_{\text{к}} \parallel 1/2R_{\text{н}}}{r_{\text{з}}}. \quad (6.12)$$

С учетом балансировочных резисторов R_0 и R'_0 , получим:

$$K_{\text{пф}} = \frac{R_{\text{к}} \parallel 1/2R_{\text{н}}}{R_0 + r_{\text{з}}}, \quad (6.13)$$

где $r_{\text{з}}$ – это дифференциальное сопротивление перехода ЭБ, который смещен в прямом направлении, т. е.

$$r_{\text{з}} = \frac{\varphi_{\text{T}}}{I_{\text{з}}}.$$

С учетом того, что $I_{\text{з}} = I_0/2$, тогда сопротивление $r_{\text{з}} = \frac{2\varphi_{\text{T}}}{I_0}$,

где φ_{T} – температурный потенциал, $\varphi_{\text{T}} = kT/e = T/11600$ В.

Тогда коэффициент $K_{\text{пф}}$ определяется соотношением:

$$K_{\text{пф}} = \frac{(R_{\text{к}} \parallel 1/2R_{\text{н}}) I_0}{2\varphi_{\text{T}}}. \quad (6.14)$$

Вывод. Чем больше ток I_0 ГСТ, тем выше коэффициент усиления полезного сигнала в ДК.

При разбалансе усилителя или при других факторах $K_{\text{сф}} \neq 0$.

Определим $K_{\text{сф}}$ ДК при разбалансе усилителя.

Пусть $U_{\text{вх1}} = U_{\text{вх2}} = U_{\text{вх}}$. В этом случае:

$$U_{\text{вхпф}} = \frac{U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}}{2} = 0; \quad (6.15)$$

$$U_{\text{вхсф}} = \frac{U_{\text{вх1}} + U_{\text{вх2}}}{2} = U_{\text{вх}}. \quad (6.16)$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{выхпф}} + U_{\text{выхсф}};$$

$$U_{\text{выхпф}} = K_{\text{пф}} U_{\text{вхпф}} = 0;$$

$$U_{\text{выхсф}} = K_{\text{сф}} U_{\text{вхсф}};$$

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{выхсф}} = K_{\text{сф}} U_{\text{вхсф}}. \quad (6.17)$$

То есть при подаче на оба входа одинаковых сигналов на выходе получается сигнал, содержащий только постоянную составляющую $U_{\text{выхсф}}$.

Сдвиг постоянных уровней $\bar{U}_{\text{вых1}}$ и $\bar{U}_{\text{вых2}}$ в виде $U_{\text{выхсф}}$ происходит вследствие изменения токов $I_{\text{к1}}$ и $I_{\text{к2}}$ от значения $I_0/2$ в «плечах» как реакция источника на разбаланс «плеч» ДК из-за неидеальности источника тока (плохой источник $R_i \neq \infty$), поэтому коэффициент $K_{\text{сф}} \neq 0$.

Структура любого «плеча» ДК для синфазного сигнала (сигнала по постоянному току) представлена на рис. 6.7.

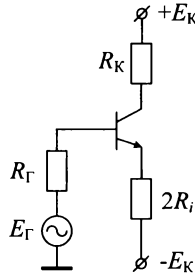


Рис. 6.7. «Плечо» ДК при разбалансе усилителя

Из рис. 6.7 видно, что потенциал эмиттера (точка Э на рис. 6.1) не соединен общим проводом по синфазному сигналу (по постоянному току). На рис. 6.7 R_i – внутреннее сопротивление ГСТ. Так как имеем два «плеча» ДК, то на месте сопротивления R_3 стоит сопротивление $2R_i$. Поэтому, когда соединим оба «плеча» ДК, то получим $2R_i \parallel 2R_i = R_i$. Сопротивление $2R_i$ – это сопротивление ООС. Поэтому можно записать:

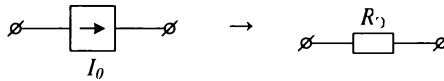
$$K_{\text{сф}} = \frac{R_К}{2R_i + r_3} \approx \frac{R_К}{2R_i}. \tag{6.18}$$

Поэтому при сопротивлении $R_i \rightarrow \infty$ коэффициент $K_{\text{сф}} \rightarrow 0$.

Вывод. Для того, чтобы $K_{\text{сф}}$ был как можно меньше, необходимо, чтобы R_i ГСТ было как можно больше.

В качестве источника ГСТ могут применяться:

1. Резистор R_3 с большим сопротивлением



или

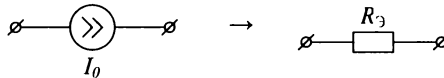


Рис. 6.8. ГСТ в виде сопротивления R_3

Недостатки:

- резистор с большим сопротивлением плохо реализуется в интегральных схемах (ИС), т.к. занимает большую площадь на подложке;
- ток I_0 будет очень мал, следовательно

$$\text{коэффициент } K_{\text{ПФ}} = \frac{(R_{\text{К}} \parallel 1/2R_{\text{Н}}) I_0}{2\varphi_T} \text{ также будет мал.}$$

2. В качестве ГСТ можно применять транзистор в режиме источника тока. Тогда ДК будет иметь вид, показанный на рис. 6.9.

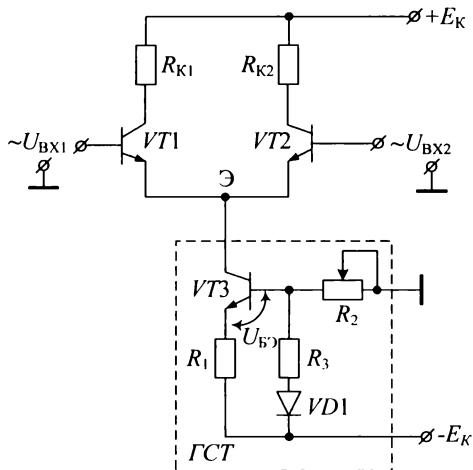


Рис. 6.9. ГСТ в виде транзистора в режиме источника тока: диод $VD1$ используется для температурной компенсации транзистора $VT3$

На выходной характеристике (рис. 6.10) транзистора $VT3$ в рабочей точке сопротивление $R_i = r_{\text{К}}^* = \frac{\Delta U_{\text{КЭ}}}{\Delta I_{\text{К}}}$ имеет большую величину (порядка единиц или десятков килоом).

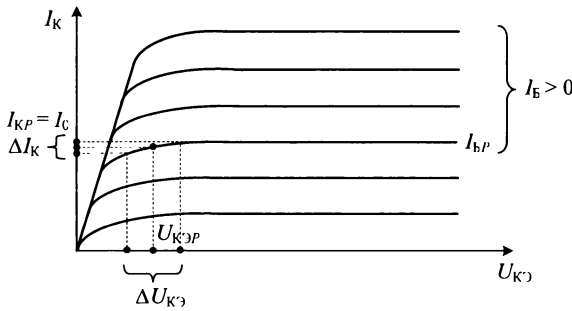


Рис. 6.10. Выходная характеристика транзистора в режиме источника тока

Рассмотрим принцип работы ГСТ.

Чаще всего используется следующая схема ГСТ (при $I_B \ll I_1$), представленная на рис. 6.11.

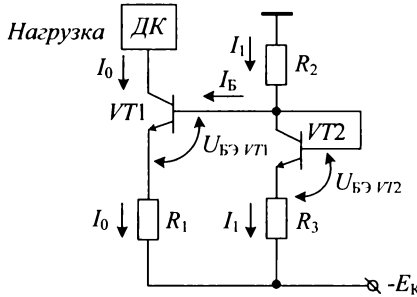


Рис. 6.11. Схема и принцип работы ГСТ

Для того чтобы найти ток I_0 , составим уравнение:

$$U_{БЭ_{VT1}} + I_0 R_1 = U_{БЭ_{VT2}} + I_1 R_3; \tag{6.19}$$

Из выражения (6.19) выразим ток I_0 :

$$I_0 = \frac{U_{БЭ_{VT2}} - U_{БЭ_{VT1}} + I_1 R_3}{R_1}. \tag{6.20}$$

Если транзисторы одинаковые и находятся в одинаковых условиях, то $U_{БЭ_{VT1}} \approx U_{БЭ_{VT2}}$, а самое главное $\Delta U_{БЭ_{VT1}} \approx \Delta U_{БЭ_{VT2}}$.

Тогда получим соотношение для тока I_0 :

$$I_0 = \frac{I_1 R_3}{R_1}. \tag{6.21}$$

Вывод. Ток I_0 полностью определяется током I_1 , или повторяет ток I_1 , или ток I_0 отражает ток I_1 . Поэтому такая схема ГСТ называется «*токовым зеркалом*».

Найдем ток I_1 . Если ток базы I_B очень мал: $I_B \ll I_1$ то можно записать:

$$E_K = I_1(R_2 + R_3) + U_{БЭVT2};$$

$$I_1 = \frac{E_K - \overbrace{U_{БЭVT2}}^{0,7}}{R_2 + R_3} \approx \frac{E_K - 0,7}{R_2 + R_3}.$$

В итоге для определения тока I_1 необходимо задать сопротивления R_2 и R_3 . Затем, задавая сопротивление R_1 , можно определить ток I_0 .

6.3. ДК С ГСТ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ

В качестве ГСТ может быть включен полевой транзистор (ПТ). Схема ДК с ГСТ на полевом транзисторе приведена на рис. 6.12. На представленном рисунке транзистор $VT3$ (p -канальный транзистор) выполняет роль ГСТ.

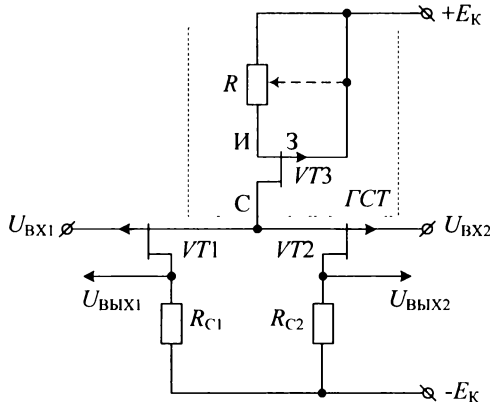


Рис. 6.12. Схема ДК с ГСТ на полевом транзисторе

Задавая ток $I_C = I_0$, можно найти величину сопротивления R , решая уравнения:

$$I_C = I_{C_{MAX}} \left(1 - U_3 / U_0 \right)^2 \left. \begin{array}{l} I_C = I_{C_{MAX}} \left[\frac{3U_C}{U_0} + 2 \frac{U_3^{3/2} - (U_3 + U_C)^{3/2}}{U_0^{3/2}} \right] \\ U_3 = I_0 R \end{array} \right\}. \quad (6.22)$$

На практике поступают по-другому.

Резистор R делают переменным. Изменяя его номинал, задают необходимые значения тока $I_{C \text{ в } T3} = I_0$.

Ток $I_{C \text{ в } T3}$ выбирают таким образом, чтобы он мало зависел от изменения температуры. Как правило, ток I_C выбирают в пределах десятков или сотен микроампер.

Недостатки: малое значение тока $I_C = I_0$ приводит к малому коэффициенту усиления $K_{\text{ПФ}}$.

Достоинства:

- большое сопротивление R ;
- хорошая температурная стабильность ГСТ, т. к.

$$t^\circ \uparrow \rightarrow I_0 = I_C \uparrow \rightarrow U_{\text{ЗН}} = I_0 R \uparrow \rightarrow I_C = I_{C_{\text{МАХ}}} \left(1 - \frac{U_{\text{ЗН}}}{U_0} \right)^2 \downarrow.$$

Для данной схемы при напряжениях $U_{\text{ВХ1}} = U_{\text{ВХ2}}$:

$$U_{\text{БЛЛ}} = U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВЫХ2}} = \frac{I_0 R_C}{2} - E_K = -E_K + \frac{I_0 R_C}{2}. \quad (6.23)$$

6.4. ВХОДНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ДК

Рассмотрим одно плечо дифференциального каскада в виде схемы на рис. 6.13.

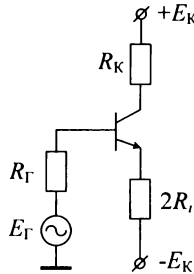


Рис. 6.13. Схема одного «плеча» ДК

На рис. 6.13 представлен каскад с ОЭ, где $2R_i$ – сопротивление последовательной по току ООС.

Для данной схемы можно записать:

$$R_{\text{ВХ}} = r_{\text{Б}} + (1 + \beta)(r_{\text{Э}} + 2R_i); \quad (6.24)$$

$$R_{\text{ВХ}} = \underbrace{r_{\text{Б}} + (1 + \beta)r_{\text{Э}}}_{R_{\text{ВХД}}} + (1 + \beta)2R_i. \quad (6.25)$$

Тогда представленную на рис. 6.13 схему можно представить в виде эквивалентной схемы, показанной на рис. 6.14.

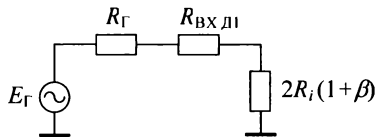


Рис. 6.14. Эквивалентная схема «плеча» ДК

На приведенной эквивалентной схеме сопротивление $R_{ВХ Д1}$ определяется соотношением: $R_{ВХ Д1} = r_b + (1 + \beta) r_\gamma$.

Если рассмотреть два «плеча» ДК, то $U_{ВХ1} = E_Г$, а $U_{ВХ2} = 0$.

Тогда эквивалентная схема будет иметь вид, показанный на рис. 6.15.

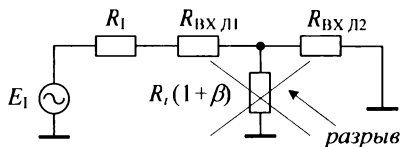


Рис. 6.15. Эквивалентная схема обоих «плеч» ДК

Так как сопротивление $R_i(1 + \beta) \rightarrow \infty$ при $R_i \rightarrow \infty$, то переменный ток через сопротивление $R_i(1 + \beta)$ протекать не будет (т. к. $\sim I \rightarrow 0$).

Входное сопротивление ДК будет определяться соотношением:

$$R_{ВХ Д} = R_{ВХ Д1} + R_{ВХ Д2} = (r_b + (1 + \beta)r_\gamma)2 \approx 2r_\gamma(1 + \beta). \quad (6.26)$$

Так как $r_\gamma = \frac{\varphi_T}{I_\gamma} = \frac{2\varphi_T}{I_0}$ при $I_\gamma = I_0/2$, то

$$R_{ВХ Д} = \frac{2(1 + \beta)2\varphi_T}{I_0} = \frac{4\varphi_T(1 + \beta)}{I_0} \approx \frac{4\varphi_T\beta}{I_0}. \quad (6.27)$$

Для увеличения сопротивления $R_{ВХ Д}$ необходимо:

- Уменьшить ток I_0 . Однако при этом будет уменьшаться коэффициент $K_{ПФ}$.
- Увеличить коэффициент β .

6.5. СХМОТЕХНИЧЕСКИЕ МЕРЫ ПОВЫШЕНИЯ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ДК

Для повышения $R_{ВХ}$ ДК используют схемы, состоящие из составных транзисторов на входе ДК.

1. Применение схемы Дарлингтона (рис. 6.16) для повышения $R_{ВХ}$ ДК.

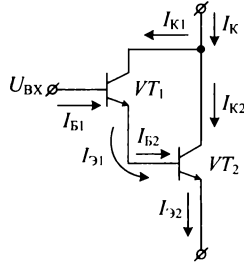


Рис. 6.16. Схема Дарлингтона

Коэффициент β , как отдельных транзисторов, так и составного транзистора, можно определить из следующих соотношений:

$$\begin{aligned}\bar{\beta}_1 &= \frac{I_{К1}}{I_{Б1}}; \quad I_{Э1} = I_{К1} + I_{Б1} = (1 + \bar{\beta}_1)I_{Б1} = I_{Б2}; \\ \bar{\beta}_2 &= \frac{I_{К2}}{I_{Б2}}; \quad I_{К2} = \bar{\beta}_2 I_{Б2} = \bar{\beta}_2(1 + \bar{\beta}_1)I_{Б1}; \\ \bar{\beta} &= \frac{I_{К}}{I_{Б1}}; \quad I_{К} = I_{К1} + I_{К2} = \bar{\beta}_1 I_{Б1} + \bar{\beta}_2(1 + \bar{\beta}_1)I_{Б1} = I_{Б1}(\bar{\beta}_1 + \bar{\beta}_2\bar{\beta}_1 + \bar{\beta}_2).\end{aligned}\tag{6.28}$$

В общем случае коэффициент β составного транзистора равен:

$$\beta_{VT1,VT2} = \frac{I_{К}}{I_{Б1}} = \frac{I_{Б1}(\bar{\beta}_1 + \bar{\beta}_2\bar{\beta}_1 + \bar{\beta}_2)}{I_{Б1}} = \bar{\beta}_1 + \bar{\beta}_2 + \bar{\beta}_1\bar{\beta}_2 \approx \bar{\beta}_1\bar{\beta}_2.\tag{6.29}$$

Вывод. Коэффициент усиления составного транзистора равен произведению коэффициентов усиления транзисторов.

Рассмотрим схему ДК, на входе которой стоит схема Дарлингтона (рис. 6.17). В этом случае $VT1$ и $VT3 \rightarrow \beta_1$, а $VT2$ и $VT4 \rightarrow \beta_2$.

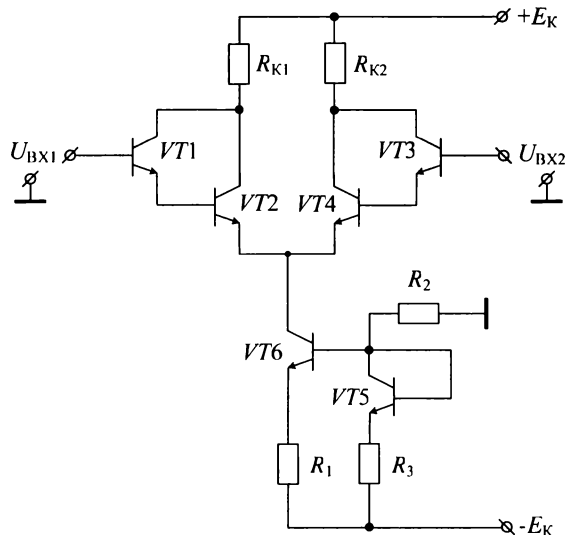


Рис. 6.17. ДК на основе схемы Дарлингтона

Входное сопротивление ДК определяется по формуле:

$$R_{BX} = \frac{4\varphi_1(1 + \beta_1\beta_2)}{I_0} \approx \frac{4\varphi_1\beta_1\beta_2}{I_0}. \quad (6.30)$$

Применение схемы Дарлингтона или составных транзисторов на входе ДК увеличивает сопротивление $R_{BXД}$ в β_1 раз.

$$K_{ПФ} = \frac{\beta(R_K \parallel 1/2R_{П1})}{R_{Г} + R_{BX}} = \frac{\beta_1\beta_2(R_K \parallel 1/2R_{П1})}{R_{Г} + r_{Б} + (1 + \beta_1\beta_2)r_{Г}} = \frac{\beta_1\beta_2(R_K \parallel 1/2R_{П1})}{r_{Г}\beta_1\beta_2}; \quad (6.31)$$

$$K_{ПФ} = \frac{R_K \parallel 1/2R_{П1}}{r_{Г}} \approx \frac{(R_K \parallel 1/2R_{П1})}{2\varphi_{Г}} I_0. \quad (6.32)$$

Вывод. Коэффициент $K_{ПФ}$ не изменяется при применении схемы Дарлингтона.

2. Применение полевых транзисторов для повышения $R_{BXДПФ}$ ДК.

Схема ДК на полевых транзисторах приведена на рис. 6.18.

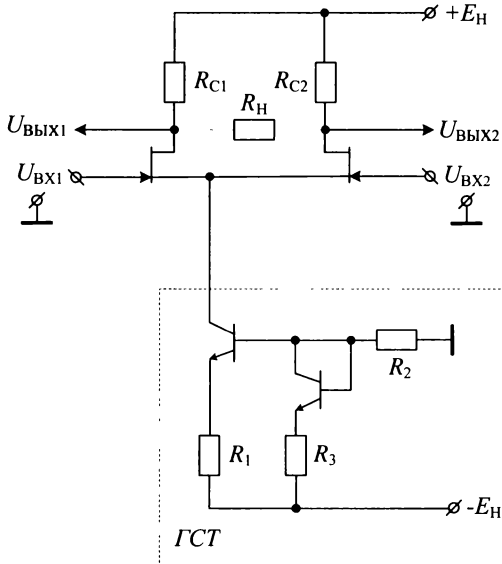


Рис. 6.18. ДК на основе полевых транзисторов

В качестве ГСТ используются биполярные транзисторы. ДК построен на n -канальных полевых транзисторах. Графическое обозначение и структура n -канального полевого транзистора приведены на рис. 6.19.

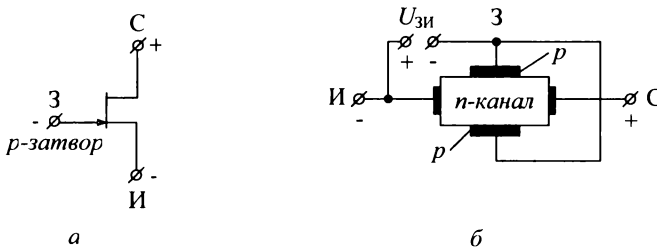


Рис. 6.19. n -канальный ПТ:

а – графическое обозначение; б – структура

p - n -переход в области исток-затвор (или канал-затвор) смещен в обратном направлении. Величина сопротивления $R_{ВХД} = \frac{\Delta U_{ВХ}}{\Delta I_{ВХ}}$ велика и составляет десятки мегаом. Работа выполняется на обратной ветви p - n -перехода, ток входной цепи очень мал.

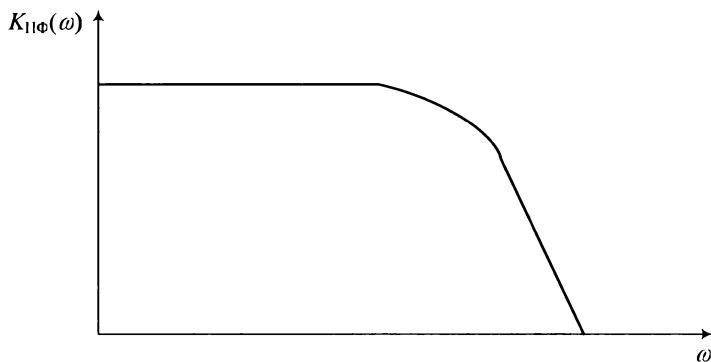


Рис. 6.20. Изменение коэффициента $K_{11\Phi}$ ДК

Достоинства. ДК усиливает сигнал в широкой полосе частот, начиная с нулевой частоты.

Недостатки. Нагрузка не всегда может быть включена дифференциально. Если сигнал снимается с одного «плеча», то необходимо ставить разделительные цепи, иначе сигнал на выходе будет иметь как дифференциальную составляющую, так и постоянную составляющую.

ГЛАВА 7. ОПЕРАЦИОННЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

7.1. НАЗНАЧЕНИЕ И ОБОЗНАЧЕНИЕ ОУ НА СХЕМАХ

Операционный усилитель (ОУ) представляет собой многокаскадный усилитель постоянного тока (УПТ) с дифференциальным входом, обладающий большим коэффициентом усиления, высоким входным и малым выходным сопротивлениями.

ОУ выполняется в виде интегральной микросхемы и является одним из основных элементов аналоговой схемотехники, на основе которого можно создавать самые разнообразные электронные устройства: усилители, генераторы, сумматоры, интеграторы, дифференциаторы, активные фильтры и др. Реализация различных устройств на базе ОУ значительно проще, чем на отдельных транзисторах.

ОУ имеют один выход и два входа: инвертирующий и неинвертирующий. В большинстве случаев сигнал подается на один из входов, а второй вход соединяется с нулевым проводом. При этом если сигнал подается на инвертирующий вход, то помимо усиления осуществляется его инвертирование (изменение знака). Питание ОУ обычно осуществляется двухполярным (биполярным) напряжением, которое подводится к соответствующим выводам $+E_K$ и $-E_K$. Кроме того, ОУ может иметь выводы для подключения цепей частотной коррекции и выводы для подключения элементов начальной балансировки (установки нуля на выходе при нулевом входном сигнале).

Графические обозначения ОУ на принципиальных и функциональных схемах показаны на рис. 7.1.

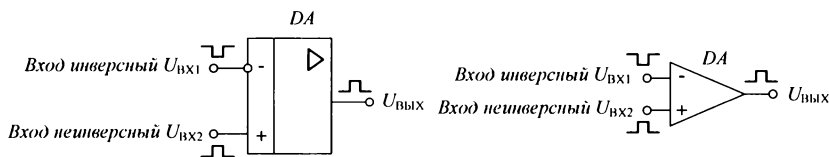


Рис. 7.1. Стандартные графические обозначения ОУ на схемах

Простейшая схема ОУ имеет три каскада. На практике для корректировки выходного сигнала дополнительно к данной схеме используют эмиттерный повторитель (выходной каскад). Схема ОУ с эмиттерным повторителем приведена на рис. 7.2.

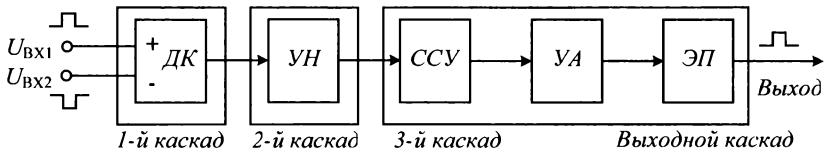


Рис. 7.2. Простейшая схема ОУ:

ДК - дифференциальный каскад; УН - усилитель напряжения;

ССУ - схема сдвига уровня или схема приведения сигнала ко входу УА;

УА - усилитель амплитуды (большого сигнала); ЭП - эмиттерный повторитель

7.2. ПРИНЦИПИАЛЬНАЯ СХЕМА ОУ

Обобщенная принципиальная схема ОУ приведена на рис. 7.3.

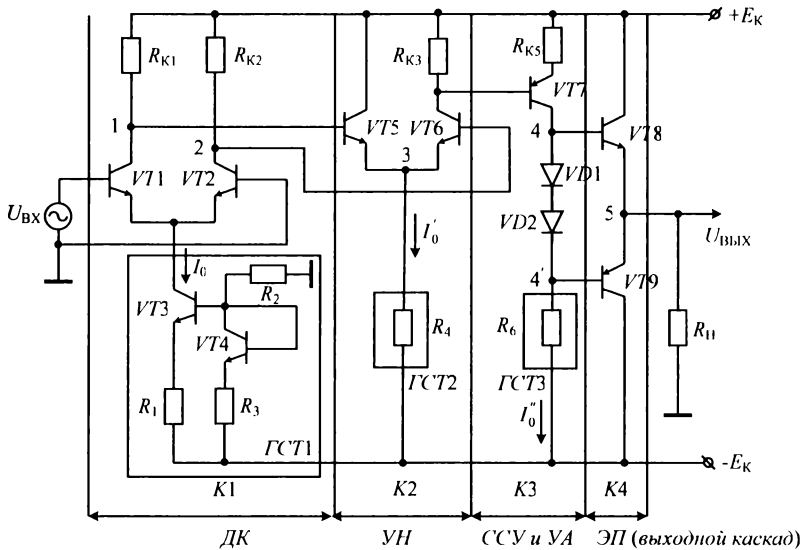


Рис. 7.3. Принципиальная схема ОУ

Коэффициент усиления ОУ определяется по следующим соотношениям:

$$K_{OU} = K_1 K_2 K_3 K_4 \quad (7.1)$$

или
$$K_{OU} = K_{DK} K_{UN} K_{ССУ \text{ и } УА} K_{ЭП}. \quad (7.2)$$

Входной каскад ОУ – это ДК с величиной тока в микроамперы. Ток I_0 ГСТ1 составляет величину номиналом микроамперы, входное сопротивление R_{BX} велико, коэффициент усиления ДК $K_1 = K_{DK}$ имеет малое значение.

Для ДК можно записать:

$$U_{\text{БАЛ}} = E_{\text{К}} - \frac{I_0}{2} R_{\text{К}}. \quad (7.3)$$

Выходные напряжения ДК $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$ привязаны к потенциалу $E_{\text{К}}$.

Диаграмма выходных напряжений ДК показана на рис. 7.4.

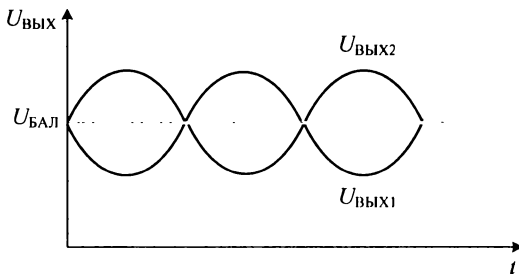


Рис. 7.4. Диаграмма выходных напряжений ДК

Коэффициент усиления полезного сигнала ДК определяется выражением:

$$K_{\text{ПФ}} = K_1 = \frac{R_{\text{К}} \parallel 1/2R_{\text{Н1}}}{2\varphi_{\Gamma}} I_0, \quad (7.4)$$

где $R_{\text{Н}} = R_{\text{ВХ ДК2}}$.

То есть, благодаря большому сопротивлению $R_{\text{ВХ}}$, имеем малый коэффициент K_1 .

Для усиления сигнала в структуру ОУ последовательно включен усилитель напряжения на втором несимметричном дифференциальном каскаде. В качестве ГСТ2 используется резистор R_4 , который задает ток I'_0 .

С выхода усилителя напряжения ДК2 снимается выходное напряжение:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_{\text{ВЫХ2}} = U_{\text{ВЫХ БАЛ ДК2}} = E_{\text{К}} - \frac{I'_0}{2} R_{\text{К3}}. \quad (7.5)$$

Коэффициент усиления полезного сигнала УН определяется по соотношению:

$$K_{\text{ПФ ДК2}} = \frac{I'_0 R_{\text{К3}}}{2\varphi_{\Gamma}}. \quad (7.6)$$

Диаграмма выходного напряжения ДК2 приведена на рис. 7.5.

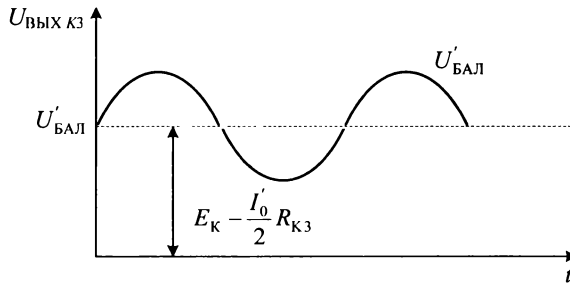


Рис. 7.5. Диаграмма выходного напряжения ДК2

Для того чтобы переместить сигнал из положительного уровня $U'_{БАЛ}$ на нулевой уровень, необходима схема сдвига уровня (ССУ). Данная схема показана на рис. 7.6.

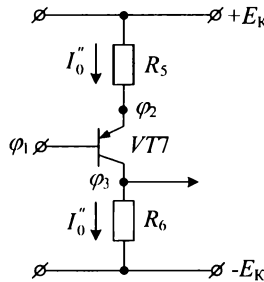


Рис. 7.6. ССУ выходного сигнала ДК2

По данной схеме можно записать уравнения:

$$\varphi_1 = E_K - \frac{I'_0}{2} R_{КЗ};$$

$$\varphi_2 = \varphi_1 + U_{БЭ1Т7} = \varphi_1 + 0,7 \text{ В.}$$

Для того чтобы выходной (переменный) сигнал проходил по нулевому уровню, необходимо, чтобы потенциал $\varphi_3 = 0$. Для этого задаем ток $I''_0 = I_{К1Т7}$.

С одной стороны:

$$I''_0 = \frac{E_K - \varphi_2}{R_5},$$

а с другой:

$$I''_0 = \frac{\varphi_3 - (-E_K)}{R_6}.$$

С учетом того, что необходимо, чтобы потенциал $\varphi_3 = 0$:

$$I_0'' = \frac{E_K}{R_6}.$$

Соответственно для данной схемы должно выполняться условие:

$$2E_K = U_{КЭ} + I_0''(R_5 + R_6). \quad (7.7)$$

Коэффициент усиления ССУ K_3 определяется по соотношению:

$$K_3 = \frac{R_6}{R_5}. \quad (7.8)$$

В качестве ССУ может применяться эмиттерный повторитель (ЭП), где сдвиг уровня осуществляется при помощи деления напряжения (рис. 7.7).

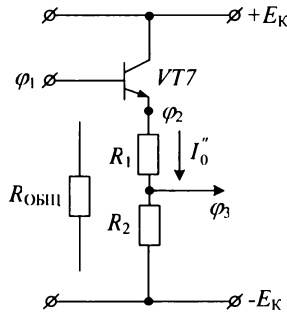


Рис. 7.7. ССУ в виде эмиттерного повторителя

По данной схеме можно записать соотношения:

$$\varphi_1 = E_K - \frac{I_0''}{2} R_{КЭ};$$

$$\varphi_2 = \varphi_1 - U_{БЭVT} = \varphi_1 - 0,7 \text{ В}.$$

Для того чтобы выходной (переменный) сигнал проходил по нулевому уровню, необходимо, чтобы потенциал $\varphi_3 = 0$. Для этого задаем ток $I_0'' = I_{КVT7}$.

$$I_0'' = \frac{\varphi_2 - (-E_K)}{R_1 + R_2} = \frac{\varphi_2 + E_K}{\underbrace{R_1 + R_2}_{R_{\text{Общ}}}},$$

С одной стороны:

а с другой:

$$I_0'' = \frac{E_K}{R_2}.$$

Общее сопротивление в области эмиттера равно:

$$R_{\text{Общ}} = R_1 + R_2.$$

7.3. ВЫХОДНОЙ КАСКАД ОУ

Наиболее распространенными выходными каскадами ОУ являются эмиттерные повторители (ЭП), а именно, двухтактные ЭП на основе комплементарной пары $p-n-p$ - и $n-p-n$ -транзисторов, работающих в классе B и имеющих одинаковые характеристики.

Простейший выходной каскад ОУ показан на рис. 7.8.

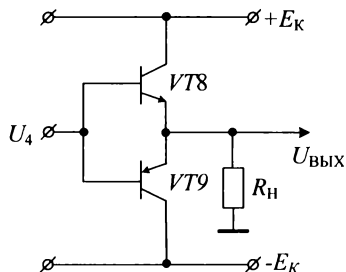


Рис. 7.8. Простейший выходной каскад ОУ

Входной сигнал U_4 за счет ССУ поступает на нулевом уровне. Однако такой каскад имеет большие нелинейные искажения типа «ступенька» (рис. 7.9). Они обусловлены нелинейностью перехода эмиттер-база.

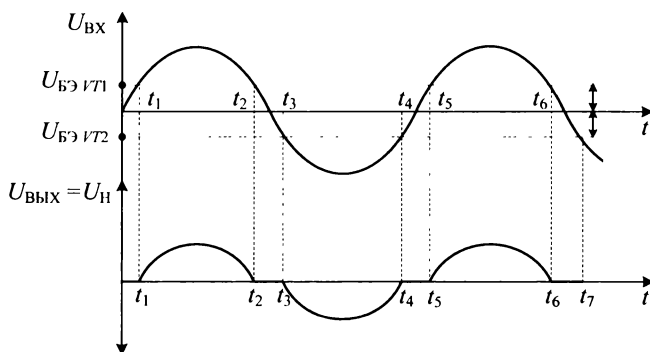


Рис. 7.9. Нелинейные искажения входного сигнала ОУ

На ВАХ можно выделить линейный и нелинейный участки входного сигнала (рис. 7.10). Если $U_{вх} > E_{пр}$, то период входного сигнала открыт. Если $U_{вх} < E_{пр}$, то период входного сигнала закрыт. То есть в моменты времени $(t_2 - t_3)$ и $(t_4 - t_5)$ закрыты оба транзистора.

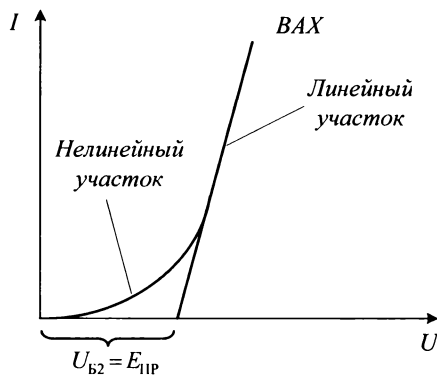


Рис. 7.10. ВАХ входного сигнала

Для устранения искажений типа «ступенька» в схему выходного каскада ОУ включены диоды $VD1$ и $VD2$ (рис. 7.11).

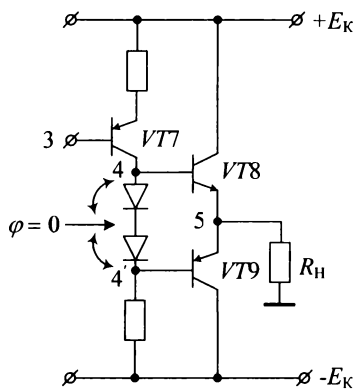


Рис. 7.11. Выходной каскад ОУ с диодами

При этом выделяют устойчивые и неустойчивые зоны (рис. 7.12).

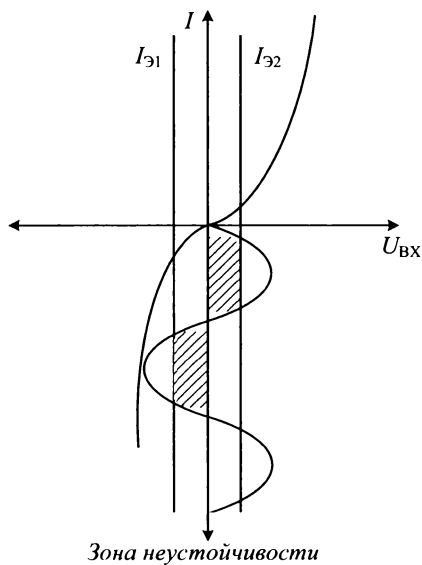


Рис. 7.12. Зона неустойчивости входного сигнала

Переходные (выходные) характеристики ОУ показаны на рис. 7.13.

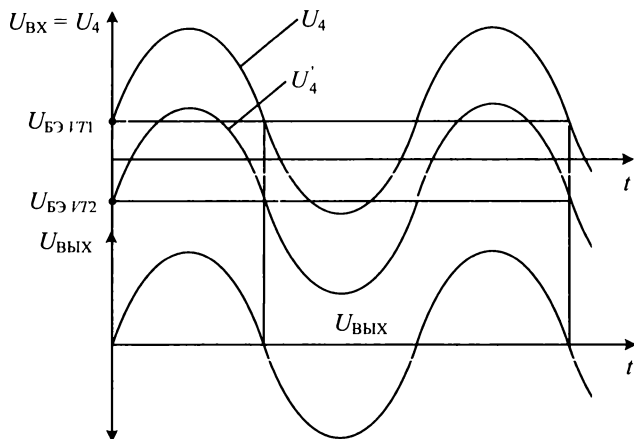


Рис. 7.13. Переходные характеристики ОУ

7.4. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ОУ

Выделяют следующие основные параметры ОУ.

- K_U – коэффициент усиления по напряжению; $K_U = 10^3 \dots 10^5$.

- U_{CM} , мВ – напряжение смещения нуля на выходе усилителя;
 $U_{CM} = 1 \dots 20$ мВ.

- U_{CM} , мкВ/С° – температурный дрейф напряжения смещения нуля ОУ;
 $U_{CM} = 1 \dots 50$, мкВ/С°.

- $I_{ВХ}$, мА – входной ток ОУ.

- $R_{ВХ}$, Ом – входное сопротивление ОУ.

- $K_{ООС}$, дБ – коэффициент ослабления синфазного сигнала;
 $K_{ООС} = 50 \dots 70$, дБ.

- f_1 , МГц – полоса единичного усиления; $f_1 = 1 \dots 15$, МГц. f_1 – частота, на которой коэффициент усиления ОУ равен 1 (рис. 7.14).

- $V_{U \text{ вых}}$, В/мкс – скорость нарастания выходного напряжения;
 $V_{U \text{ вых}} = 1 \dots 15$, В/мкс.

- $R_{ВЫХ}$, Ом – выходное сопротивление; $R_{ВЫХ} \approx 200$ Ом.

- $I_{ПОТ}$ – ток потребления.

- $+E_K$; $-E_K$ – напряжение источника питания.

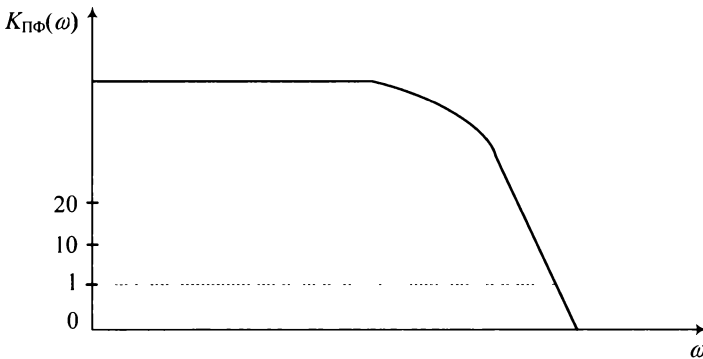


Рис. 7.14. Полоса единичного усиления

7.5. ПРИМЕНЕНИЕ ОУ В ЛИНЕЙНОМ РЕЖИМЕ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ (РЕШАЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ)

ОУ может применяться как ДУ без обратных связей. ОУ обладает большим коэффициентом усиления по напряжению K_U , поэтому его трудно контролировать. На практике ОУ, как правило, применяются с обратными связями (ОС).

Общая схема ОУ с ОС показана на рис. 7.15.

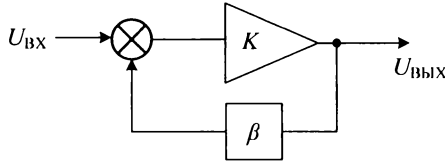


Рис. 7.15. Простейшая схема ОУ с обратной связью

Коэффициент усиления ОУ с ООС определяется соотношением:

$$K_{\text{ООС}}(\omega) = \frac{K(\omega)}{1 + \beta K(\omega)} = \frac{K(\omega) / \beta K(\omega)}{1 / \beta K(\omega) + \beta K(\omega) / \beta K(\omega)} = \frac{1}{\beta} \frac{1}{1 + \frac{1}{\beta K(\omega)}} \approx \frac{1}{\beta}, \quad (7.9)$$

при $\beta K(\omega) \gg 1$ и $K(\omega) \gg 1$.

$$K_{\text{ООС}} = \frac{1}{\beta}. \quad (7.10)$$

Если усилитель охвачен глубокой ООС, то коэффициент передачи усилителя с ООС определяется только коэффициентом передачи цепи обратной связи и не зависит от коэффициента передачи самого усилителя.

7.6. ИДЕАЛЬНЫЙ ОУ

Графическое обозначение идеального ОУ на схемах электрических принципиальных показано на рис. 7.16.

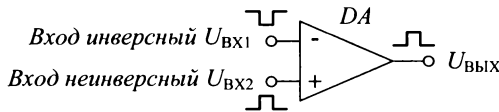


Рис. 7.16. Графическое обозначение идеального ОУ на схемах

Схема включения идеального ОУ приведена на рис. 7.17.

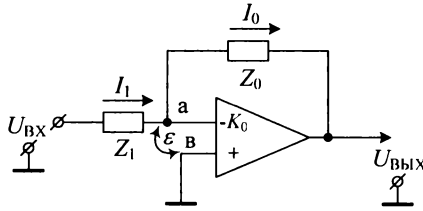


Рис. 7.17. Схема включения идеального ОУ

Для данной схемы $K(\omega) = K_0 \rightarrow \infty$; $Z_{ВХ} \rightarrow \infty$ и $I_{ВХ} \rightarrow 0$. ОУ охвачен ООС по напряжению, параллельной. Это равносильно схеме включения, показанной на рис. 7.18.

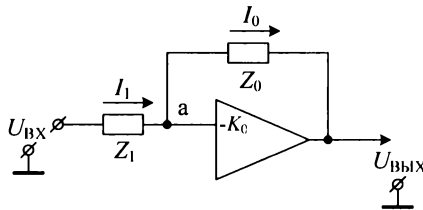


Рис. 7.18. Идеальный ОУ с ООС

Разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами обозначается ε и определяется выражением:

$$\varepsilon = \varphi_a - \varphi_b. \quad (7.11)$$

Выходной сигнал $U_{ВЫХ}$ ОУ можно найти из соотношения:

$$U_{ВЫХ} = -K_0 \varepsilon. \quad (7.12)$$

Тогда из выражения (7.12) следует:

$$\varepsilon = -\frac{U_{ВЫХ}}{K_0}. \quad (7.13)$$

Для идеального усилителя напряжения коэффициент усиления $K_0 \rightarrow \infty$, а это означает, что разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами будет $\varepsilon \rightarrow 0$.

Тогда выражение (7.11) примет следующий вид:

$$\varphi_a = \varphi_b. \quad (7.14)$$

Выводы.

• Разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами равна «0».

• Так как неинвертирующий вход подключен к шине «общая», т. е. к нулевому потенциалу схемы, то на инвертирующем входе также будет нулевой потенциал $\varphi_a = \varepsilon + \varphi_v = 0 + 0 = 0$. Поэтому говорят: “На инвертирующем входе ОУ «виртуальная» или «кажущая» земля”.

Определим коэффициент передачи идеального ОУ.

Для схемы на рис. 7.17 можно записать:

$$i_1 = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}} - \dot{\varphi}_a}{\dot{Z}_1} = \frac{\dot{U}_{\text{ВХ}}}{\dot{Z}_1}; \quad (7.15)$$

$$i_0 = \frac{\dot{\varphi}_a - \dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_0} = -\frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_0}; \quad (7.16)$$

Так как входной ток $i_{\text{ВХ}} = 0$, то по I закону Кирхгофа $i_1 = i_0$.

С учетом этого и выражений (7.15) и (7.16) можно записать:

$$\frac{\dot{U}_{\text{ВХ}}}{\dot{Z}_1} = -\frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{Z}_0}. \quad (7.17)$$

По определению

$$K_{\text{ОС}} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = -\frac{\dot{Z}_0}{\dot{Z}_1} \quad (7.18)$$

или

$$K_{\text{ОС}} = -\frac{\dot{Z}_0}{\dot{Z}_1} = -\frac{1}{\dot{Z}_1 / \dot{Z}_0}. \quad (7.19)$$

Коэффициент передачи цепи обратной связи β будет равен

$$\beta = -\frac{Z_1}{Z_0}. \quad (7.20)$$

Это означает, что коэффициент передачи определяется цепью обратной связи и не зависит от коэффициента передачи усилителя K_0 .

Входное сопротивление ОУ можно найти по следующему выражению:

$$R_{\text{ВХОС}} = \frac{U_{\text{ВХ}} - \varphi_a}{I_1} = Z_1. \quad (7.21)$$

Рассмотрим частные случаи ОУ.

7.7. ИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ НАПЯЖЕНИЯ

Схема инвертирующего усилителя напряжения приведена на рис. 7.19.

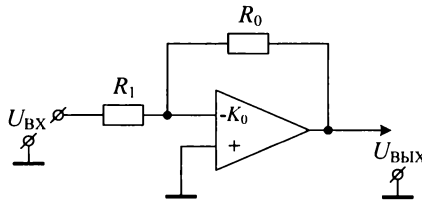


Рис. 7.19. Инвертирующий усилитель напряжения

Для данной схемы можно записать:

$$Z_1 = R_1 \text{ и } Z_0 = R_0.$$

$$K_{OC} = -\frac{Z_0}{Z_1} = -\frac{R_0}{R_1}. \quad (7.22)$$

С учетом выражения (7.22) определим $U_{ВЫХ}$:

$$U_{ВЫХ} = -K_{OC} U_{ВХ} = -\frac{R_0}{R_1} U_{ВХ}. \quad (7.23)$$

Вывод. Представленная схема реализует функцию инвертирования входного сигнала.

Пример. Если даны сопротивления $R_1 = 1$ кОм и $R_0 = 5$ кОм, а также известен входной сигнал $U_{ВХ} = 1$ В, то можно определить значение выходного напряжения:

$$K_{OC} = -5 / 1 = -5; U_{ВЫХ} = -(5 / 1) 1В = -5 В.$$

7.8. СХЕМА ДИФФЕРЕНЦИРОВАНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА

Схема дифференцирования входного сигнала приведена на рис. 7.20.

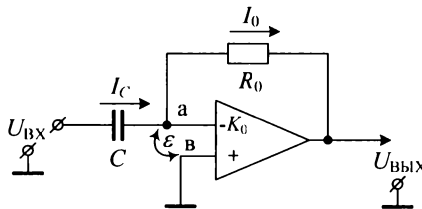


Рис. 7.20. Дифференцирующий усилитель

Для данной схемы можно записать:

$Z_0 = R_0$ и $Z_1 = 1/pC$, т. е. Z_1 – конденсатор, p – оператор Лапласа.

Коэффициент передачи усилителя с ОС определяется выражением:

$$K_{OC}(p) = -\frac{R_0}{1/pC} = -R_0 pC. \quad (7.24)$$

Представим выходное напряжение ОУ в операторной форме:

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) = -R_0 C p U_{\text{ВХ}}(p). \quad (7.25)$$

Сделаем обратное преобразование Лапласа, чтобы перейти к временной форме сигналов.

$$U_{\text{ВЫХ}}(p) \rightarrow U_{\text{ВЫХ}}(t); \quad \text{в общем виде:} \quad U(t) \rightarrow L[U(t)] = U(p)$$

$$\text{или } U_{\text{ВЫХ}}(t) \leftarrow U_{\text{ВЫХ}}(p); \quad \text{в общем виде:} \quad \frac{dU(t)}{dt} \rightarrow L\left[\frac{dU(t)}{dt}\right] = pU(p)$$

$$\text{или } L[U_{\text{ВЫХ}}(t)] = U_{\text{ВЫХ}}(p); \quad \text{в общем виде:} \quad \int U(t)dt \rightarrow L\left[\int U(t)dt\right] = \frac{U(p)}{p}$$

Соответственно для входного сигнала $U_{\text{ВХ}}(p)$ можно записать:

$$U_{\text{ВХ}}(p) \rightarrow U_{\text{ВХ}}(t) \quad \text{или} \quad L[U_{\text{ВХ}}(t)] = U_{\text{ВХ}}(p).$$

Из теории операционного исчисления известно, что изображению $f(p)$ соответствует оригинал $f(t)$: $f(p) \rightarrow f(t)$.

Также известно, что

$$p f(p) \rightarrow f'(t) = \frac{df(t)}{dt}.$$

Тогда для входного напряжения ОУ можно записать:

$$p U_{\text{ВХ}}(p) \rightarrow U'_{\text{ВХ}}(t) = \frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt}. \quad (7.26)$$

С учетом выражения (7.26), выражение (7.25) для выходного напряжения ОУ примет вид:

$$\begin{aligned} \underbrace{U_{\text{ВЫХ}}(p)}_{\downarrow} &= - \underbrace{R_0 C}_{\text{константа}} \underbrace{p U_{\text{ВХ}}(p)}_{\downarrow} \\ U_{\text{ВЫХ}}(t) &= -R_0 C \frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt} \end{aligned} \quad (7.27)$$

Вывод. Данная схема реализует функцию дифференцирования входного сигнала.

Рассмотрим схему во временной области.

Ток во входной цепи определяется выражением:

$$I_C = C \frac{dU_C(t)}{dt}, \quad \text{т. к. потенциалы } \varphi_a = \varphi_e = 0, \quad \text{при } \varepsilon = 0.$$

Тогда очевидно:

$$U_C(t) = U_{\text{ВХ}}(t).$$

Ток в цепи обратной связи I_0 можно определить следующим образом:

$$I_0 = \frac{\varphi_a - U_{\text{ВЫХ}}(t)}{R_0} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{R_0}.$$

С учетом того, что ток $I_{\text{ВХ}} = 0$, тогда $I_C = I_0$:

$$C \frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}(t)}{R_0}.$$

В итоге получим выражение для выходного напряжения ОУ во временной области:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -R_0 C \frac{dU_{\text{ВХ}}(t)}{dt}.$$

7.9. СХЕМА ИНТЕГРИРОВАНИЯ ВХОДНОГО СИГНАЛА (ИНТЕГРИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ)

Схема интегрирования входного сигнала приведена на рис. 7.21.

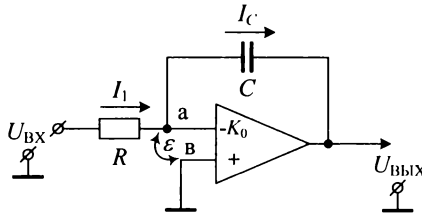


Рис. 7.21. Интегрирующий усилитель

Для данной схемы можно записать: $Z_0 = 1/pC$ и $Z_1 = R$, т. е. Z_0 – конденсатор, где p – оператор Лапласа.

Коэффициент передачи усилителя с ОС определяется выражением:

$$K_{\text{ОС}}(p) = -\frac{Z_0}{Z_1} = -\frac{1/pC}{R} = -\frac{1}{RCp}. \quad (7.28)$$

Из теории операционного исчисления известно:

$$f(p) \rightarrow f(t)$$

$$\frac{f(p)}{p} \rightarrow \int f(t) dt.$$

В операторной форме представим выходное напряжение ОУ и перейдем во временную область:

$$\underbrace{U_{\text{ВЫХ}}(p)}_{\text{изобраз}} = - \underbrace{\frac{1}{RC}}_{\text{константа}} \underbrace{U_{\text{ВХ}}(p)}_{\text{изобраз}}$$

$$\downarrow \qquad \qquad \qquad \downarrow$$

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt \quad (7.29)$$

Вывод. Данная схема реализует операцию интегрирования входного сигнала.

Рассмотрим схему во временной области.

Ток в цепи обратной связи ОУ определяется выражением:

$$I_C = C \frac{dU_C(t)}{dt}, \text{ т. к. потенциалы } \varphi_a = \varphi_n = 0, \text{ при } \varepsilon = 0.$$

Очевидно:

$$U_C(t) = \varphi_a - U_{\text{ВЫХ}}(t) = -U_{\text{ВЫХ}}(t).$$

Тогда можно записать:

$$I_C = -C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt}.$$

Ток во входной цепи ОУ I_1 можно определить следующим образом:

$$I_1 = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R}.$$

С учетом того, что ток $I_{\text{ВХ}} = 0$, тогда $I_1 = I_C$.

$$\frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = -C \frac{dU_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt}.$$

Представим выражение для выходного напряжения ОУ в следующем виде:

$$\frac{dU_{\text{ВЫХ}}(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} U_{\text{ВХ}}(t)$$

и возьмем интеграл от обеих частей уравнения:

$$\int dU_{\text{ВЫХ}}(t) = -\int \frac{1}{RC} U_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

В итоге получим выражение для выходного напряжения ОУ во временной области:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

Для того, чтобы реализовать функцию интегрирования на практике необходимо перейти к определенному интегралу:

$$U_{\text{ВЫХ}}(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{ВХ}}(t) dt.$$

На практике используют следующую схему интегрирования входного сигнала (рис. 7.22).

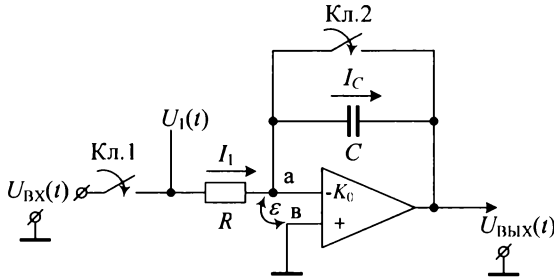


Рис. 7.22. Практическая схема интегрирующего усилителя

В данной схеме в исходном состоянии ключ 2 замкнут, а ключ 1 – разомкнут. Поэтому в исходном состоянии выходное напряжение ОУ $U_{\text{ВЫХ}} = 0$, а сопротивление $R_{\text{КЛ}} = Z_0 = 0$.

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{Z_0}{R} U_{\text{ВХ}} = 0.$$

Временные диаграммы работы данной схемы показаны на рис. 7.23.

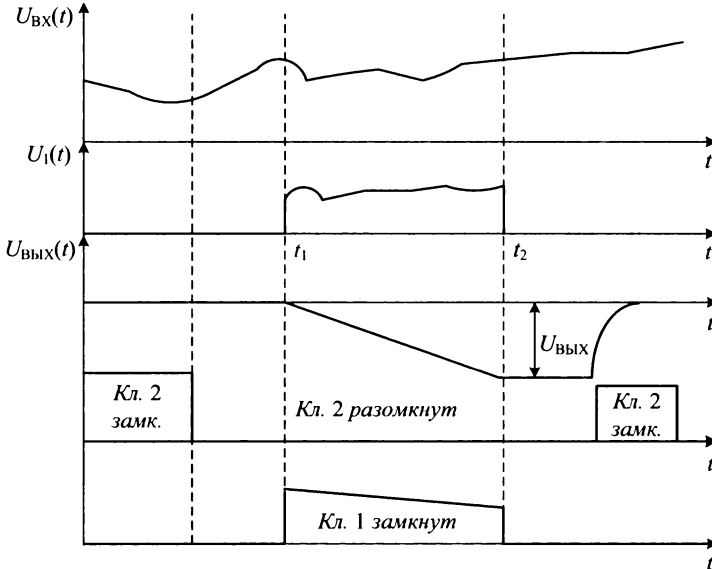


Рис. 7.23. Временные диаграммы работы схемы интегрирующего усилителя

Также на практике часто используют схему (рис. 7.24), когда на вход ОУ устанавливают источник опорного напряжения (ИОН).

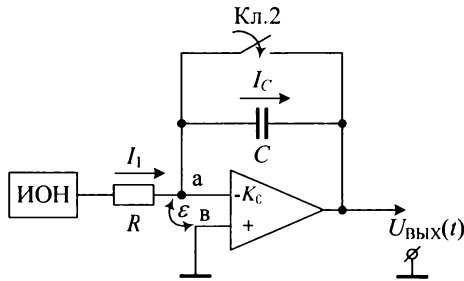


Рис. 7.24. Практическая схема интегрирующего усилителя с ИОН

Временные диаграммы работы схемы с ИОН показаны на рис. 7.25.

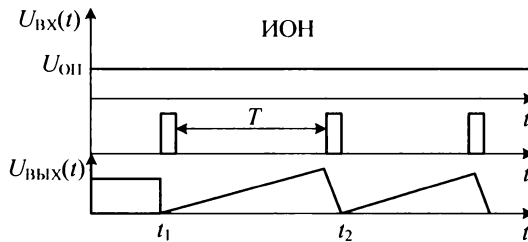


Рис. 7.25. Временные диаграммы схемы интегрирующего усилителя с ИОН

В этом случае расчет выходного напряжения ОУ выполняется по следующему выражению:

$$U_0(t) = -\frac{1}{RC} U_0 t \Big|_{t_1}^{t_2} = -\frac{1}{RC} T U_0.$$

7.10. СУММАТОР НАПРЯЖЕНИЙ НА ОУ

Схема сумматора напряжений на ОУ приведена на рис. 7.26.

Для данной схемы можно записать:

$$\varphi_a = \varphi_{\sigma} = 0, \text{ так как } \varepsilon = \varphi_a - \varphi_{\sigma} = 0.$$

Тогда выражения для входных токов будут иметь вид:

$$I_1 = \frac{U_1}{R_1}; I_2 = \frac{U_2}{R_2}; \dots I_i = \frac{U_i}{R_i}; \dots I_n = \frac{U_n}{R_n}.$$

Ток в цепи обратной связи I_0 ОУ определяется выражением:

$$I_0 = \frac{\varepsilon - U_{\text{ВЫХ}}}{R_0} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_0}.$$

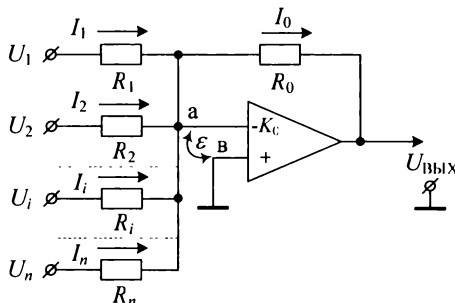


Рис. 7.26. Сумматор напряжений на ОУ

По I закону Кирхгофа известно, что

$$\sum_{i=1}^n I_i = I_0.$$

Учитывая это, свяжем выражения для входных токов с выражением для тока в цепи обратной связи:

$$-\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_0} = \left[\frac{U_1}{R_1} + \frac{U_2}{R_2} + \dots + \frac{U_i}{R_i} + \dots + \frac{U_n}{R_n} \right].$$

Получим выражение для выходного напряжения сумматора на ОУ:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left[U_1 \frac{R_0}{R_1} + U_2 \frac{R_0}{R_2} + \dots + U_i \frac{R_0}{R_i} + \dots + U_n \frac{R_0}{R_n} \right]. \quad (7.30)$$

Отношение сопротивлений $\frac{R_0}{R_i} = K_i$ называют коэффициентом передачи по

i -входу. Учитывая это соотношение, выражение (7.30) можно записать в следующем виде:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\sum_{i=1}^n U_i K_i. \quad (7.31)$$

Если входные сопротивления сумматора равны между собой $R_1 = R_2 = \dots = R_i = \dots = R_n = R$, то будут равны и их коэффициенты передачи по каждому i -входу $K_1 = K_2 = \dots = K_i = \dots = K_n = K = \frac{R_0}{R}$. Тогда выражение (7.31) будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -K \sum_{i=1}^n U_i = -\frac{R_0}{R} \sum_{i=1}^n U_i. \quad (7.32)$$

Вывод. Данная схема выполняет операцию суммирования входных сигналов.

Пример. Определить выходное напряжение ОУ по схеме на рис. 7.27.

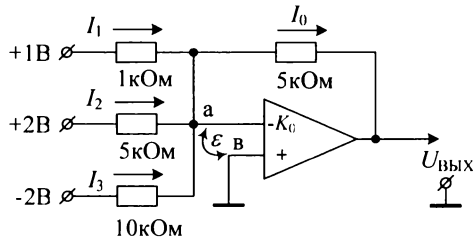


Рис. 7.27. Пример схемы сумматора напряжений на ОУ

При известных входных данных значение выходного напряжения на сумматоре имеет вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\left[1 \frac{5}{1} + 2 \frac{5}{5} - 2 \frac{5}{10}\right] = -[5 + 2 - 1] = -6 \text{ В}.$$

7.11. НЕИНВЕРТИРУЮЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ

Схема неинвертирующего усилителя напряжения приведена на рис. 7.28.

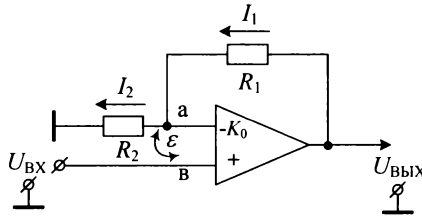


Рис. 7.28. Неинвертирующий усилитель напряжения

Для данной схемы можно записать:

$$\varepsilon = \varphi_a - \varphi_n \text{ и } \varphi_n = U_{ВХ}.$$

Схема представляет собой последовательную ООС по напряжению.

Выходной сигнал $U_{ВЫХ}$ ОУ можно найти из соотношения:

$$U_{ВЫХ} = -K_0 \varepsilon. \quad (7.33)$$

Тогда из выражения (7.33) следует:

$$\varepsilon = -\frac{U_{ВЫХ}}{K_0}. \quad (7.34)$$

Для идеального усилителя напряжения коэффициент усиления $K_0 \rightarrow \infty$, а это означает, что разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами будет $\varepsilon \rightarrow 0$.

С учетом этого можно записать:

$$\varphi_a = \varphi_n. \quad (7.35)$$

Это означает, что

$$\varphi_a = \varphi_n = U_{ВХ}, \quad (7.36)$$

то есть в точке «а» не виртуальная земля. Тогда для точки «а» значения токов I_1 и I_2 равны $I_1 = I_2$.

Определим токи I_1 и I_2 через потенциал φ_a :

$$I_1 = \frac{U_{ВЫХ} - \varphi_a}{R_1};$$

$$I_2 = \frac{\varphi_a - 0}{R_2} = \frac{\varphi_a}{R_2}.$$

Учитывая, что токи I_1 и I_2 равны, а также $\varphi_a = U_{ВХ}$, запишем соотношение для выходного напряжения неинвертирующего усилителя.

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}} - \varphi_a}{R_1} = \frac{\varphi_a}{R_2}$$

или $\frac{U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}}{R_1} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_2}$.

Перепишем последнее выражение в следующем виде:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_1} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_2} + \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}.$$

В итоге получим выражение для выходного напряжения неинвертирующего усилителя:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} R_1 \left(\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_1} \right) = U_{\text{ВХ}} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (7.37)$$

Коэффициент передачи $K_{\text{ОС}}$ неинвертирующего усилителя напряжения с ОС можно найти по выражению:

$$K_{\text{ОС}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = \frac{R_1 + R_2}{R_2}. \quad (7.38)$$

Очевидно, что коэффициент передачи усилителя $K_{\text{ОС}} \geq 1$.

Вывод. Усилитель напряжения неинвертирующий и коэффициент усиления $K_{\text{ОС}}$ всегда ≥ 1 .

Положим в схеме на рис. 7.28 сопротивление $R_2 \rightarrow \infty$. Тогда данную схему можно представить в виде рис. 7.29.

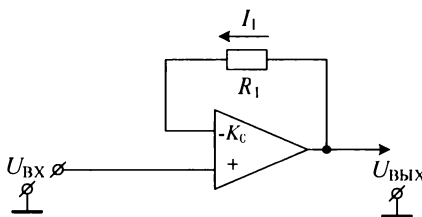


Рис. 7.29. Неинвертирующий усилитель напряжения при $R_2 \rightarrow \infty$

В этом случае коэффициент передачи $K_{\text{ОС}}$ неинвертирующего усилителя напряжения с ОС можно найти по выражению:

$$K_{\text{ОС}} = 1 + \frac{R_1}{R_2} = 1.$$

Так как $R_1 \ll R_{\text{ВХОУ}}$, то схема примет вид, показанный на рис. 7.30.

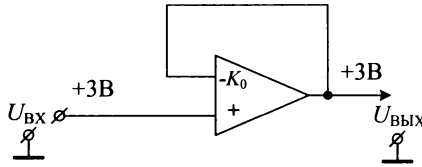


Рис. 7.30. Неинвертирующий усилитель напряжения при $R_2 \rightarrow \infty$ и $R_1 \ll R_{ВХОУ}$

Такая схема называется повторителем напряжения. В данной схеме сопротивления $Z_{ВХ} \rightarrow \infty$ (велико), а коэффициент передачи с ОС $K_{ОС} = 1$.

7.12. СХЕМА ВЫЧИТАНИЯ НАПРЯЖЕНИЙ

Схема вычитания напряжений на ОУ приведена на рис. 7.31.

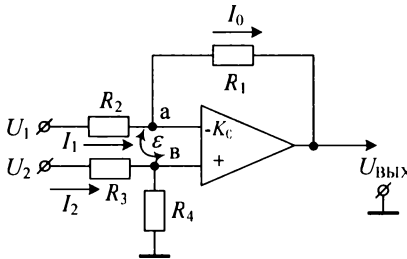


Рис. 7.31. Схема вычитания напряжений на ОУ

Для данной схемы можно записать:

$$\varepsilon = \varphi_a - \varphi_b$$

Выходной сигнал $U_{ВЫХ}$ ОУ можно найти из соотношения:

$$U_{ВЫХ} = -K_0 \varepsilon. \quad (7.39)$$

Тогда из выражения (7.39) следует:

$$\varepsilon = -\frac{U_{ВЫХ}}{K_0}. \quad (7.40)$$

Для идеального усилителя напряжения коэффициент усиления $K_0 \rightarrow \infty$, а это означает, что разность потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами будет $\varepsilon \rightarrow 0$.

С учетом этого можно записать:

$$\varphi_a = \varphi_b. \quad (7.41)$$

Сначала определим потенциал φ_b :

$$\varphi_a = I_2 R_4 = \frac{U_2}{R_3 + R_4} R_4 = \varphi_a. \quad (7.42)$$

Так как ток $I_{\text{ВХ}} = 0$, тогда $I_1 = I_0$.

Определим соотношения для токов I_1 и I_0 :

$$I_1 = \frac{U_1 - \varphi_a}{R_2};$$

$$I_0 = \frac{\varphi_a - U_{\text{ВЫХ}}}{R_1}$$

и запишем выражение с учетом их равенства:

$$\frac{U_1 - \varphi_a}{R_2} = \frac{\varphi_a - U_{\text{ВЫХ}}}{R_1}.$$

Выразим из последнего соотношения выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - \left[\frac{U_1 - \varphi_a}{R_2} R_1 - \varphi_a \right] = \varphi_a - \frac{U_1 - \varphi_a}{R_2} R_1 = \frac{U_2}{R_3 + R_4} R_4 + \frac{U_2 R_4}{(R_3 + R_4) R_2} R_1 - \frac{U_1 R_1}{R_2}$$

или

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_2 \left[\frac{R_4}{R_3 + R_4} + \frac{R_1 R_4}{(R_3 + R_4) R_2} \right] - U_1 \frac{R_1}{R_2} = U_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left[1 + \frac{R_1}{R_2} \right] - U_1 \frac{R_1}{R_2}. \quad (7.43)$$

Введем обозначение: $K_1 = \frac{R_1}{R_2}$ и $K_2 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$.

С учетом введенных обозначений выражение (7.43) можно переписать в следующем виде:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - [U_1 K_1 - U_2 K_2]. \quad (7.44)$$

Вывод. Данная схема выполняет операцию вычитания напряжений.

Если в исходной схеме на рис. 7.27 сопротивления $R_1 = R_2$, а $R_3 = R_4$, то выражение (7.44) будет иметь следующий вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = - [U_1 - U_2]. \quad (7.45)$$

Такую схему называют схемой вычитания сигналов или дифференциальной схемой с коэффициентом $K_{\text{ПФ}} = 1$.

Для того, чтобы реализовать дифференциальную схему с коэффициентом $K_{\text{ПФ}} = H$, запишем выражение для выходного напряжения:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -H [U_1 - U_2]. \quad (7.46)$$

Выражение (7.46) означает, что коэффициенты $K_1 = K_2 = H$.

Определим соотношения для сопротивлений R_1 и R_2 , а также R_3 и R_4 .

$$K_1 = \frac{R_1}{R_2} = H \rightarrow R_1 = H R_2. \quad (7.47)$$

$$K_2 = H = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = \frac{R_4}{R_3 + R_4} (1 + H) = H$$

или $R_4(1 + H) = (R_3 + R_4)H$

$$R_4 = H R_3. \quad (7.48)$$

Пример. Необходимо реализовать схему с $H = 100$ (рис. 7.32).

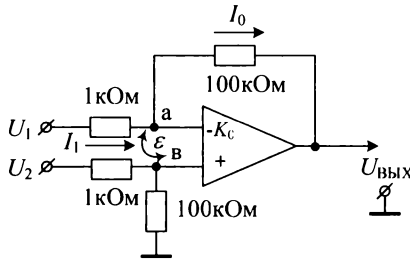


Рис. 7.32. Пример схемы вычитания напряжений с $H = 100$

С учетом известного коэффициента $H = 100$ выражение для выходного напряжения примет следующий вид:

$$U_{\text{ВЫХ}} = -100 (U_1 - U_2).$$

Недостатком данной схемы следует считать малое входное сопротивление $R_{\text{ВХ1}}$.

$$R_{\text{ВХ1}} = \frac{U_1 - \varphi_a}{I_1};$$

$$R_{\text{ВХ2}} = R_3 + R_4 = 1 + 100 = 101 \text{ кОм}.$$

Определим, чему равно сопротивление $R_{\text{ВХ1}}$.

$$\varphi_a = \frac{U_2}{R_3 + R_4} R_4;$$

$$I_1 = \frac{U_1 - \frac{U_2 R_4}{R_3 + R_4}}{R_2};$$

$$R_{\text{ВХ1}} = \frac{U_1 - \frac{U_2 R_4}{R_3 + R_4}}{\frac{U_1 - \frac{U_2 R_4}{R_3 + R_4}}{R_2}} \approx R_2 \text{ (мало)}.$$

Для устранения указанного недостатка на практике применяют схему с повторителями напряжений на входе (рис. 7.33).

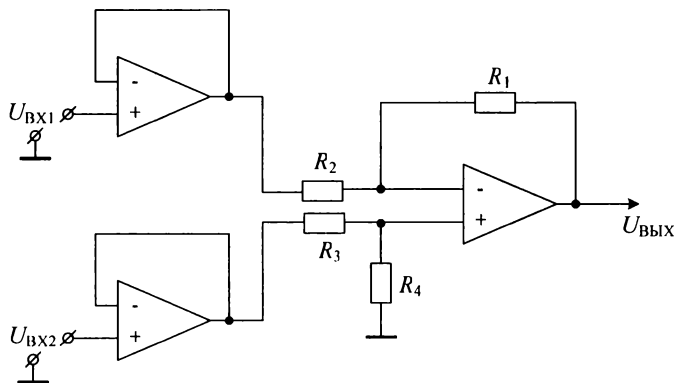


Рис. 7.33. Схема вычитания напряжений с повторителями на входе

При применении данной схемы входные сопротивления $R_{ВХ1}$ и $R_{ВХ2}$ велики, так как на входе стоят повторители напряжений ($R_{ВХ} = R_{ВХ0У} \rightarrow \infty$).

ГЛАВА 8. ФИЛЬТРЫ

8.1. КЛАССИФИКАЦИЯ И ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ФИЛЬТРОВ

Фильтром называют электрическую цепь, которая пропускает сигналы в определенной полосе частот и подавляет сигналы вне этой полосы.

По схемотехническому исполнению фильтры можно разделить на пассивные и активные.

Пассивными фильтрами называют фильтры, которые содержат только пассивные элементы: резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности.

Активными фильтрами называют фильтры, которые содержат кроме пассивных элементов также активные элементы: операционные усилители, транзисторы и т. д.

В зависимости от частотных характеристик фильтры подразделяются:

- на фильтры нижних частот (ФНЧ);
- фильтры верхних частот (ФВЧ);
- полосовые фильтры (ПФ);
- режекторные фильтры (РФ);
- резонансные (узкополосные) фильтры (УФ).

Основными характеристиками и параметрами фильтров являются:

- коэффициент передачи сигнала (передаточная характеристика);
- коэффициент передачи сигнала по амплитуде или амплитудно-частотная характеристика (АЧХ);
- коэффициент передачи фазы сигнала или фазочастотная характеристика (ФЧХ);
- порядок фильтра;
- переходная характеристика фильтра.

8.2. ПАССИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ

8.2.1. ФИЛЬТРЫ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Фильтром нижних частот (ФНЧ) называют фильтр, который пропускает сигналы в полосе частот от нуля герц до некоторой граничной частоты, называемой частотой среза фильтра.

Передаточная характеристика приведенного ФНЧ при $R_{II} = \infty$ определяется выражением:

$$K(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{1}{1 + pRC}. \quad (8.1)$$

Схема простейшего пассивного ФНЧ первого порядка приведена на рис. 8.1.

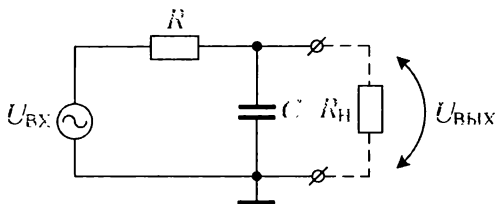


Рис. 8.1. Схема пассивного ФНЧ первого порядка

Положив $p = j\omega$, получим комплексный коэффициент передачи ФНЧ:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}. \quad (8.2)$$

В показательной форме комплексный коэффициент передачи имеет вид:

$$K(j\omega) = K(\omega) e^{i\varphi(\omega)},$$

где $K(\omega)$ представляет собой модуль комплексного коэффициента передачи и является АЧХ ФНЧ первого порядка, а $\varphi(\omega)$ – фазочастотная характеристика ФНЧ.

Тогда в соответствии с выражением (8.2) можно получить:

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + (\omega RC)^2}}; \quad (8.3)$$

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg}(\omega RC). \quad (8.4)$$

Частоту ω_c , на которой

$$K(\omega_c) = \frac{K(0)}{\sqrt{2}} = 0,707 K(0), \quad (8.5)$$

где $K(0)$ – модуль коэффициента передачи на нулевой частоте, называют *частотой среза ФНЧ*.

Решая выражения (8.3) и (8.5) совместно, и учитывая, что для ФНЧ $K(0) = 1$, получаем выражение, связывающее частоту среза фильтра с величинами его элементов:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad \text{или} \quad f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.6)$$

Тогда соотношения (8.3) и (8.4) с учетом выражения (8.6) принимают вид:

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}; \quad (8.7)$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}\left(\frac{\omega}{\omega_c}\right). \quad (8.8)$$

8.2.2. ФИЛЬТРЫ ВЕРХНИХ ЧАСТОТ

Фильтром верхних частот (ФВЧ) называют фильтр, который пропускает сигналы в полосе частот от ω_c до $\omega = \infty$. Схема простейшего пассивного ФВЧ первого порядка приведена на рис. 8.2.

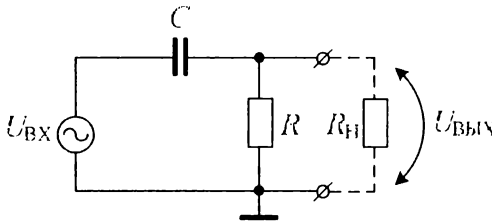


Рис. 8.2. Схема пассивного ФВЧ первого порядка

Передаточная характеристика приведенного ФВЧ при $R_{\text{Н}} = \infty$ определяется выражением:

$$K(p) = \frac{U_{\text{ВЫХ}}(p)}{U_{\text{ВХ}}(p)} = \frac{1}{1 + \frac{1}{pRC}}. \quad (8.9)$$

Положив $p = j\omega$, получим комплексный коэффициент передачи ФВЧ:

$$K(j\omega) = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega RC}}. \quad (8.10)$$

В соответствии с выражением (8.10) можно определить АЧХ и ФЧХ:

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\omega RC}\right)^2}}; \quad (8.11)$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left(\frac{1}{\omega RC}\right). \quad (8.12)$$

Частоту ω_c , на которой

$$K(\omega_c) = \frac{K(\infty)}{\sqrt{2}} = 0,707 K(\infty), \quad (8.13)$$

где $K(\infty)$ – модуль коэффициента передачи на частоте $\omega = \infty$, называют *частотой среза ФВЧ*.

Решая выражения (8.11) и (8.13) совместно, и учитывая, что для ФВЧ $K(\infty) = 1$, получаем выражение, связывающее частоту среза фильтра с величинами его элементов:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \text{ или } f_c = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (8.14)$$

С учетом соотношения (8.14) выражения, определяющие АЧХ и ФЧХ ФВЧ, принимают вид:

$$K(\omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}}; \quad (8.15)$$

$$\varphi(\omega) = \arctg\left(\frac{\omega_c}{\omega}\right). \quad (8.16)$$

8.2.3. РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ 2Т-ОБРАЗНОГО МОСТА

Режекторный (заграждающий) фильтр предназначен для подавления сигналов в определенной полосе частот. Схема режекторного фильтра на основе 2Т-образного моста приведена на рис. 8.3.

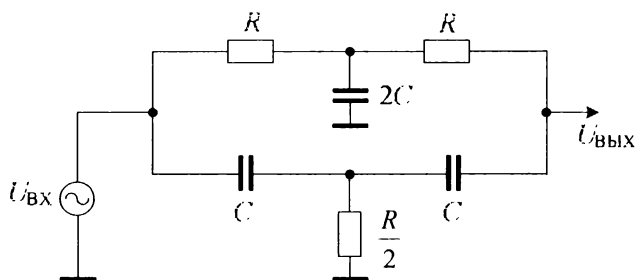


Рис. 8.3. Схема двойного Т-образного режекторного фильтра

Комплексный коэффициент передачи режекторного фильтра определяется следующим выражением:

$$K(j\Omega) = \frac{1 - \Omega^2}{1 + 4j\Omega - \Omega^2}, \quad (8.17)$$

где $\Omega = \omega RC$ называется *относительной частотой режекторного фильтра*.

Модуль комплексного коэффициента передачи и фазочастотная характеристика определяются по выражениям:

$$K(\Omega) = \sqrt{\frac{1}{1 + \left(\frac{16\Omega^2}{1 - \Omega^2}\right)^2}}; \quad (8.18)$$

$$\varphi(\Omega) = -\arctg\left(\frac{4\Omega}{\Omega^2 - 1}\right). \quad (8.19)$$

Из выражения (8.18) видно, что при $\Omega = 1$ модуль комплексного коэффициента передачи $K(\Omega) = 0$. Поэтому можно записать, что

$$\Omega_p = \Omega = 1 = \omega_p RC.$$

Частота $\omega_p = \frac{1}{RC}$ называется частотой режекции режекторного фильтра.

8.3. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

Основными недостатками пассивных фильтров являются следующие: низкая нагрузочная способность; коэффициент передачи в полосе пропускания меньше или равен единице; сложность реализации фильтров высоких порядков.

От указанных недостатков свободны активные фильтры на основе операционных усилителей (ОУ).

8.3.1. АКТИВНЫЙ ФНЧ ПЕРВОГО ПОРЯДКА НА ОСНОВЕ НЕИНВЕРТИРУЮЩЕГО ОУ

Схема такого ФНЧ может быть реализована путем последовательного включения пассивного ФНЧ первого порядка и неинвертирующего усилителя на основе ОУ, позволяющего повысить нагрузочную способность и обеспечить требуемый коэффициент усиления ФНЧ в полосе пропускания. Схема активного ФНЧ первого порядка на основе неинвертирующего ОУ приведена на рис. 8.4.

Комплексный коэффициент передачи представленного фильтра определяется по соотношению:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j\frac{\omega}{\omega_c}}, \quad (8.20)$$

где $K_0 = 1 + \frac{R_2}{R_3}$; $\omega_c = \frac{1}{R_1 C}$.

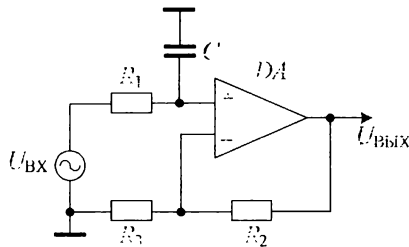


Рис. 8.4. Активный ФНЧ первого порядка на основе неинвертирующего ОУ

8.3.2. АКТИВНЫЙ ФНЧ ПЕРВОГО ПОРЯДКА НА ОСНОВЕ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ОУ

Схема активного ФНЧ первого порядка на основе инвертирующего ОУ приведена на рис. 8.5.

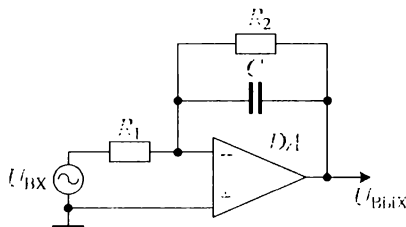


Рис. 8.5. Активный ФНЧ первого порядка на основе инвертирующего ОУ

Комплексный коэффициент передачи представленного фильтра определяется по соотношению:

$$K(j\omega) = \frac{K_0}{1 + j \frac{\omega}{\omega_c}}, \quad (8.21)$$

где $K_0 = -\frac{R_2}{R_1}$; $\omega_c = \frac{1}{R_2 C}$.

8.3.3. АКТИВНЫЙ ФВЧ ПЕРВОГО ПОРЯДКА НА ОСНОВЕ ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ОУ

Комплексный коэффициент передачи представленного фильтра определяется по соотношению:

$$K(j\omega) = \frac{K_\infty}{1 + \frac{\omega_c}{j\omega}}, \quad (8.22)$$

где $K_\infty = -\frac{R_2}{R_1}$; $\omega_c = \frac{1}{R_1 C}$.

Схема активного ФВЧ первого порядка на основе инвертирующего ОУ приведена на рис. 8.6.

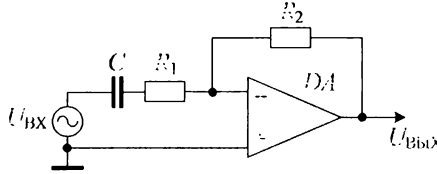


Рис. 8.6. Активный ФВЧ первого порядка на основе инвертирующего ОУ

8.4. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА

8.4.1. ОБОБЩЕННОЕ ОПИСАНИЕ ФНЧ

Передаточная характеристика ФНЧ любого порядка может быть представлена в виде:

$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p + b_1 p^2)(1 + a_2 p + b_2 p^2) \dots (1 + a_n p + b_n p^2)}, \quad (8.23)$$

либо

$$K(p) = \frac{K_0}{\prod_i (1 + a_i p + b_i p^2)}, \quad (8.24)$$

где K_0 – коэффициент передачи фильтра в полосе пропускания; $p = \sigma + j\frac{\omega}{\omega_c}$.

Если положить $\sigma = 0$, то получим

$$p = j\frac{\omega}{\omega_c} = j\frac{f_c}{f}.$$

Порядок фильтра n определяется максимальной степенью параметра p в выражении (8.24) после того, как будет выполнено перемножение сомножителей второго порядка. Порядок фильтра задает асимптотический наклон АЧХ ФНЧ равный $-n20$ дБ/декаду.

Вид АЧХ и ФЧХ и переходная характеристика фильтра определяются как порядком, так и типом фильтра. Наибольшее применение находят фильтры Баттерворта, Чебышева и Бесселя, которые отличаются лишь значениями коэффициентов a_i и b_i в передаточной характеристике (8.24).

Значения коэффициентов a_i и b_i для различных типов фильтров и различных порядков n приводятся в специальных таблицах. В табл. 8.1 приведены значения коэффициентов a_i и b_i для фильтров первого и второго порядка.

Таблица 8.1

Тип фильтра	Порядок фильтра n	a_i	b_i
Бесселя	1	1,0000	0,0000
	2	1,3617	0,6180
Баттерворта	1	1,0000	0,0000
	2	1,4142	1,0000
Чебышева, с неравномерностью 3 дБ	1	1,0000	0,0000
	2	1,0650	1,9305

8.4.2. ОБОБЩЕННОЕ ОПИСАНИЕ ФВЧ

Передаточная характеристика ФВЧ любого порядка может быть представлена в виде:

$$K(p) = \frac{K_r}{(1 + \frac{a_1}{p} + \frac{b_1}{p^2})(1 + \frac{a_2}{p} + \frac{b_2}{p^2}) \dots (1 + \frac{a_i}{p} + \frac{b_i}{p^2})}, \quad (8.25)$$

либо

$$K(p) = \frac{K_r}{\prod_i (1 + \frac{a_i}{p} + \frac{b_i}{p^2})}, \quad (8.26)$$

где K_r – коэффициент передачи ФВЧ в полосе пропускания; $p = \sigma + j\frac{\omega}{\omega_c}$.

Коэффициенты a_i и b_i , определяющие тип ФВЧ, также как и для ФНЧ, могут быть взяты из табл. 8.1.

8.4.3. ФНЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА С ООС (СТРУКТУРА РАУХА)

Передаточная характеристика ФНЧ второго порядка с учетом обобщенной формы имеет вид:

$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p + b_1 p^2)}, \quad (8.27)$$

где $K_0 = -\frac{R_2}{R_1}$; $a_1 = \omega_c C_1 \left(R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1} \right)$; $b_1 = \omega_c^2 C_1 C_2 R_2 R_3$.

Схема ФНЧ второго порядка с цепью ООС приведена на рис. 8.7.

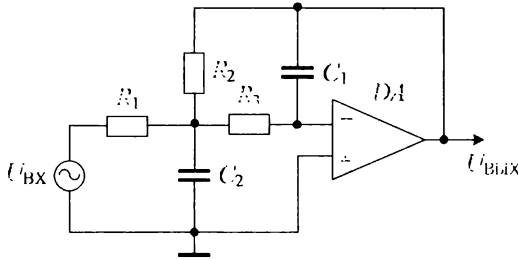


Рис. 8.7. Активный ФНЧ второго порядка с ООС (структура Рауха)

Решая систему уравнений выше, и учитывая, что $\omega_c = 2\pi f_c$, получаем соотношения для расчета элементов фильтра по заданным f_c , K_0 и типу фильтра:

$$R_1 = -\frac{R_2}{K_0};$$

$$R_2 = \frac{a_1 C_2 - \sqrt{a_1^2 C_2^2 - 4b_1 C_1 C_2 (1 - K_0)}}{4\pi f_c C_1 C_2};$$

$$R_3 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_c^2 R_2 C_1 C_2}.$$

Для того чтобы значение сопротивления R_2 было действительным, должно выполняться условие:

$$\frac{C_1}{C_2} \geq \frac{4b_1(1 - K_0)}{a_1^2}. \quad (8.28)$$

8.4.4. ФНЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА С ПОС (СТРУКТУРА САЛЛЕН-КИ)

Передаточная характеристика ФНЧ второго порядка с учетом обобщенной формы имеет вид:

$$K(p) = \frac{K_0}{(1 + a_1 p + b_1 p^2)}, \quad (8.29)$$

где $K_0 = \alpha = \frac{R_3 + R_4}{R_3}$; $a_1 = \omega_c C_2 (R_1(2 - \alpha) + R_2)$; $b_1 = \omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2$.

Схема ФНЧ второго порядка с цепью ПОС приведена на рис. 8.8.

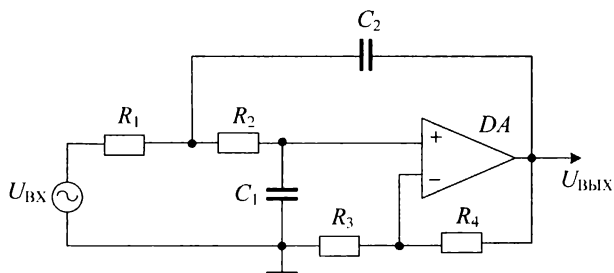


Рис. 8.8. Активный ФНЧ второго порядка с ПОС (структура Саллен–Ки)

8.4.5. ФВЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА С ООС (СТРУКТУРА РАУХА)

Схема ФВЧ второго порядка с цепью ООС приведена на рис. 8.9.

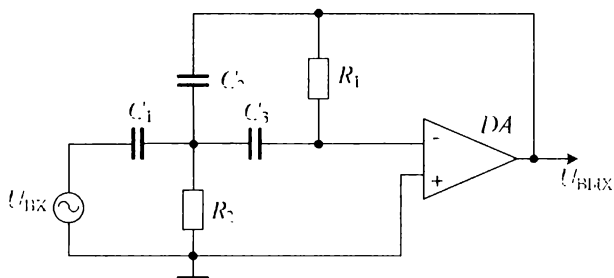


Рис. 8.9. Активный ФВЧ второго порядка с ООС (структура Рауха)

Структура ФВЧ второго порядка может быть получена из структуры ФНЧ второго порядка путем замены резисторов на конденсаторы, а конденсаторов на резисторы.

Передаточная характеристика ФВЧ второго порядка с учетом обобщенной формы имеет вид:

$$K(p) = \frac{K_x}{\left(1 + \frac{a_1}{p} + \frac{b_1}{p^2}\right)}, \quad (8.30)$$

$$\text{где } K_x = -\frac{C_1}{C_2}; \quad a_1 = \frac{\omega_c R_1}{\left(\frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \frac{C_1}{C_2 C_3}\right)}; \quad b_1 = \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_2 C_3}.$$

8.4.6. ФВЧ ВТОРОГО ПОРЯДКА С ПОС (СТРУКТУРА САЛЛЕН-КИ)

Передаточная характеристика ФВЧ второго порядка с учетом обобщенной формы имеет вид:

$$K(p) = \frac{K_\infty}{\left(1 + \frac{a_1}{p} + \frac{b_1}{p^2}\right)}, \quad (8.31)$$

где $K_\infty = \alpha + 1 + \frac{R_4}{R_3}$; $a_1 = \frac{R_2(C_1 + C_2) + R_1 C_2(1 - \alpha)}{\omega_c R_1 R_2 C_1 C_2}$; $b_1 = \frac{1}{\omega_c^2 R_1 R_2 C_1 C_2}$.

Схема ФВЧ второго порядка с цепью ПОС приведена на рис. 8.10.

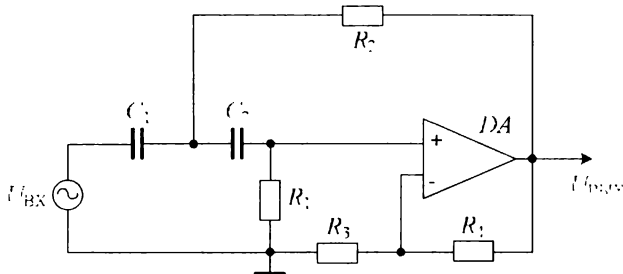


Рис. 8.10. Активный ФВЧ второго порядка с ПОС (структура Саллен-Ки)

8.4.7. АКТИВНЫЙ РЕЗОНАНСНЫЙ (УЗКОПОЛОСНЫЙ) ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ 2Т-ОБРАЗНОГО МОСТА

Активный резонансный фильтр реализован на инвертирующем операционном усилителе, в обратную связь которого включен 2Т-образный мост. Принципиальная схема активного резонансного фильтра приведена на рис. 8.11.

Модуль комплексного коэффициента передачи такого устройства равен:

$$K(\omega) = \frac{|Z_{21}(j\omega)|}{R_1}, \quad (8.32)$$

причем резистор, входящий в состав 2Т-образного моста, выбирается из условия $R \ll R_1$.

Модуль комплексного коэффициента передачи 2Т-образного моста имеет следующие особенности:

- при $\omega \rightarrow \infty$: $|Z_{21}(j\omega)| \rightarrow 0$;
- при $\omega \rightarrow 0$: $|Z_{21}(j\omega)| \rightarrow 2R$;

- при $\omega \rightarrow \frac{1}{RC} : |Z_{21}(j\omega)| \rightarrow \infty$.

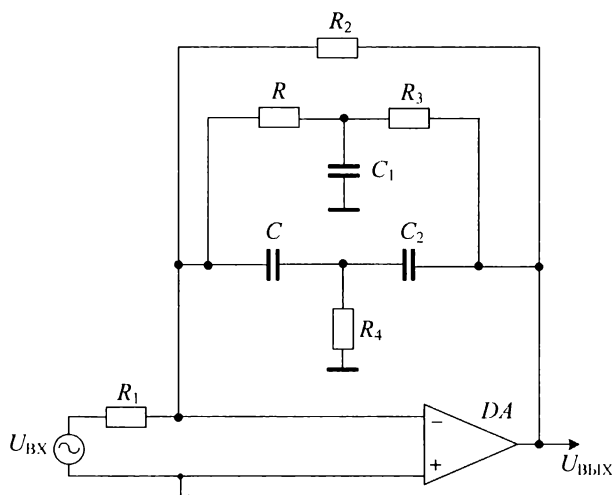


Рис. 8.11. Активный резонансный фильтр

Таким образом, резонансный фильтр пропускает сигналы с частотами, близкими к частоте $\omega_{p3} \rightarrow \frac{1}{RC}$, называемой резонансной частотой, и подавляет сигналы на других частотах.

На частоте резонанса фильтр имеет коэффициент передачи, стремящийся к бесконечности. Для того чтобы резонансный фильтр имел конечный коэффициент передачи на резонансной частоте, параллельно 2Т-образному мосту включен резистор $R_2 \gg R_1$.

При этом модуль комплексного коэффициента передачи будет равен:

- $K(\omega) = |\text{при } \omega = \omega_{p3}| = \frac{R_2}{R_1}$;
- $K(\omega) = |\text{при } \omega \rightarrow 0| = \frac{2R}{R_1} \rightarrow 0$;
- $K(\omega) = |\text{при } \omega \rightarrow \infty| = \frac{|Z_{21}(j\omega)|}{R_1} \rightarrow 0$.

8.4.8. АКТИВНЫЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР НА ОСНОВЕ 2Т-ОБРАЗНОГО МОСТА

Активный режекторный фильтр реализован на неинвертирующем операционном усилителе.

Характеристики активного режекторного фильтра идентичны характеристикам пассивного режекторного фильтра. Отличие состоит в повышенной нагрузочной способности и в коэффициенте передачи вне полосы режекции, который в активном фильтре равен:

$$K(\omega) = |\omega \neq \omega_{рз}| = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (8.33)$$

Принципиальная схема активного режекторного фильтра приведена на рис. 8.12.

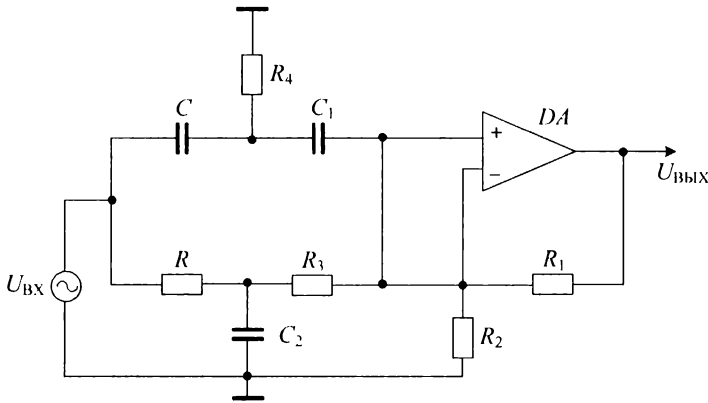


Рис. 8.12. Активный режекторный фильтр

8.4.9. АКТИВНЫЙ ПОЛОСОВОЙ ФИЛЬТР

Полосовым фильтром называется фильтр, который пропускает сигналы в полосе частот $\omega_{Н} \leq \omega \leq \omega_{В}$ и подавляет сигналы вне этой полосы.

Активный полосовой фильтр с заданными параметрами $\omega_{Н}$, $\omega_{В}$ и $K_{01Ф}$ реализуется путем последовательного включения ФНЧ с параметрами $K_0 = K_{01Ф}$, $\omega_{сФНЧ} = \omega_{В}$ и ФВЧ с параметрами $K_{\infty} = K_{01Ф}$, $\omega_{сФВЧ} = \omega_{Н}$.

Для полосового фильтра, реализуемого включением ФНЧ и ФВЧ, можно записать:

$$K_{\text{ПФ}}(j\omega) = K_{\text{ФНЧ}}(j\omega)K_{\text{ФВЧ}}(j\omega) = K_{\text{ФНЧ}}e^{j\varphi_{\text{ФНЧ}}(\omega)}K_{\text{ФВЧ}}e^{j\varphi_{\text{ФВЧ}}(\omega)}$$

или

$$K_{\text{ПФ}}(j\omega) = K_{\text{ПФ}}(\omega)e^{j\varphi_{\text{ПФ}}(\omega)}, \quad (8.34)$$

где $K_{\text{ПФ}}(\omega) = K_{\text{ФНЧ}}K_{\text{ФВЧ}}$; $\varphi_{\text{ПФ}}(\omega) = \varphi_{\text{ФНЧ}}(\omega) + \varphi_{\text{ФВЧ}}(\omega)$.

Принципиальная схема активного полосового фильтра приведена на рис. 8.13.

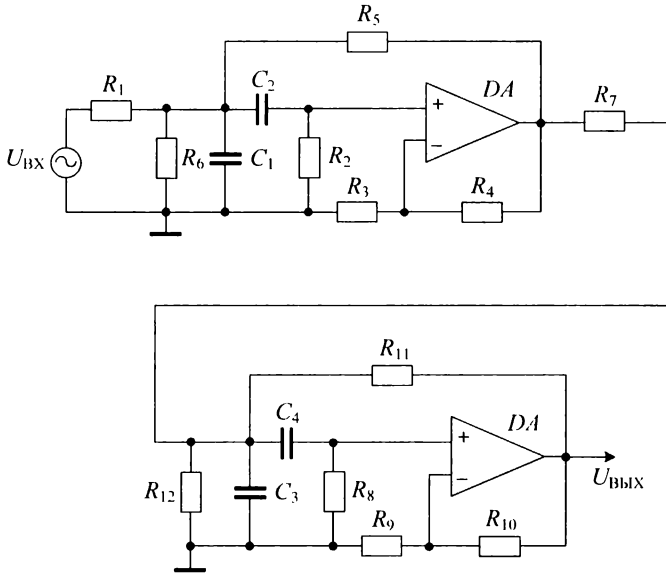


Рис. 8.13. Активный полосовой фильтр

8.5. АКТИВНЫЕ ФИЛЬТРЫ ТРЕТЬЕГО ПОРЯДКА

Порядок расчета фильтров третьего порядка аналогичен расчету фильтров второго порядка. Принципиальные схемы активных ФНЧ и ФВЧ третьего порядка приведены на рис. 8.14 и 8.15 соответственно.

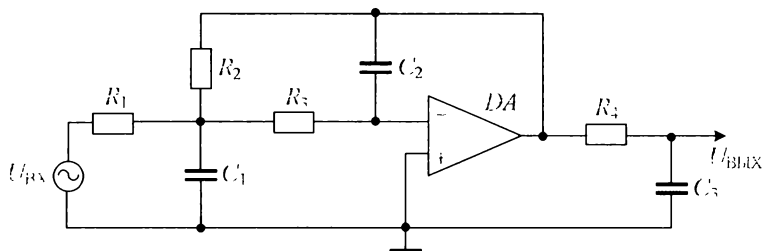


Рис. 8.14. Активный ФНЧ третьего порядка

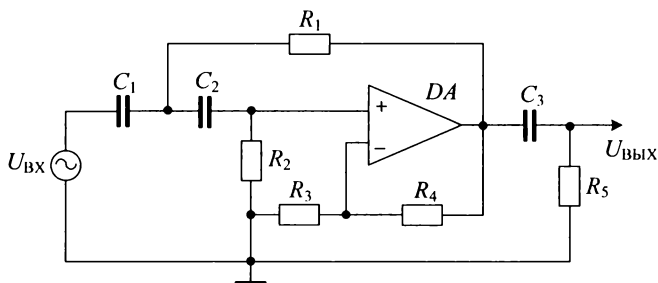


Рис. 8.15. Активный ФВЧ третьего порядка

ГЛАВА 9. ПРОЕКТИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

9.1. ЦЕЛИ И ТЕМАТИКА КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

Целями курсового проектирования являются:

- изучение методов проектирования и разработки электронных устройств в соответствии с данными технического задания;
- расчет статических и динамических параметров электронных устройств;
- практическое применение программного обеспечения схемотехнического моделирования электронных устройств.

9.1.1. ТЕМАТИКА КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В качестве объектов проектирования предлагаются различные структуры многокаскадных усилительных устройств переменного тока с обратными связями. В общем случае усилитель может содержать несколько каскадов, соединенных между собой последовательно через цепи связи. Структурная схема n -каскадного усилителя с цепями межкаскадной связи (ЦС) и цепью общей обратной связи β показана на рис. 9.1.

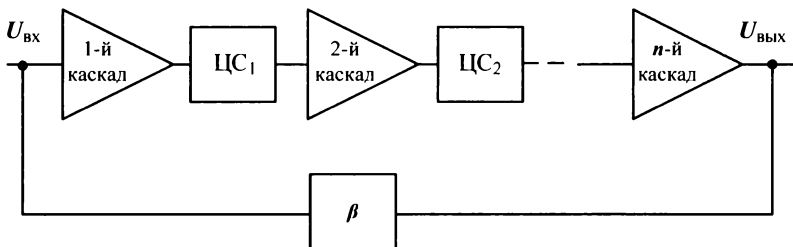


Рис. 9.1. Структурная схема усилителя

Основными параметрами и характеристиками усилителя являются:

- коэффициент усиления;
- входное и выходное сопротивления;
- частотные характеристики;
- нелинейные искажения;
- динамический диапазон сигнала;
- искажение импульсных сигналов.

Исходные параметры для курсового проектирования приведены в табл. 9.1.

В качестве объектов исследования и проектирования предлагаются различные структуры многокаскадных усилительных устройств переменного тока с обратными связями. Варианты заданий приводятся в табл. 9.2.

Таблица 9.1

№ п/п	Параметр	Наименование параметра
1	$n-p-n$ ($p-n-p$)	Тип проводимости транзистора
2	$U_{ВХм}$, мВ	Амплитудное значение входного напряжения
3	$R_{Г}$, Ом	Внутреннее сопротивление источника $U_{ВХ}$
4	$P_{Н}$, Вт	Мощность, отдаваемая усилителем в нагрузку сопротивлением $R_{Н}$
5	$R_{Н}$, Ом	Сопротивление нагрузки
6	$I_{Н}$, мА	Ток, отдаваемый усилителем в нагрузку сопротивлением $R_{Н}$
7	$t^{\circ}_{МАХ}$, $^{\circ}C$	Максимальная рабочая температура
8	$f_{Н}$, Гц и $f_{В}$, кГц	Нижняя и верхняя циклические частоты усиливаемого сигнала в полосе Δf
9	$M_{ОСН}(\omega_{Н})$, $M_{ОСВ}(\omega_{В})$	Коэффициенты частотных искажений амплитудно-частотной характеристики усилителя, задаваемые при значениях нижней $\omega_{Н}=2\pi f_{Н}$ и верхней $\omega_{В}=2\pi f_{В}$ круговых частот

Таблица 9.2

№ варианта	Тип проводимости транзистора	$U_{ВХм}$, мВ	$R_{Г}$, Ом	$P_{Н}$, Вт	$R_{Н}$, Ом	$I_{Н}$, мА	t°_{max} , $^{\circ}C$	Δf		$M_{ОС}(\omega_{Н})$	
								$f_{Н}$, Гц	$f_{В}$, кГц	$M_{ОСН}(\omega_{Н})$	$M_{ОСВ}(\omega_{В})$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	$n-p-n$, n -канал	100	10	0,08	-	15	+60	50	50	0,81	0,81
2	$p-n-p$, p -канал	100	20	0,12	-	20	+50	30	30	0,71	0,71
3	$n-p-n$, n -канал	80	30	0,08	-	15	+60	120	50	0,82	0,82
4	$p-n-p$, p -канал	80	40	0,12	-	20	+50	110	30	0,72	0,72
5	$n-p-n$, n -канал	50	50	0,19	300	-	+45	90	90	0,91	0,91
6	$p-n-p$, p -канал	50	60	0,2	300	-	+50	75	90	0,92	0,92
7	$n-p-n$, n -канал	150	70	0,19	300	-	+45	130	90	0,93	0,93
8	$p-n-p$, p -канал	150	10	0,2	300	-	+50	135	90	0,94	0,94
9	$n-p-n$, n -канал	120	20	0,09	-	12	+65	20	50	0,83	0,83
10	$p-n-p$, p -канал	120	30	0,1	-	20	+50	25	50	0,84	0,84
11	$n-p-n$, n -канал	100	40	0,09	-	10	+65	80	50	0,85	0,85
12	$p-n-p$, p -канал	100	50	0,1	-	21	+55	60	45	0,86	0,86
13	$n-p-n$, n -канал	250	60	-	100	3	+25	100	60	0,94	0,94
14	$p-n-p$, p -канал	300	70	-	1000	8	+25	100	60	0,95	0,95
15	$n-p-n$, n -канал	280	10	-	1000	4	+30	40	55	0,96	0,96
16	$p-n-p$, p -канал	250	20	-	1000	9	+30	45	55	0,95	0,95
17	$n-p-n$, n -канал	300	30	0,025	-	10	+65	35	70	0,73	0,73
18	$p-n-p$, p -канал	320	40	0,03	-	9	+60	35	70	0,74	0,74
19	$n-p-n$, n -канал	250	50	0,025	-	8	+50	70	70	0,75	0,75
20	$p-n-p$, p -канал	300	60	0,03	-	7	+65	65	65	0,76	0,76
21	$n-p-n$, n -канал	180	70	-	510	10	+45	30	30	0,87	0,87
22	$p-n-p$, p -канал	200	10	-	510	12	+50	30	30	0,88	0,88
23	$n-p-n$, n -канал	100	20	-	510	4	+40	250	25	0,89	0,89
24	$p-n-p$, p -канал	140	30	-	510	5	+45	90	25	0,8	0,8

Продолжение таблицы 9.2

№ варианта	Тип проводимости транзистора	$U_{вх\max}$, мВ	$R_{г}$, Ом	$P_{н}$, Вт	$R_{н}$, Ом	$I_{н}$, мА	t_{max} , °С	Δf		$M_{ос}(\omega_{н})$	
								$f_{н}$, Гц	$f_{в}$, кГц	$M_{осн}(\omega_{н})$	$M_{осв}(\omega_{в})$
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
25	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	320	40	0,16	300	-	+35	150	20	0,77	0,77
26	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	340	50	0,2	200	-	+40	180	25	0,81	0,81
27	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	360	60	0,1	300	-	+45	150	30	0,78	0,78
28	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	380	70	0,15	300	-	+50	180	30	0,82	0,82
29	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	150	10	0,18	900	-	+30	200	60	0,9	0,9
30	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	200	20	0,22	900	-	+35	150	55	0,79	0,79
31	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	400	30	0,08	-	7	+45	20	200	0,83	0,83
32	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	350	40	0,08	-	20	+50	30	200	0,84	0,84
33	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	350	50	0,08	-	6	+50	180	180	0,85	0,85
34	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	300	60	0,08	-	25	+45	190	190	0,86	0,86
35	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	100	70	-	800	5	+65	40	140	0,71	0,71
36	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	120	10	-	800	6	+60	35	135	0,72	0,72
37	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	140	20	-	800	7	+50	140	140	0,73	0,73
38	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	160	30	-	800	8	+45	130	130	0,74	0,74
39	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	280	40	0,1	400	-	+30	70	80	0,87	0,87
40	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	300	50	0,2	400	-	+35	80	70	0,88	0,88
41	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	320	60	0,25	400	-	+40	80	65	0,89	0,89
42	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	340	70	0,09	400	-	+45	90	75	0,8	0,8
43	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	120	10	-	450	5	+30	15	45	0,75	0,75
44	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	250	20	-	450	8	+65	20	60	0,76	0,76
45	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	440	30	-	450	10	+50	50	50	0,77	0,77
46	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	340	40	-	450	12	+45	85	85	0,78	0,78
47	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	200	50	0,07	-	7	+55	100	110	0,81	0,81
48	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	250	60	0,05	-	4	+35	80	20	0,82	0,82
49	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	300	70	0,012	-	8	+40	200	20	0,83	0,83
50	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	350	10	0,15	-	40	+65	125	25	0,84	0,84
51	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	80	20	0,2	-	20	+40	40	28	0,91	0,91
52	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	90	30	0,18	-	30	+45	50	38	0,85	0,85
53	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	180	40	0,05	-	4	+35	50	180	0,79	0,79
54	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	420	50	0,14	-	5	+30	65	75	0,92	0,92
55	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	350	60	0,05	600	-	+50	30	35	0,71	0,71
56	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	300	70	0,14	600	-	+55	50	25	0,86	0,86
57	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	400	10	0,05	600	-	+60	15	60	0,93	0,93
58	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	450	20	0,16	600	-	+65	15	30	0,72	0,72
59	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	380	30	0,07	1200	-	+35	59	20	0,87	0,87
60	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	50	40	0,2	1200	-	+45	50	30	0,73	0,73
61	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	55	50	0,02	1200	-	+25	150	100	0,93	0,93
62	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	60	60	0,03	1200	-	+50	120	120	0,88	0,88
63	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	220	70	0,04	1100	10	+65	190	90	0,74	0,74
64	<i>p-n-p</i> , <i>p</i> -канал	240	10	0,05	1100	12	+60	45	65	0,89	0,89
65	<i>n-p-n</i> , <i>n</i> -канал	260	20	-	1100	8	+55	75	75	0,75	0,75

9.2. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

9.2.1. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ ПО НАПРЯЖЕНИЮ УСИЛИТЕЛЯ

В предположении, что частотная зависимость коэффициента усиления напряжения 1-го усилительного каскада имеет вид:

$$K_1(j\omega) = \frac{K_1}{1 + \frac{\omega}{\omega_B}}; \quad (9.1)$$

для средних и высоких частот (например, для $\frac{\omega}{\omega_B} > 0,01$) и

$$K_1(j\omega) = \frac{K_1}{1 - j \frac{\omega_H}{\omega}}; \quad (9.2)$$

для низких и средних частот (например, для $\frac{\omega_H}{\omega} > 0,01$),

где K_1 – коэффициент усиления напряжения каскада в полосе пропускания, т. е. при $\omega_H < \omega < \omega_B$, зависимости коэффициента усиления разомкнутого усилителя от частоты выражаются как:

$$K_B(j\omega) = \frac{K_1 K_2 \dots K_1 \dots K_n}{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_B}\right)^n \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_B}\right)^n}; \quad (9.3)$$

для области средних и высоких частот:

$$K_H(j\omega) = \frac{K_1 K_2 \dots K_1 \dots K_n}{\left(1 + j \frac{\omega_H}{\omega}\right)^n \left(1 + j \frac{\omega_H}{\omega}\right)^n}. \quad (9.4)$$

Для области низких и средних частот:

$$K = K_1 K_2 \dots K_i \dots K_n; \quad (1 < i < n). \quad (9.5)$$

Нормированные к значению K частотные зависимости в указанных частотных диапазонах тогда имеют вид:

$$M_B(j\omega) = \frac{K_B(j\omega)}{K} = \frac{1}{(1 + jx)^n}, \quad \text{где } x = \frac{\omega}{\omega_B}; \quad (9.6)$$

$$M_H(j\omega) = \frac{K_H(j\omega)}{K} = \frac{1}{(1 - jx)^n}, \quad \text{где } x = \frac{\omega_H}{\omega}. \quad (9.7)$$

В предположении, что цепь β вещественна, частотные зависимости коэффициента усиления напряжения замкнутого усилителя выражаются как:

$$K_{\text{осв}}(j\omega) = \frac{K_{\text{в}}(j\omega)}{1 - K_{\text{в}}(j\omega)\beta} = \frac{K}{(1 + jx)^n - K\beta} = \frac{K}{1 - K\beta} \frac{1 - K\beta}{(1 + jx)^n - K\beta}; \quad (9.8)$$

$$K_{\text{осн}}(j\omega) = \frac{K_{\text{н}}(j\omega)}{1 - K_{\text{н}}(j\omega)\beta} = \frac{K}{1 - K\beta} \frac{1 - K\beta}{(1 + jx)^n - K\beta}. \quad (9.9)$$

Нормированные к значению $K_{\text{ос}} = \frac{K}{1 - K\beta}$ частотные зависимости (9.8) и (9.9) в указанных частотных диапазонах имеют вид:

$$M_{\text{осв}}(j\omega) = \frac{K_{\text{осв}}(j\omega)}{K_{\text{ос}}} = \frac{1 - K\beta}{(1 + jx)^n - K\beta}; \quad (9.10)$$

$$M_{\text{осн}}(j\omega) = \frac{K_{\text{осн}}(j\omega)}{K_{\text{ос}}} = \frac{1 - K\beta}{(1 + jx)^n - K\beta}. \quad (9.11)$$

Модули величин $M_{\text{осв}}(j\omega)$ и $M_{\text{осн}}(j\omega)$ для значения $n = 1, 2$ и 3 приведены в табл. 9.3. Выражения для $M_{\text{осв}}(j\omega)$ и $M_{\text{осн}}(j\omega)$ одинаковые по виду, но для разных частотных диапазонов предполагают подстановку разных значений x , а именно: $x = \frac{\omega}{\omega_{\text{в}}}$ для области средних и высоких частот и $x = \frac{\omega_{\text{н}}}{\omega}$ для области низких и средних частот.

Таблица 9.3

n	$M_{\text{ос}}(\omega)$
1	$M_{\text{осв}}(\omega) = M_{\text{осн}}(\omega) = \frac{1 - k\beta}{\sqrt{(1 - k\beta)^2 + x^2}}$
2	$M_{\text{осв}}(\omega) = M_{\text{осн}}(\omega) = \frac{1 - k\beta}{\sqrt{(1 - k\beta)^2 + 2(1 + k\beta)x^2 + x^4}}$
3	$M_{\text{осв}}(\omega) = M_{\text{осн}}(\omega) = \frac{1 - k\beta}{\sqrt{(1 - k\beta)^2 + 3x^2(1 + 2k\beta) + 3x^4 + x^6}}$

При заданных значениях $M_{\text{осн}}(\omega_{\text{н}})$ и $M_{\text{осв}}(\omega_{\text{в}})$, то есть при $x = 1$, уравнения табл. 9.3 являются квадратными относительно $k\beta$ и могут быть разрешены, причем для усилителей с ООС реализуемым полагается отрицательный вещественный корень этих уравнений.

Для усилителей постоянного тока $\omega_{\text{н}} = 0$ и, следовательно, $M_{\text{осн}}(\omega_{\text{н}}) = 1$.

По разрешению уравнений из табл. 9.3 относительно $k\beta$, коэффициент усиления разомкнутого усилителя K определяется как:

$$K = K_{\text{ос}}(1 - k\beta), \quad (9.12)$$

где значение коэффициента усиления замкнутого усилителя $K_{\text{ос}}$ с отрицательной обратной связью (ООС) предполагается заданным отношением:

$$K_{OC} = \frac{U_{Hm}}{U_{Bxm}}. \quad (9.13)$$

Действующие значения на нагрузке вычисляются по исходным параметрам:

$$P_H = I_H U_H; \quad (9.14)$$

$$U_H = I_H R_H; \quad (9.15)$$

$$I_H = \frac{U_H}{R_H}. \quad (9.16)$$

Амплитудные значения на нагрузке вычисляются по вычисленным действующим значениям:

$$I_{Hm} = I_H \sqrt{2}; \quad (9.17)$$

$$U_{Hm} = U_H \sqrt{2}. \quad (9.18)$$

Расчет значения K (а, следовательно, и предшествующий ему расчет $k\beta$) первоначально производится для случая $n = 1$. Далее выполняется весь последующий расчет однокаскадной структуры усилителя вплоть до вычисления максимально возможной величины сопротивлений R_K в коллекторной цепи или R_C в стоковой цепи (рис. 9.3-9.8) и минимально возможной величины сопротивления R_E в эмиттерной цепи или R_H в истоковой цепях усилительного каскада по схеме с общим эмиттером (ОЭ) для биполярных транзисторов (БТ) или общим истоком (ОИ) для полевых транзисторов (ПТ). Если рассчитанное для однокаскадной структуры значение K удовлетворяет неравенствам $K < R_K/R_E$ ($K \leq 10$) для каскада на БТ или $K < R_C/R_H$ для каскада на ПТ, то однокаскадное построение усилителя можно считать приемлемым. Если значение K не удовлетворяет приведенным неравенствам, то необходимо перейти к двухкаскадной структуре, вновь для нее (т. е. для $n = 2$) вычислить K ($10 < K \leq 100$) повторить все последующие расчеты. При невозможности реализовать заданные параметры в двухкаскадной схеме аналогичным образом необходимо перейти к случаю $n = 3$ и вычислить K ($100 < K \leq 1000$).

Схемы усилительных каскадов с ОЭ на БТ n - p - n -типа приведены на рис. 9.2, 9.3. Схемы усилительных каскадов с ОИ на ПТ с n -каналом приведены на рис. 9.4, 9.5. Структура усилительного каскада с ОЭ на БТ p - n - p -типа приведена на рис. 9.6. На рис. 9.7, 9.8 приведены схемы усилительных каскадов с ОИ на ПТ с p -каналом. Пунктиром на рисунках показано сопротивление параллельной ООС по напряжению R_{OC} . Варианты двух и трехкаскадной структур усилителя, построенных на каскадах типа рис. 9.3 с цепями последовательной и параллельной ООС по напряжению в реализации на n - p - n , показаны на рис. 9.9 и 9.10 соответственно.

9.2.2. СТАТИЧЕСКИЙ И ДИНАМИЧЕСКИЙ РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

Расчет многокаскадного усилителя выполняется отдельно для каждого из каскадов, начиная с выходного каскада.

Порядок расчета усилительных каскадов по постоянному току рассмотрен ниже для каскадов рис. 9.2-9.4, схемы которых в статическом режиме приведены на рис. 9.11. На рис. 9.14, 9.15 показаны вольтамперные характеристики (ВАХ) транзисторов и графики мгновенных значений токов $I_K(t)$, $I_C(t)$ и напряжений $U_{КЭ}(t)$, $U_{СИ}(t)$ необходимые для определения рабочей точки A (точки покоя) каскада в предположении режима класса A .

Расчет статического режима усилителя начинается с выходного каскада, исходные параметры которого определены требованиями технического задания.

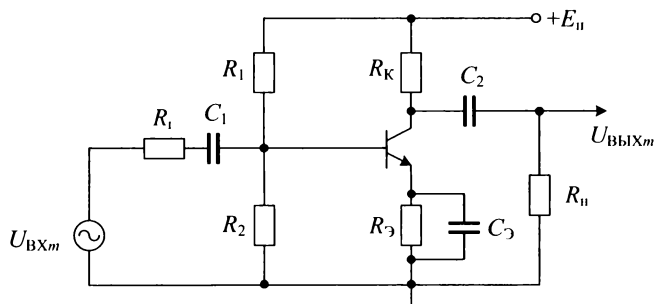


Рис. 9.2. Схема усилительного каскада с ОЭ

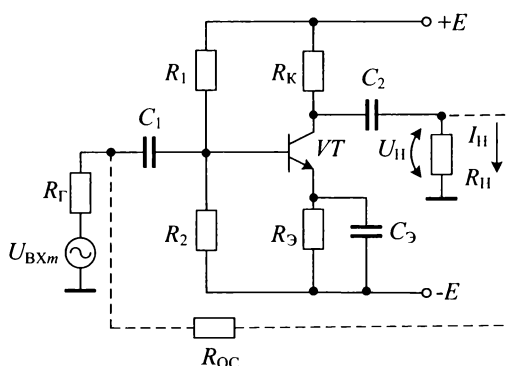


Рис. 9.3. Схема усилительного каскада с ОЭ на БТ $n-p-n$ -типа с цепью обратной связи

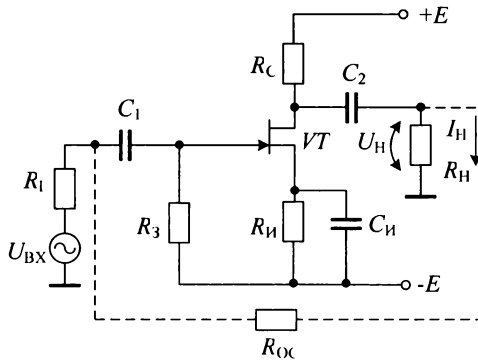


Рис. 9.4. Схема усилительного каскада с ОИ на ПТ с n -каналом

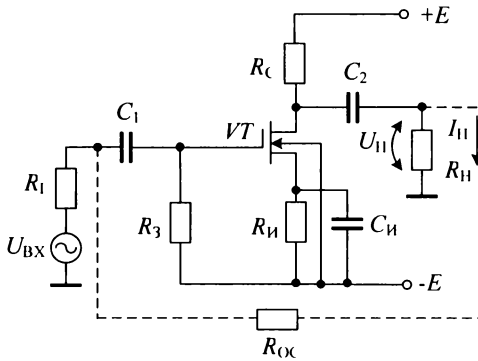


Рис. 9.5. Схема усилительного каскада на ПТ с n -каналом

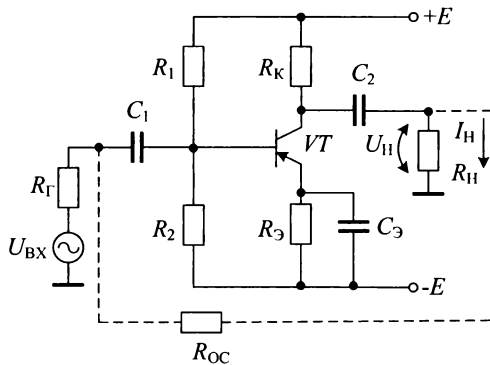


Рис. 9.6. Схема усилительного каскада с ОЭ на БТ p - n - p -типа

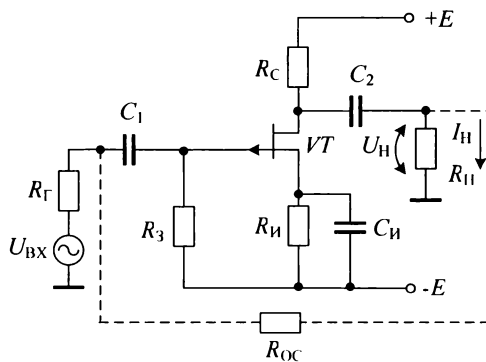


Рис. 9.7. Схема усилительного каскада с ОИ на ПТ с p -каналом

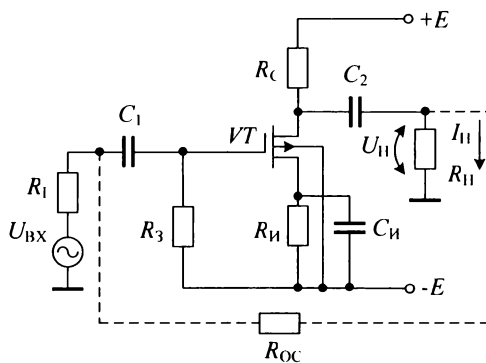


Рис. 9.8. Схема усилительного каскада на ПТ с p -каналом

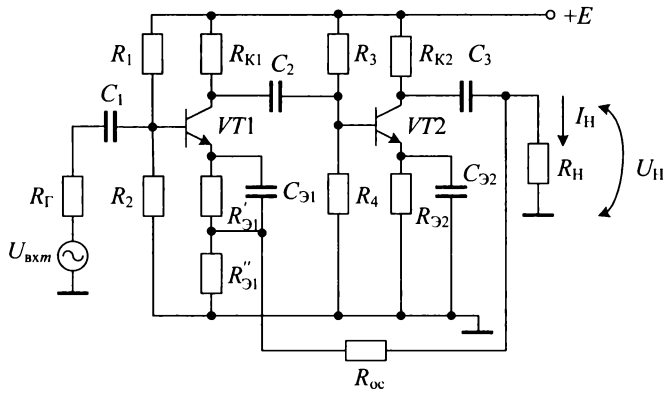


Рис. 9.9. Двухкаскадная схема усилителя с цепью последовательной ООС по напряжению

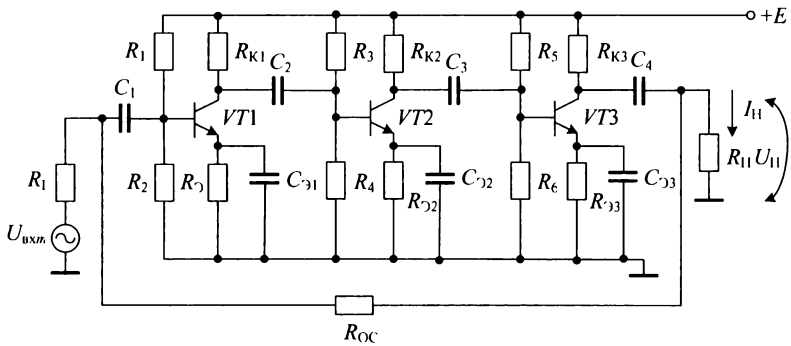


Рис. 9.10. Трехкаскадная схема усилителя с цепью параллельной ООС по напряжению

9.2.2.1. Выбор рабочей точки усилительного каскада

Выбор рабочей точки A транзистора в режиме покоя, когда входной сигнал отсутствует, сводится к выбору тока коллектора $I_{КА}$ и напряжения $U_{КЭА}$, тока стока $I_{СА}$ и напряжения $U_{СИА}$ в соответствующих схемах рис. 9.11 в первоначальном предположении $R_Э = R_И = 0$, т. е. при заземленном эмиттере и истоке.

Точка выбирается исходя из заданных значений амплитуды напряжения на коллекторе (стоке) $U_{Им}$ и тока коллектора (стока) $I_{Им}$, которые по заданным значениям $U_{И}$ и $I_{И}$ определяются как:

$$I_{Им} = I_{И} \sqrt{2};$$

$$U_{Им} = U_{И} \sqrt{2}.$$

Для режима класса A координаты рабочей точки A должны удовлетворять неравенствам:

$$U_{КЭА} \geq |U_{Им} + U_{КЭmin}|, \quad I_{КА} = \frac{I_{Им}}{K_3} \quad (9.19)$$

или $I_{Кmin} = 0, 1I_{Иmin} \rightarrow I_{КА} = I_{Им} + I_{Кmin}$ для каскада на БТ

$$\text{и } U_{СИА} \geq |U_{Им} + U_{СИmin}|, \quad I_{СА} > \frac{I_{Им}}{K_3} \text{ для каскада на ПТ,} \quad (9.20)$$

где $U_{КЭmin}$, $U_{СИmin}$ – напряжение на коллекторе (стоке), соответствующее началу квазигоризонтального участка выходных ВАХ (рис. 9.12, 9.13); $K_3 = 0, 7 \dots 0, 95$ – коэффициент запаса.

Для транзисторов малой мощности рекомендуется принять $|U_{КЭmin}| = |U_{СИmin}| = 1 \dots 2,5 \text{ В}$; а для мощных транзисторов:

$$|U_{КЭmin}| = |U_{СИmin}| = 2,5 \dots 4 \text{ В.}$$

Для каскадов с ОЭ и ОИ, работающих в классе A , напряжения $U_{КЭА}$ и $U_{СИА}$ связаны со значениями напряжения питания $E_{П}$ соотношениями:

$$E_{П} = 2U_{КЭА}, \text{ для схемы с ОЭ;} \quad (9.21)$$

$$E_{П} = 2U_{СИА}, \text{ для схемы с ОИ.}$$

Значение $E_{П}$ при вычисленных по (9.19) и (9.20) величин $U_{КЭА}$ и $U_{СИА}$ определяется по соотношению (9.21) и округляются до ближайшего большего значения из ряда напряжений питания.

Стандартный ряд напряжений питания $E_{П}$ имеет следующий вид:

$$E_{П} = \{5,6; 6,3; 10; 12,6; 24; 27; 36; 40; 50; 60; 70; 80; 90; 100\}.$$

Далее необходимо предварительно оценить мощность транзистора по выражению:

$$P_K = I_{Hm} U_{Hm}. \quad (9.22)$$

Для удобства расчета графики строим на миллиметровке, поэтому выбираем I_{KA} , $U_{KЭA}$ так, чтобы I_{KA} и $U_{KЭA}$ были целыми значениями.

9.2.2.2. Выбор сопротивлений $R_K (R_C)$ и $R_Э (R_E)$.

Построение статической и динамической линий нагрузки

Для усилительного каскада на БТ (см. рис. 9.2, 9.3) значение сопротивления R_K вычисляется из выражения

$$R_K = \frac{E - U_{KЭA}}{I_{KA}}. \quad (9.23)$$

где $U_{KЭA}$ – потенциал коллектора, принимается равным значению, рассчитанному по (9.19). На семействе выходных ВАХ транзистора может быть построена линия нагрузки R_K , как показано на рис. 9.12.

Для хорошей термостабилизации каскада с общим эмиттером значение сопротивления $R_Э$ выбираем из соотношения:

$$R_Э = (0, 1 \dots 0, 3) R_K. \quad (9.24)$$

Положение линии распределенной нагрузки после фиксации значений R_K и $R_Э$ может быть определено из следующих соотношений:

$$\begin{aligned} U_K &= E - I_K R_K; \\ U_Э &= I_Э R_Э = I_K R_Э; \\ U_{KЭ} &= U_K - U_Э = E - I_K (R_K + R_Э) \end{aligned} \quad (9.25)$$

$$I_K = \frac{E}{R_K + R_Э} - \frac{U_{KЭ}}{R_K + R_Э}. \quad (9.26)$$

В выражениях (9.25), (9.26) U_K , $U_Э$, $U_{KЭ}$, I_K и $I_Э$ – соответственно текущие значения потенциалов коллектора, эмиттера, напряжения коллектор-эмиттер, токов коллектора и эмиттера.

По выражению (9.26) на семейство выходных ВАХ наносится линия нагрузки $I_K = f(U_{KЭ})$ и при значениях $I_K = I_{KA}$ уточняется положение рабочей точки A' . Через эту точку на семействе ВАХ отчается характеристика с параметром $I_{БA}$, и для нее рассчитывается новая координата $U_{KЭA}$.

Следует заметить, что при значениях $R_Э$, определенных по выражению (9.24), положение рабочей точки A изменяется несущественно и этой коррекции

ей можно пренебречь. Через зафиксированную рабочую точку (рис. 9.14, точка *A*) далее проводится линия динамической нагрузки под углом:

$$\varphi = \text{arccctg} \left(\frac{R_K \parallel R_{II}}{K_M} \right) \quad (9.27)$$

и проверяются значения амплитуд тока $I_{IIм}$ и напряжения $U_{IIм}$ и $U_{КЭА}$. Если значения $U_{IIм}$ и $U_{КЭА}$ при заданных $I_{IIм}$ не удовлетворяют исходным данным, то назначается следующее большее значение E' напряжение питания из ряда, линия R_K переносится параллельно, выбирается новое положение рабочей точки (рис. 9.14, точка A'), через нее параллельно сносится линия динамической нагрузки и вновь проверяются значения $I_{IIм}$ и $U_{IIм}$.

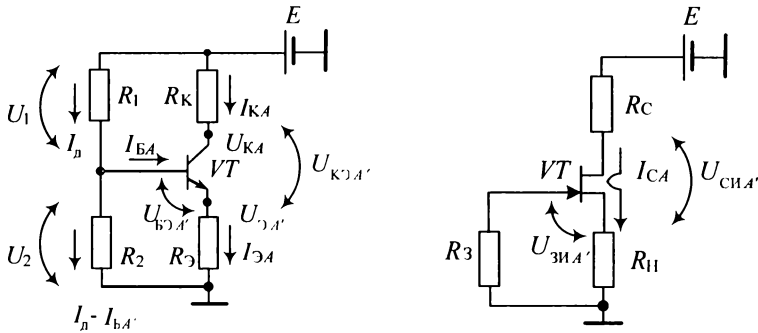


Рис. 9.11. Статический режим работы транзистора

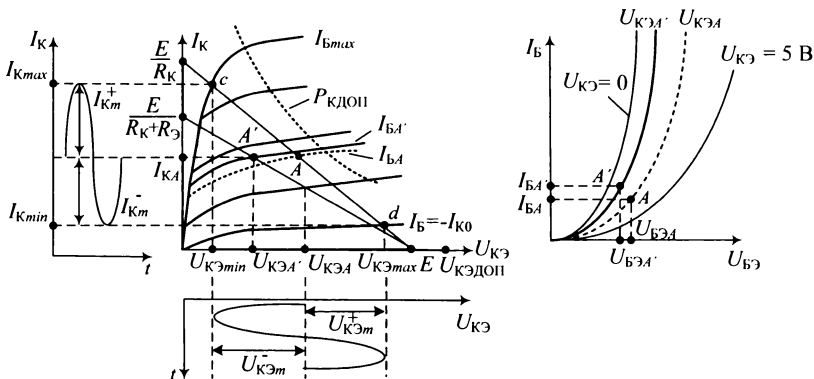


Рис. 9.12. Выбор рабочей точки усилительного каскада на БТ

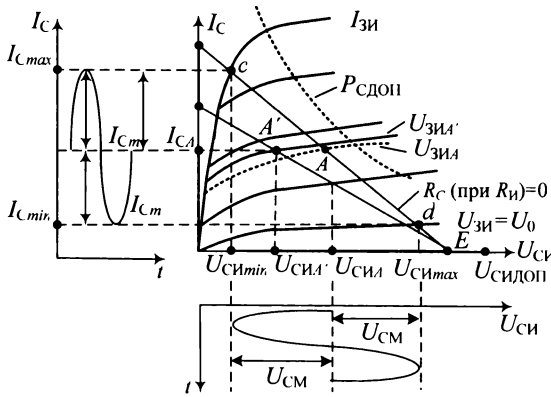


Рис. 9.13. Выбор рабочей точки усилительного каскада на ПТ

Последовательность действий при выборе рабочей точки для усилительного каскада на биполярном транзисторе по схемам рис. 9.2, 9.3 и 9.6 имеет следующий вид:

1) На семействе выходных ВАХ с параметром $I_{БЭ}$ определяем координаты рабочей точки $A [I_{КЭА}; U_{КЭА}]$;

2) Отмечаем точку $E_{ПЭ} = 2U_{КЭА}$ на выходной ВАХ транзистора. Далее через две точки $E_{ПЭ}$ и A проводим линию нагрузки, которая показывает возможную зависимость $I_{КЭ}$ от $U_{КЭ}$:

$$I_{КЭА} = \frac{E_{ПЭ} - U_{КЭА}}{R_{КЭА}}$$

3) Для хорошей термостабилизации каскада с общим эмиттером выбираем:

$$R_3 = (0, 1 \dots 0, 3)R_K.$$

4) С учетом R_3 линия нагрузки примет вид:

$$I_{КЭА} = \frac{E_{ПЭ} - U_{КЭА}}{R_K + R_3}.$$

5) Проецируем точку A на новую линию нагрузки с учетом R_3 и получаем новую точку $A' [I_{КЭА}'; U_{КЭА}']$.

6) Через точку A' проводим динамическую линию нагрузки под углом φ

$$\varphi = \arccotg \left(\frac{R_K \parallel R_H}{K_M} \right);$$

$$R_K \parallel R_H = \left(\frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H} \right); K_M = \frac{M_U [\text{В} / \text{дел}]}{M_I [\text{А} / \text{дел}]} = \frac{2 [\text{В}]}{2 \cdot 10^{-3} [\text{А}]} = 1000, R_K \parallel R_H < R_K,$$

где K_M – коэффициент масштаба, учитывающий разницу в масштабах по оси напряжения (В) и тока (А).

Динамическая линия нагрузки показывает возможную зависимость I_K от $U_{KЭ}$ при подаче на вход усилителя переменного сигнала.

7) Из графика находим $U_{KЭA' \max}$ – максимальное переменное напряжение, которое может быть получено на выходе данного каскада.

8) Проверяем условие: $U_{KЭA' \max} > U_{11m}$ – напряжение на нагрузке, рассчитанное ранее по исходным данным.

9) Если условие не выполняется, то выбираем новое (следующее) напряжение $E_{П1A'}$ из стандартного ряда и повторяем построения:

- отмечаем точку $E_{П1A'}$;
- под углом α строим статическую линию нагрузки;
- проецируем точку A' на новую линию нагрузки и получаем точку A'' (по перпендикулярам);
- отмечаем координаты рабочей точки A'' [$I_{KA''}$; $U_{KЭA''}$];
- через точку A'' под углом φ проводим новую динамическую линию нагрузки;
- проверяем условие $U_{KЭA'' \max} > U_{KЭA' \max}$, ($U_{KЭA'}$ находим из графика);
- проверяем условие $U_{KЭA'' \max} > U_{11m}$.

Если условие выполняется, то точку A'' переименовываем в точку P и выбор рабочей точки на этом заканчиваем. Если нет, то повторяем с пункта 9.

Для усилительного каскада на ПТ сопротивление R_C рассчитывается аналогично выражению (9.23) как

$$R_C = \frac{E - U_{СИЛ}}{I_{CA}}, \quad (9.28)$$

где $U_{СИЛ}$ – потенциал стока, принимается равным значению, рассчитанному по (9.20).

На семействе выходных ВАХ транзистора может быть построена линия нагрузки R_C , как показано на рис. 9.15.

Значение сопротивления R_{II} рассчитывается по выбранному току I_{CA} и напряжению смещения $U_{ЗИА}$, определенному по параметру ВАХ, проходящей на рис. 9.15 через точку A :

$$R_{II} = \frac{U_{ЗИА}}{I_{CA}}. \quad (9.29)$$

Положение рабочей точки A с учетом значения R_{II} , вычисленного по (9.29), уточняется по уравнению линии нагрузки

$$I_C = \frac{E}{R_C + R_{II}} - \frac{U_{СН}}{R_C + R_{II}}. \quad (9.30)$$

при заданном токе $I_{CA'}$ (точка A' на рис. 9.15).

Для точки A' из графика рис. 9.15 определяются значения $U_{ЗИА'}$ и $U_{СИА'}$.

Положение итоговой рабочей точки P усилительного каскада на БТ показано на рис. 9.16.

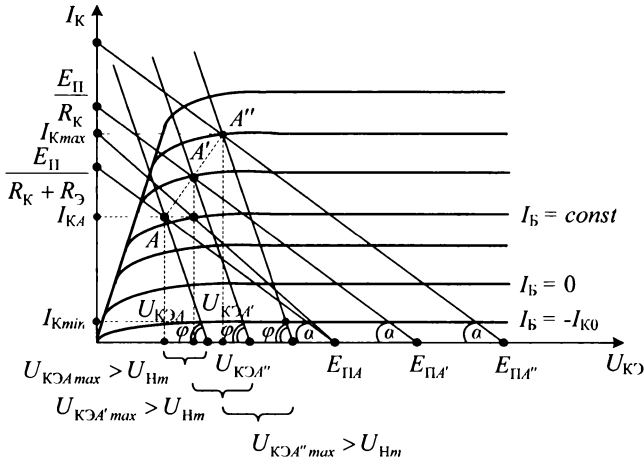


Рис. 9.14. Выбор рабочей точки усилительного каскада на БТ

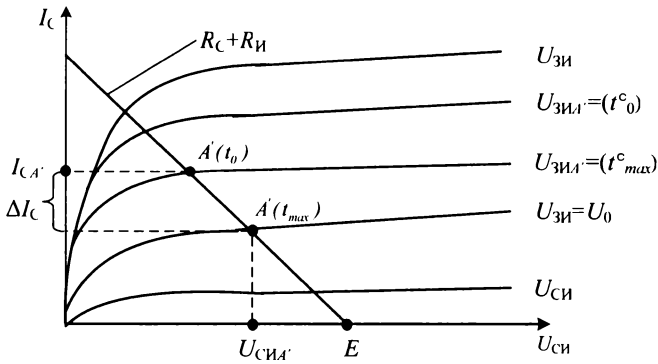


Рис. 9.15. Выбор рабочей точки усилительного каскада на ПТ

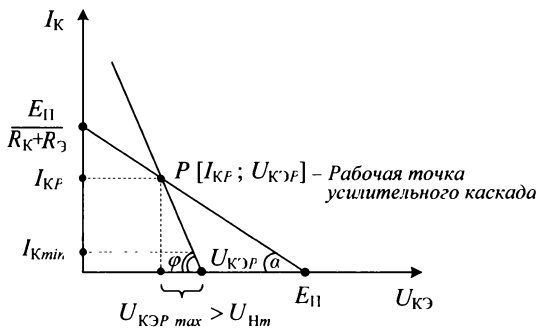


Рис. 9.16. Итоговая рабочая точка P усилительного каскада на БТ

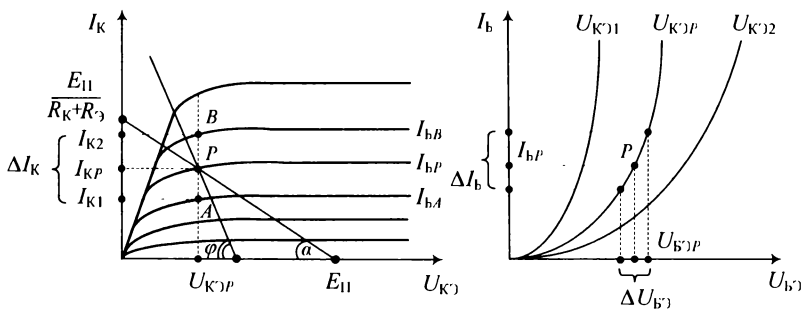


Рис. 9.17. Определение h -параметров усилительного каскада

Из выходной ВАХ транзистора (рис. 9.17) определяем следующие значения.

1. $\beta = h_{210Э}$ – коэффициент усиления по току для схемы с общим эмиттером:

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_b} \right|_{U_{КЭ} = const} \quad (9.31)$$

Расчет β проводим следующим образом.

- На линии $U_{КЭР} = const$ откладываем две точки A и B :

Точка $A \rightarrow I_{бA}$; точка $B \rightarrow I_{бB}$.

- Для точек A и B находим $I_{КА} = I_{К1}$; $I_{KB} = I_{К2}$;

$$\beta = \left. \frac{\Delta I_K}{\Delta I_b} \right|_{U_{КЭ} = const} = \left. \frac{I_{К2} - I_{К1}}{I_{б2} - I_{б1}} \right|_{U_{КЭ} = const}$$

2. $I_{БР}$ определяем из выходной ВАХ по графику, зная точки и значение на графике $I_{КР}$ и $U_{КЭР}$.

Из входной ВАХ транзистора $I_{Б} = f(U_{БЭ}) \Big|_{U_{КЭ} = const}$ (рис. 9.17) определяем следующие значения.

ем следующие значения.

1. Отмечаем точку P на входной ВАХ. Из выходной ВАХ определяем $I_{БР}$ и откладываем это значение на входной ВАХ.

- Проводим линию до пересечения с линией $U_{КЭР}$ (горизонтально).
- Проводим линию параллельно оси $I_{Б}$, определяем $U_{БЭР}$.

2. $h_{110Э} = h_{ВХОЭ}$ – входное сопротивление транзистора для схемы с общим эмиттером находим по следующей формуле:

$$h_{110Э} = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_{Б}} \Big|_{U_{КЭР} = const} \quad (9.32)$$

Особенности. Если $R_{Н} < R_{К}$, то угол $\varphi \gg \alpha$, тогда динамическая линия нагрузки слишком крутая и значение $U_{КЭmax}$ – слишком маленькое.

Для выполнения условия $U_{КЭmax} > U_{Нм}$ необходимо сильно увеличивать $E_{П}$. Для устранения этого недостатка на выход усилительного каскада необходимо поставить эмиттерный повторитель (схема с общим коллектором). Схема усилительного каскада с эмиттерным повторителем на выходе приведена на рис. 9.18.

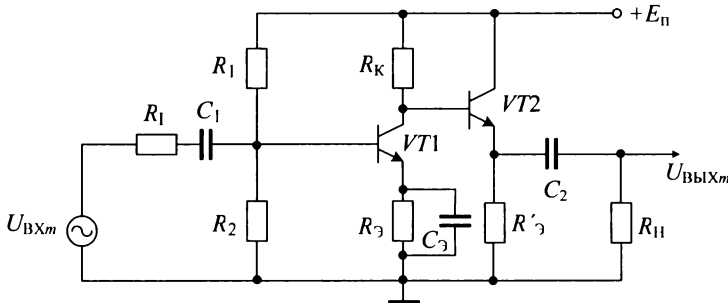


Рис. 9.18. Усилительный каскад с ОЭ при включении в схему эмиттерного повторителя

В этом случае последовательность расчета каскада имеет следующий вид:

- 1) После двух перемещений $E_{П}$ условие $U_{КЭmax} > U_{Нм}$ не выполняется.
- 2) Считаем, что полученная рабочая точка P – окончательная рабочая точка. Выбираем для нее транзистор ($U_{КЭmax} > U_{Нм}$) из справочника по указанным параметрам.

3) Строим ВАХ и определяем коэффициент усиления по току для схемы с общим эмиттером $h_{210Э} = \beta$, $VT2 = VT1$.

4) Полагаем, что $R'_3 = R_{H1}$.

Теперь R_H для транзистора $VT1$ будет $R_{ВХVT2}$ транзистора $VT2$, тогда новая динамическая линия нагрузки будет проходить через точку P под новым углом φ' :

$$\varphi' = \text{arccctg} \left(\frac{R_K \parallel R_{ВХVT2}}{K_M} \right). \quad (9.33)$$

5) Для схемы с общим коллектором $R_{ВХVT2} = R_{ВХОК} = (\beta + 1)(R'_3 \parallel R_{H1})$,

где $R_{ВХ}$ – входное сопротивление транзистора для схемы с общим коллектором; так как $R'_3 = R_{H1}$, то $R'_3 \parallel R_{H1} = \frac{R_{H1}}{2}$ и $R_{ВХVT2} = \frac{(\beta + 1)}{2} R_{H1}$, таким образом схема с общим коллектором увеличивает R_{H1} в $\frac{(\beta + 1)}{2}$ раза.

Пример. Пусть $R_K = 1$ кОм, $R_{H1} = 1$ кОм; $\beta = 99$; тогда

$$\alpha = \text{arccctg} \left(\frac{R_K}{K_M} \right); \quad \varphi' = \text{arccctg} \left(\frac{1 \text{кОм} \parallel 1 \text{кОм}}{K_M} \right) = \text{arccctg} \frac{500}{K_M};$$

$$R_{ВХVT2} = \frac{(99 + 1)}{2} R_{H1} = 50 R_{H1};$$

$$\varphi' = \text{arccctg} \left(\frac{1 \text{кОм} \parallel 50 \text{кОм}}{K_M} \right) \approx \text{arccctg} \left(\frac{\text{чуть меньше } 1 \text{кОм}}{K_M} \right).$$

Угол φ' будет немного больше угла α и условие $U_{КЭmax} > U_{Нм}$ будет выполняться.

9.2.2.3. Выбор транзистора

В общем случае транзисторы можно классифицировать:

- По проводимости: структуры *n-p-n* (*p-n-p*)-типа.
- По мощности (в справочнике) P_K :

БМ \rightarrow СМ \rightarrow ММ.

БМ – транзистор большой мощности;

СМ – транзистор средней мощности;

ММ – транзистор малой мощности.

- По частоте f_{max} :

СВЧ \rightarrow ВЧ \rightarrow СЧ \rightarrow НЧ.

СВЧ – сверхвысокочастотный транзистор;

ВЧ – высокочастотный транзистор;

СЧ – среднечастотный транзистор;

НЧ – низкочастотный транзистор.

Выбор транзистора осуществляется по данным табл. 9.4. Классификация транзисторов усилительных каскадов приведена на рис. 9.19.

Транзисторы усилительных каскадов выбираются по справочникам и должны удовлетворять при заданной t°_{max} следующим требованиям:

- справочные величины максимально допустимых мощностей $P_{кдоп}$, $P_{сдоп}$ не меньше значений $P_{кmax}$, $P_{симax}$;
- справочные величины максимально допустимых значений токов $I_{кдоп}$, $I_{сдоп}$ и напряжений $U_{кэдоп}$, $U_{сидоп}$ соответственно не меньше значений $I_{кmax}$, $I_{сmax}$, $U_{кэmax}$, $U_{симax}$.

Таблица 9.4

Рассчитанные значения	Условие выбора	Предельно допустимые значения из справочника
P_K , Вт – мощность на коллекторе транзистора: $P_K = I_{KA} U_{KЭA}$	<	$P_{кдоп}(P_{кmax})$, Вт – максимальная мощность на коллекторе транзистора
$E_{п}$, В	<	$U_{кэmax}(U_{кэmax})$, В
$I_{кmax} = 2I_{KA}$, А, где I_{KA} – координата рабочей точки транзистора	<	$I_{кдоп}(I_{кmax})$, А – максимальный ток на коллекторе транзистора
$f_{max} = 10f_{взадлния}$, кГц	<	f_{α} , кГц – частота единичного усиления
$n-p-n$ / $p-n-p$ (тип проводимости транзистора по заданию)		$n-p-n$ / $p-n-p$ ВАХ транзистора

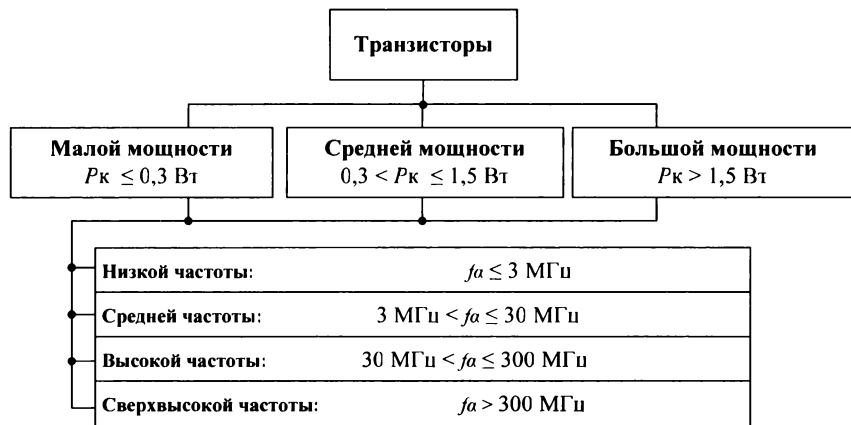


Рис. 9.19. Классификация транзисторов усилительных каскадов

Далее строится предположительная область ВАХ транзисторов каскада, ограниченная значениями:

$$I_{кmax} = 2I_{KA},$$

$$U_{кэmax} = E_{п}$$

и гиперболой

$$P_{Kmax} = I_{KA} U_{KЭА}$$

максимально рассеиваемой на коллекторе мощности для каскада на БТ и соответственно, значениями:

$$\begin{aligned} I_{Cmax} &= 2I_{CA}; \\ U_{СИmax} &= E_{П} \end{aligned}$$

и гиперболой

$$P_{Cmax} = I_{CA} U_{СИА} \text{ для каскада на ПТ.}$$

Далее из справочников для выбранного транзистора вырисовываются их реальные выходные, входные и передаточные ВАХ, по которым ведется дальнейший расчет (см. табл. 9.5). На семейства выходных ВАХ наносится гипербола максимально рассеиваемой мощности $P_{Кдоп}$ ($P_{Сдоп}$).

Для этого из справочника для выбранного транзистора находим $P_{Кдоп}$ ($P_{Кmax}$) и определяем I_K по следующей формуле:

$$I_K = \frac{P_{Кдоп}}{U_{KЭ}}. \quad (9.34)$$

Таблица 9.5

$U_{KЭ}, В$	$U_{KЭ1} = 1, В$	$U_{KЭ2} = 5, В$	$U_{KЭ3} = 10, В$...	$E_{П}, В$	$U_{KЭm}, В$
$I_K, МА$	$I_{K1}, МА$	$I_{K2}, МА$	$I_{K3}, МА$...		

Если гипербола расположена выше обеих линий нагрузки и не пересекает их, то транзистор выбран правильно, если нет, то выбираем новый транзистор.

9.2.2.4. Расчет элементов фиксации рабочей точки

Фиксация рабочей точки A' (рис. 9.12) для каскада на БТ, показанном на рис. 9.11 осуществляется резистивными делителями R_1 и R_2 . Связь между напряжениями и токами транзистора в режиме покоя (см. рис. 9.11) определяется следующими выражениями:

$$U_{БЭA'} = (I_D - I_{БA'})R_2 - I_{ЭA'} \cdot R_3; \quad (9.35)$$

$$U_1 = I_D R_1; \quad (9.36)$$

$$U_2 = (I_D - I_{БA'}) \cdot R_2; \quad (9.37)$$

$$E = U_1 + U_2, \quad (9.38)$$

причем $U_{БЭA'}$ находится при определенном ранее из выходных ВАХ токе $I_{БA'}$, а ток $I_{ЭA'} = I_{KA'} + I_{БA'}$.

Ток делителя I_D из (9.37) находится из выражения

$$I_D = I_{БA'} + \frac{U_{БЭA'} + I_{ЭA'} \cdot R_3}{R_2}. \quad (9.39)$$

Сопротивление R_1 с учетом выражения (9.35) равно:

$$R_1 = \frac{E - (U_{БЭА'} + I_{ЭА'} \cdot R_3)}{U_{БЭА'} + I_{ЭА'} \cdot R_3 + I_{БА'} R_2} R_2. \quad (9.40)$$

Для определения R_2 используется связь значения R_2 с коэффициентом температурной нестабильности N_S , равным для схемы рис. 9.11

$$N_S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K0}} = \frac{(R_2 + R_3)(1 + \beta)}{R_2 + R_3(1 + \beta)}. \quad (9.41)$$

где ΔI_K , ΔI_{K0} – температурные изменения токов I_K и I_{K0} (в справочниках иногда обозначается $I_{КБ0}$); $\beta = h_{210Э}$ – коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ (определяется по выходным ВАХ в окрестностях рабочей точки).

Из справочника для выбранного транзистора находим ток $I_{K0}(I_{КБ})$ – обратный ток коллекторного перехода. Значение данного тока необходимо уменьшить в 5 ... 10 раз, т. к. обычно в справочнике указывается не более определенной величины и сильно завышено.

$$N_S = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{K0}} = 2 \dots 15, \quad (9.42)$$

если коэффициент N_S в этом диапазоне, то каскад с общим эмиттером хорошо термостабилизирован, т. е. изменения температуры незначительно влияют на работу каскада.

Величина $I_{K0}(t_{max})$ рассчитывается по эмпирическому соотношению:

$$I_{K0}(t_{max}) = I_{K0}(t_0) \left(A^{\frac{t_{max} - t_0}{10}} - 1 \right), \quad (9.43)$$

где $I_{K0}(t_0)$ – тепловой ток коллекторного перехода, уменьшенный в 10 раз;

$A(Ge) = 2$; $A(Si) = 2,5$ – коэффициенты;

$t_0 = 20$ °C – нормальная температура окружающей среды;

t_{max} – максимальная температура из исходных данных;

$\Delta I_{K0} = I_{K0}(t_{max}) - I_{K0}(t_0)$, – изменение тока I_{K0} от температуры;

$\Delta I_K = (0,001 \dots 0,01) I_{lim}$.

По вычисленному значению N_S согласно (9.41) рассчитывается величина R_2 :

$$R_2 = \frac{R_3(1 + \beta) - N_S R_3(1 + \beta)}{N_S - (1 + \beta)}. \quad (9.44)$$

Значение R_1 определяется подстановкой величины R_2 , рассчитанной по (9.44), в соотношение (9.40). Значения сопротивлений R_1 и R_2 можно проверить следующим соотношением:

$$R_1 > R_2; R_1 \approx (5 \dots 10) R_2.$$

Корректность расчета оценивается вычислением тока I_D по выражению (9.39), причем необходимо соблюдение неравенства $I_D > I_{БА'}$. Соотношение $I_D > (5 \dots 10) I_{БА'}$ считается приемлемым. При несоблюдении указанного неравен-

ства расчет необходимо повторить, начиная с изменения значения R_3 из выражения (9.24).

Для каскадов на ПТ с управляющим p - n -переходом и МДП-транзистором с встроенным каналом фиксация рабочей точки может быть обеспечена сопротивлением в цепи истока $R_{И}$ (см. рис. 9.15). Так как ток затвора I_3 ПТ мал, то можно считать справедливым соотношение (9.21).

Сопротивление R_3 может быть рассчитано из условий температурной стабилизации рабочей точки с учетом того, что для схемы рис. 9.15 напряжение затвор-исток равно:

$$U_{ЗИ} = I_3 R_3 - I_C R_{И}. \quad (9.45)$$

Температура изменения тока I_C определяется как

$$\Delta I_C = \Delta I_3 \frac{R_3}{R_{И}} - \Delta U_{ЗИ} \frac{1}{R_{И}}. \quad (9.46)$$

Изменение тока ΔI_C находится из приближенного уравнения

$$\Delta I_C = [I_{C,A}(t_0 / t_{max})^{3/2} - 1]. \quad (9.47)$$

где t_0 – начальная (лабораторная) температура.

Температурные изменения тока затвора ΔI_3 оцениваются так же, как и соответствующие изменения обратного тока у p - n -перехода, т. е. аналогично (9.43):

$$\Delta I_3 = I_3(t_0) 2,5 \frac{t_{max} - t_0}{10}. \quad (9.48)$$

где $I_3(t_0)$ – ток затвора при начальной температуре (заданной в справочнике).

Температурные изменения напряжения $U_{ЗИ}$ могут быть определены из тех соображений, что ток I_C согласно (9.47) при росте температуры уменьшается. Тогда (рис. 9.15) температурные изменения $U_{ЗИ}$ можно оценить графически как

$$\Delta U_{ЗИ} = \left| U_{ЗИ A'(t_0)} - U_{ЗИ A'(t_{max})} \right|. \quad (9.49)$$

Величина R_3 определяется из (9.45) в следующем виде

$$R_3 = \frac{\Delta I_C R_{И} + \Delta U_{ЗИ}}{\Delta I_3}. \quad (9.50)$$

Сопротивление R_3 вычисляется подстановкой в выражение (9.50) значений (9.47), (9.48) и (9.49).

9.2.2.5. Предварительный расчет коэффициента усиления

Предварительный расчет коэффициента усиления по напряжению K_U выполняется по выражению:

$$K_U = -\beta \frac{R_K \parallel R_H}{R_\Gamma + R_{\text{ВХ}}},$$

где R_Γ – выходное сопротивление предыдущего каскада.

Так как предыдущий каскад не рассчитан, то $R_\Gamma = R_{\text{ВЫХ}}$ предыдущего каскада или $R_{\text{ВЫХ}} \approx R_K$. Поэтому вместо R_Γ выберем R_K каскада, который рассчитываем, т. к. сопротивления R_K будут одного порядка.

Однако данная формула не учитывает падение входного тока на резистивном делителе R_1 и R_2 . Поэтому ее применяют, если $(R_1 \parallel R_2) \gg h_{10}$.

Поэтому лучше считать по более точной формуле, которая учитывает сопротивления R_1 и R_2 :

$$K_U = -\beta \frac{R_K \parallel R_{H1}}{\left(\frac{h_{10}}{R_B} + 1\right) R_\Gamma + h_{10}}, \quad (9.51)$$

где $R_B = R_1 \parallel R_2$.

Особенности. Емкостные элементы C_1 , C_2 и C_3 лучше считать после расчета всех каскадов усилителя. На этом расчет выходного каскада окончен.

9.2.3 РАСЧЕТ ПРОМЕЖУТОЧНОГО (ВХОДНОГО) КАСКАДА

9.2.3.1. Выбор рабочей точки

Пусть у усилителя два каскада и выходной каскад предварительно рассчитан. Структурная схема двухкаскадного усилителя приведена на рис. 9.20.

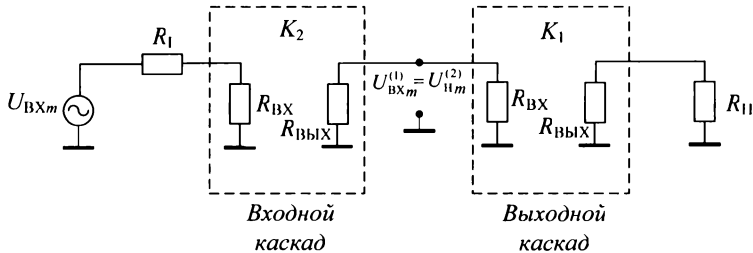


Рис. 9.20. Структурная схема двухкаскадного усилителя

Определим необходимые параметры для расчета промежуточного (входного) каскада:

$$R_H^{(2)} = R_{\text{ВХ}}^{(1)} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{10}; \quad (9.52)$$

$$U_{Hm}^{(2)} = U_{\text{ВХm}}^{(1)} = \frac{U_{H1m}^{(1)}}{K_U^{(1)}}, \quad (9.53)$$

где U_{Hm} – напряжение на нагрузке выходного каскада;

$$I_{Hm}^{(2)} = \frac{U_{Hm}^{(2)}}{R_{Hm}^{(2)}}. \quad (9.54)$$

Замечание. Для второго каскада $U_{Hm}^{(2)} \ll U_{Hm}^{(1)}$. Поэтому для упрощения выбора рабочей точки, если E_{II} не очень большое ($E_{II} \leq 24$ В), то можно сразу выбрать $E_{II}^{(2)} = E_{II}^{(1)}$ (рис. 9.21).

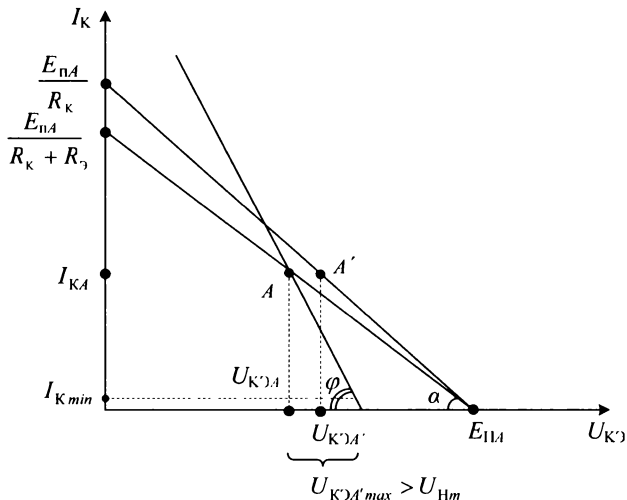


Рис. 9.21. Выбор рабочей точки промежуточного (входного) каскада

$$U_{K3A'} = \frac{E_{II}}{2};$$

$$I_{KA'} = \frac{I_{Hm}^{(2)}}{K_3}.$$

Таким образом, чтобы $I_{KA'} = \frac{I_{Hm}^{(2)}}{K_3}$ было как можно больше, необходимо выбрать коэффициент K_3 как можно меньше.

$$R_K = \frac{E_{II} - U_{K3A}}{I_{KA}};$$

$$R_3 = (0, 1 \dots 0, 3)R_K.$$

Далее строим линию нагрузки с учетом R_3 . Переносим рабочую точку в A из A' . Строим динамическую линию нагрузки через точку A под углом φ :

$$\varphi = \operatorname{arccctg} \frac{R_K \| R_H}{K_M}.$$

Так как напряжение питания E_{Π} выбрано с запасом, то условие $U_{K\Omega \max} > U_{Hm}$ всегда выполняется.

На этом выбор рабочей точки закончен. Расчет остальных каскадов выполняем аналогично.

9.2.3.2. Окончательный расчет коэффициента усиления выходного каскада

После расчета промежуточного (входного) каскада необходимо уточнить $K_U^{(1)}$ выходного каскада по следующей формуле:

$$K_U = -\beta \frac{R_K \| R_H}{\left(\frac{h_{1\omega} + 1}{R_B} \right) R_{\Gamma} + h_{1\omega}},$$

где $R_{\Gamma} = R_K^{(2)}$ – рассчитанного промежуточного (входного) каскада.

Уточняем $U_{Hm}^{(2)} = \frac{U_{Hm}^{(1)}}{|K_U^{(1)}|}$, где $K_U^{(1)}$ окончательный коэффициент усиления выходного каскада.

Проверяем по выходной характеристике, что условие $U_{Hm}^{(2)} < U_{K\Omega \max}^{(2)}$ выполняется.

Коэффициент усиления напряжения каскада с ОИ является чаще всего входным каскадом усилителя, в области средних частот оценивается соотношением:

$$K_U = \frac{S(R_C \| R_H)}{1 + (R_C \| R_H) / R_{\text{сидиф}}}, \quad (9.55)$$

где $S = S_{\max} \left(1 - \frac{U_{3и}}{U_0} \right)$ – крутизна передаточной ВАХ ПТ; S_{\max} , U_0 – соответственно максимальное значение крутизны и напряжение отсечки (справочные параметры); $R_{\text{сидиф}} = dU_{\text{си}}/dI_C$ – дифференциальное сопротивление ПТ, определяемое по выходным ВАХ в окрестностях рабочей точки; R_H – входное сопротивление последующего усилительного каскада в области полосы пропускания или заданное сопротивление нагрузки, если каскад конечный; R_C – сопротивление в цепи стока, определяемое по выражению (9.28).

9.2.4. РАСЧЕТ ЕМКОСТНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ УСИЛИТЕЛЯ

Для каскадов на БТ (см. рис. 9.2, 9.3 и 9.6) значения емкостей конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 рассчитываются по следующим выражениям:

$$C_1 \geq \frac{1}{\omega_H(R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}})}, \quad (9.56)$$

где $R_{\text{ВХ}} = R_1 \| R_2 \| h_{10\Omega}$; $h_{10\Omega}$ – входное сопротивление БТ, определяемое по входной ВАХ в окрестностях рабочей точки отношением $h_{10\Omega} = \Delta U_{\text{БЭ}} / \Delta I_{\text{Б}}$.

$$C_2 \geq \frac{1}{\omega_H(R_{\text{К}} + R_{\text{Н}})}, \quad (9.57)$$

где $R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки усилителя, если каскад оконечный, или входное сопротивление последующего усилительного каскада в области средних частот, если рассчитываемый каскад входной или промежуточный.

$$C_3 \geq \frac{3h_{210\Omega}}{\omega_H h_{10\Omega}}. \quad (9.58)$$

Корректность расчета емкостных элементов усилителя можно проверить следующим соотношением:

$$C_1^{(1)} = C_2^{(2)}. \quad (9.59)$$

Для каскадов на ПТ (см. рис. 9.4) при $R_{\Gamma} < R_3$ емкости конденсаторов C_1 , C_2 и $C_{\text{И}}$ могут быть оценены по следующим выражениям:

$$C_1 \geq \frac{1}{\omega_H R_3}. \quad (9.60)$$

$$C_2 \geq \frac{1}{\omega_H(R_{\text{С}} + R_{\text{Н}})}, \quad (9.61)$$

где $R_{\text{Н}}$ имеет тот же смысл, что и в выражении (9.57).

$$C_{\text{И}} \geq \frac{1}{(0,2 \dots 0,25)R_{\text{Н}}\omega_H}. \quad (9.62)$$

9.2.5. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ МНОГОКАСКАДНОГО УСИЛИТЕЛЯ

После расчета всех каскадов определяем коэффициент усиления K многокаскадного усилителя по следующей формуле:

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_n = \prod_{i=1}^n K_i, \quad (9.63)$$

где n – число каскадов усилителя.

При этом обязательно должно выполняться условие:

$$K > K_U,$$

где $K_U = K_{OC}(1 - K\beta)$ – коэффициент усиления усилителя по напряжению без обратной связи.

Если условие не выполняется, то расчет корректируется путем оценки и целенаправленного изменения тех элементов усилительных каскадов, которые наиболее чувствительно влияют на K . При необходимости структура усилителя может быть изменена путем добавления промежуточных развязывающих каскадов с общим коллектором (эмиттерных повторителей).

9.2.6. РАСЧЕТ ЦЕПИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

По вычисленным в п. 9.2.1 значениям $K\beta$ и K рассчитывается величина β . В зависимости от числа каскадов усилителя расчет β производится следующим образом.

1. Если число каскадов n – четное, то цепь обратной связи заводится в часть R_3 входного каскада (см. рис. 9.9). В этом случае R_3 разбивается на две части:

$$R'_3 \text{ и } R''_3,$$

где $R''_3 \approx (0,01 \dots 0,1)R_3$ и приблизительно находится в диапазоне $R''_3 \approx 5 \dots 50 \text{ Ом}$, $R'_3 = R_3 - R''_3$.

Из соотношения $K = K_{OC}(1 - K\beta)$ находим коэффициент β , где

$$K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot \dots \cdot K_n = \prod_{i=1}^n K_i; K_{OC} = \frac{U_{11m}}{U_{ВХm}}, \text{ тогда } \beta = \frac{K - K_{OC}}{K \cdot K_{OC}}.$$

и определяем R_{OC} из соотношения: $\beta = \frac{R''_3}{R'_3 + R_{OC}} \rightarrow R_{OC} = \frac{R''_3 \cdot (1 - \beta)}{\beta}$, (9.64)

где R_{OC} – коэффициент передачи цепи с обратной связью.

2. Если число каскадов n – нечетное, то цепь обратной связи заводится на базу входного транзистора (см. рис. 9.10).

Коэффициент β определяется соотношением:

$$\beta = \frac{R_T}{R_T + R_{OC}} \rightarrow R_{OC} = \frac{R_T(1 - \beta)}{\beta}, \quad (9.65)$$

где R_T выбираем по исходным данным; β – аналогично для случая, когда число каскадов n – четное.

На этом теоретический расчет проектируемого усилительного устройства окончен.

9.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ ПЕРЕМЕННОГО СИГНАЛА

Моделирование схемы усилителя выполняется с помощью пакета схемотехнического моделирования Micro-Cap. В результате моделирования должны быть получены переходные и частотные характеристики, как отдельных каскадов усилителя, так и всей структуры в целом. Целью моделирования является установление корректности расчета и степени соответствия расчетных параметров требованиям технического задания. Для получения результатов, определяемых исходными данными, необходимо произвести корректировку значений сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов усилителя. Полученные после корректировки значения элементов должны быть приведены в спецификации. По графикам АЧХ и ФЧХ, полученным в результате моделирования усилителя с обратной связью, определяются значения нижней и верхней частот полосы пропускания усилителя.

Результаты моделирования анализируются студентами, вычисляются коэффициенты усиления напряжения отдельных каскадов и усилителя в целом, сравниваются расчетные и полученные в результате моделирования частотные характеристики, вносятся рекомендации по улучшению параметров схемы.

9.3.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ ВЫХОДНОГО КАСКАДА

Для каждого каскада усилителя (рис. 9.22) предварительно необходимо построить переходную характеристику (режим моделирования Transient Analysis). Моделирование выполняется, начиная с выходного каскада.

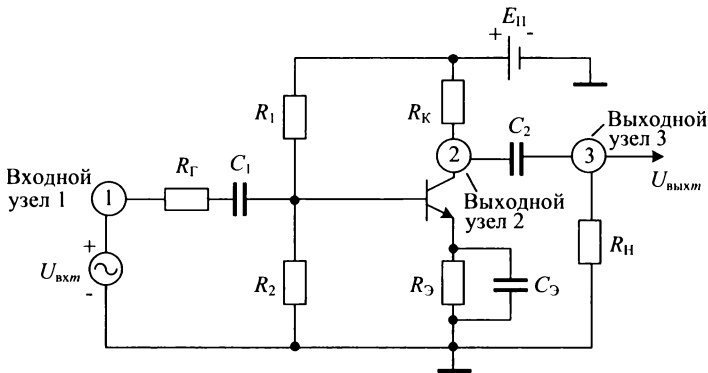


Рис. 9.22. Схема выходного каскада при моделировании

При моделировании переходной характеристики выходного каскада R_H необходимо взять из исходных данных, сопротивление $R_Г = R_К$ предыдущего каскада, $U_{вхм}$ – источник синусоидального сигнала.

Последовательность настройки усилительного каскада при моделировании:

1. Нарисовать схему. При рисовании задать параметры пассивных компонентов (лучше сразу выполнить нумерацию узлов (рис. 9.23) усилительного каскада).

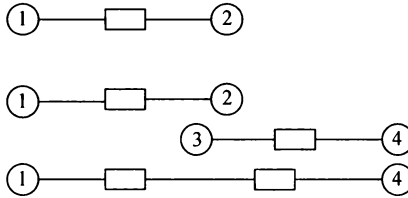


Рис. 9.23. Нумерация узлов при настройке усилительного каскада

2. Задать параметры библиотечных компонентов.

2.1. Генератор синусоидальных сигналов

- Частоту выбрать в середине полосы пропускания усилителя $f = 1 \dots 10$ кГц для уменьшения фазового сдвига.

- Уровень постоянной составляющей = 0.

- Сопротивление источника, близкое к нулю, например 0.0000001, так как оно учитывается в R_T на схеме.

- Период повторения рассчитать самим, исходя из частоты f , $T = \frac{1}{f}$.

- Амплитуду выбрать достаточно маленькую, например, для выходного каскада 0,1 ... 0,5 В.

2.2. Параметры биполярного транзистора

- Необходимо подобрать иностранный (зарубежный) аналог выбранного транзистора, если его нет в библиотеке, то по справочнику аналогов зарубежных транзисторов. Если нет аналога и в справочнике, то взять близкий транзистор, например, из одной и той же группы (малая мощность, средняя частота, $n-p-n$).

- Задать значение β , которое в библиотеке обозначает BF – коэффициент усилителя транзистора по току для схемы с общим эмиттером; BF = (120... 150)% – транзистора выбранного при расчете.

Последовательность моделирования каскада имеет следующий вид.

1. Моделирование в режиме DC (по постоянному току) – рис. 9.24, 9.25.

Входной узел – узел 1 (диапазон отображения на графике ± 1 В);

Выходной узел – узел 2 (диапазон отображения $0 \dots \pm E_{\Pi}$).

Время моделирования равно времени отображения и равно 2 ... 3 периода входного сигнала.

2. Запуск моделирования командой «Run».

3. Меняя номиналы резисторов R_1 или R_2 , добиваемся того, чтобы в узле 2 постоянное напряжение было равно $E_{\Pi}/2$, т. е. подбираем рабочую точку.

Лучше предварительно при отладке усилительного каскада емкости конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 увеличить в 10 ... 100 раз, по сравнению с расчетными, для уменьшения фазового сдвига.

Замечание. Расчетные значения $E_{П}$, R_K , $R_Э$, R_H и R_T изменять запрещено.

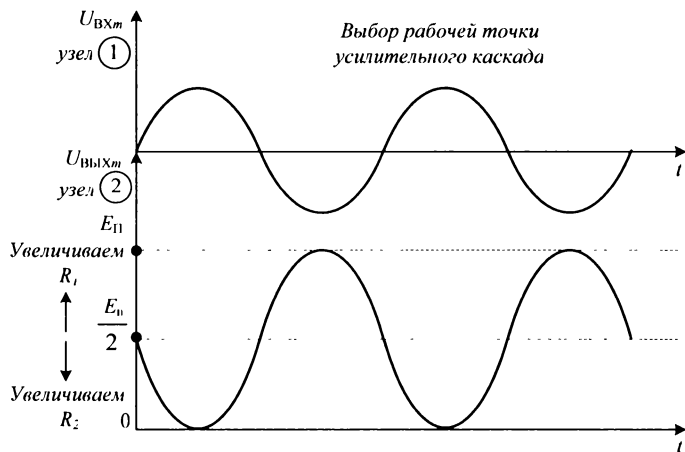


Рис. 9.24. Выбор рабочей точки усилительного каскада

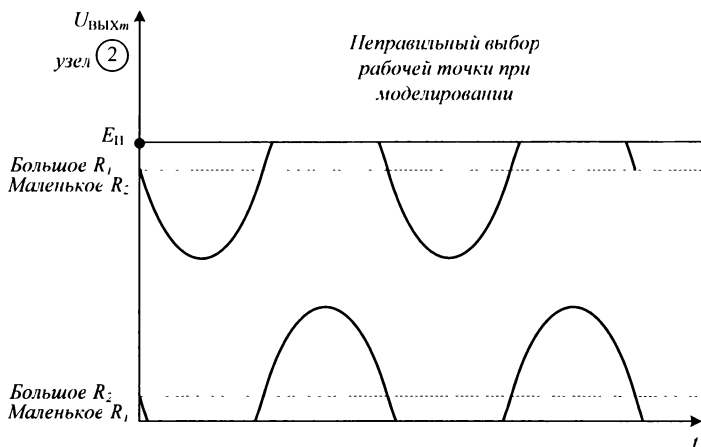


Рис. 9.25. Возможные ошибки при выборе рабочей точки

4. Моделирование в режиме Transient Analysis (рис. 9.26). Устанавливаем выходной узел 3 ($U_{\text{ВЫХ}}$) – диапазон чувствительности больше $U_{\text{Нм}} = \pm 10$ В. Меняя в библиотеке для синусоидального входного сигнала амплитуду, добиваемся, чтобы $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{Нм}}$.

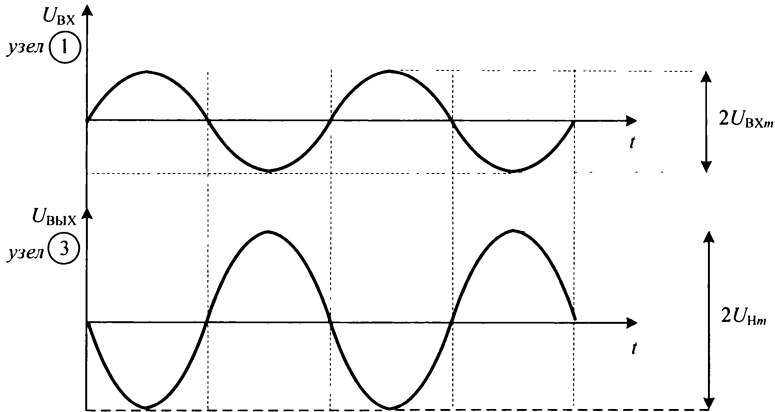


Рис. 9.26. Условия правильной работы усилительного каскада

Если не получается, то подбираем рабочую точку, меняя сопротивления резисторов R_1 и R_2 . Запоминаем $U_{\text{ВХ}m}$. Моделирование каскада на этом закончено.

5. Аналогично моделируем каждый каскад, при этом учитываем:

- $R_{\text{Н}}^{(2)} = R_{\text{ВХ}}^{(1)} = R_1 \parallel R_2 \parallel h_{\text{Н}03}$.
- В пункте 4 устанавливаем амплитуду входного синусоидального сигнала такого значения, чтобы $U_{\text{ВЫХ}m}^{(2)} = U_{\text{ВХ}m}^{(1)}$ отмоделированного каскада.

9.3.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ БЕЗ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Для моделирования усилителя без отрицательной обратной связи необходимо выполнить следующие действия:

- Собираем все каскады усилителя вместе и соединяем их между собой (R_{Γ} и C_1 – убираем).
- Выполняем построение переходной характеристики с амплитудой выходного сигнала величиной $U_{\text{ВЫХ}m} = U_{\text{Н}m}$.

Замечание. $U_{\text{ВХ}m} \ll U_{\text{ВХ}m}$ в задании.

- Выполняем построение АЧХ и ФЧХ (моделирование в режиме АС) – моделирование частотной характеристики усилителя (рис. 9.27).

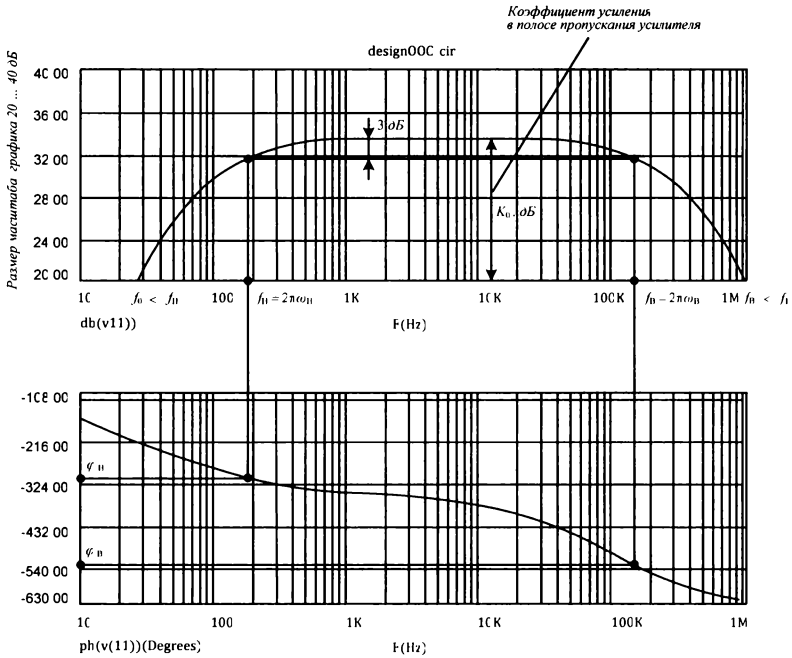


Рис. 9.27. АЧХ и ФЧХ многокаскадного усилителя переменного тока

9.3.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ С ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

После моделирования всех каскадов по отдельности необходимо смоделировать усилитель с отрицательной обратной связью. При моделировании обязательно должны выполняться следующие условия:

- K_U должен соответствовать заданию; $K_U = K_{OC}$ ранее рассчитанному; $U_{ВХм} = U_{ВХм}$ в задании; $U_{ВЫХм} = U_{Нм}$ рассчитанному.

- Построенные аналогично пункту 9.3.2 АЧХ и ФЧХ должны удовлетворять условию $f_{H1} = f_H$ в задании. Для этого необходимо скорректировать емкостные элементы C_1 и C_2 (желательно во всех каскадах усилителя). C_1 и $C_2 \downarrow \rightarrow f_{H1} \uparrow$. Также необходимо, чтобы $f_B = f_B$ в задании. Для того чтобы этого добиться, необходимо установить дополнительные конденсаторы C .

Способы улучшения работы схемы в области высоких частот (рис. 9.28).

- Так как все транзисторы более высокочастотные, чем необходимо по заданию, то f_B будет всегда больше, чем f_B задания, и ее необходимо уменьшить.

Для этого необходимо ввести дополнительные конденсаторы C с ООС по верхним частотам (рис. 9.28, а). Желательно их ввести в каждый каскад для исключения выбросов в частотной характеристике.

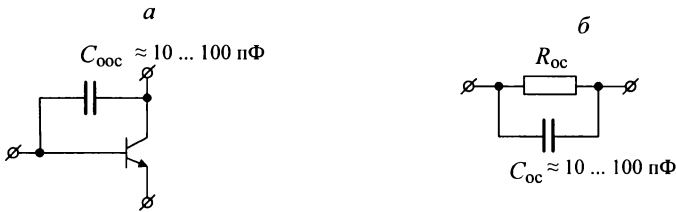


Рис. 9.28. Корректировка частотной характеристики усилителя переменного тока в области высоких частот:

- а – корректирующий конденсатор в цепи обратной связи транзистора;
 б – корректирующий конденсатор в цепи обратной связи усилителя

При этом условия, чтобы $U_{\text{Вых}m} = U_{1m}$ по заданию и $U_{\text{Вх}m} = U_{\text{Вх}m}$ по заданию должны обязательно выполняться.

9.4. ПОСТРОЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ $M_{OC}(\omega)$

Частотная зависимость $M_{OC}(\omega)$ строится (рис. 9.29) по выражениям табл. 9.3 в зависимости от числа каскадов усилителя. Выражения для $M_{OC}(\omega_{11})$ и $M_{OC}(\omega_{\text{В}})$ одинаковы по виду, но для различных частотных диапазонов предполагают подстановку разных значений, а именно:

$$x = \frac{\omega_{11}}{\omega} \quad \text{– для области низких и средних частот;}$$

$$x = \frac{\omega}{\omega_{\text{В}}} \quad \text{– для области средних и высоких частот.}$$

При построении принимается ранее рассчитанное значение $K\beta$. Величина ω_{11} определяется по выражению: $\omega_{11} = 2\pi f_{11}$ и далее находится значение $\log(\omega_{11})$, 1/с. Величина $\omega_{\text{В}}$ определяется по выражению $\omega_{\text{В}} = 2\pi f_{\text{В}}$ и далее находится значение $\log(\omega_{\text{В}})$, 1/с. Частотная зависимость $M_{OC}(\omega)$ строится с использованием пакета математических расчетов MathCAD и приводится в приложении. Масштаб оси частот выбирается в десятичных логарифмах круговой частоты. На оси частот отмечаются точки ω_{11} и $\omega_{\text{В}}$. Лучше строить два графика $M_{OC11}(\omega)$ и $M_{OC\text{В}}(\omega)$ по отдельности, а затем их объединить в один.

Коэффициент частотных искажений определяется по следующему выражению:

$$M_{oc}(\omega) = \frac{K_v(\omega)}{K_0}$$

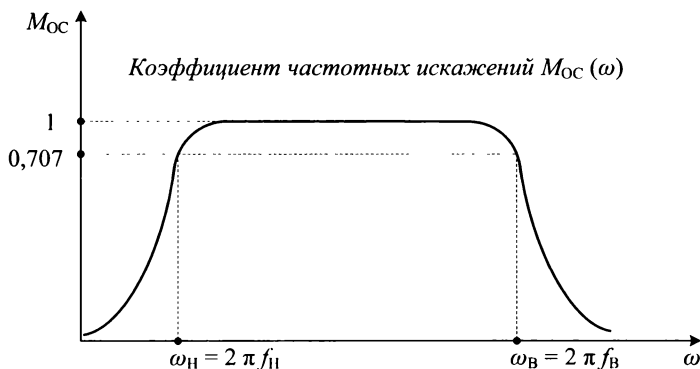


Рис. 9.29. Коэффициент частотных искажений $M_{oc}(\omega)$

9.5. ПОСТРОЕНИЕ ВАХ ТРАНЗИСТОРА В ПАКЕТЕ MICRO-CAP

После выбора транзистора выходного или входного (промежуточного) каскада необходимо построить его ВАХ. Для этого можно воспользоваться средствами пакета Micro-Cap. Возьмем в качестве примера построения ВАХ транзистор KT814B в пакете Micro-Cap. Для этого используем точный аналог транзистора KT814B, который имеется в стандартной библиотеке элементов пакета Micro-Cap. Таким аналогом является транзистор BD176.

Для построения выходной ВАХ используем схему, показанную на рис. 9.30. Диапазоны задаваемых значений для моделирования в режиме DC (расчет по постоянному току):

```
Input 2 Range  -1ma, 0, 0.05ma;
Input 2        i1;
Input 1 Range  -50, 0, 1;
Input 1        V1.
```

Для построения входной ВАХ используем схему, показанную на рис. 9.31. Диапазоны задаваемых значений для моделирования в режиме DC:

```
Input 2 Range  -40, 0, 20;
Input 2        V2;
Input 1 Range  -0.7, 0, 0.1;
Input 1        V1.
```

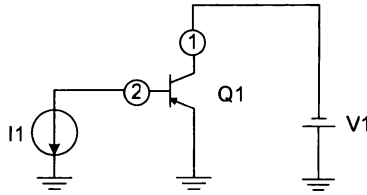


Рис. 9.30. Схема для построения выходной ВАХ транзистора

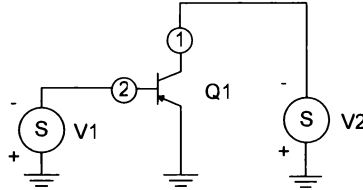


Рис. 9.31. Схема для построения входной ВАХ транзистора

9.6. ПРИМЕР МОДЕЛИРОВАНИЯ В ПАКЕТЕ MICRO-CAP

Схема выходного каскада усилителя приведена на рис. 9.32.

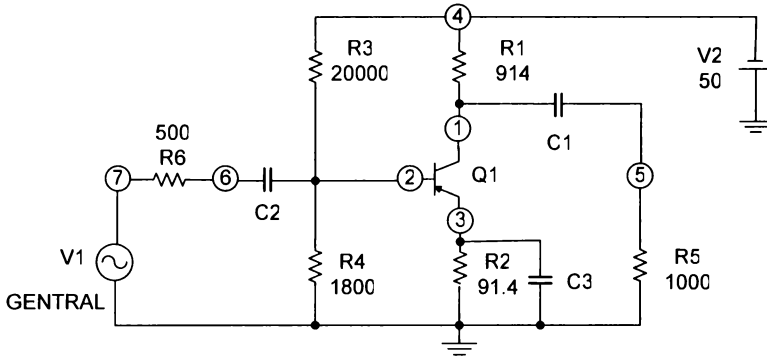


Рис. 9.32. Схема выходного каскада усилителя

Числовые характеристики каскада, полученные при моделировании:

Амплитуда входного сигнала, мВ	250
Амплитуда выходного сигнала, В	14.14
Коэффициент усиления	56.6
Коэффициент усиления, дБ	35

Переходная характеристика выходного каскада приведена на рис. 9.33.

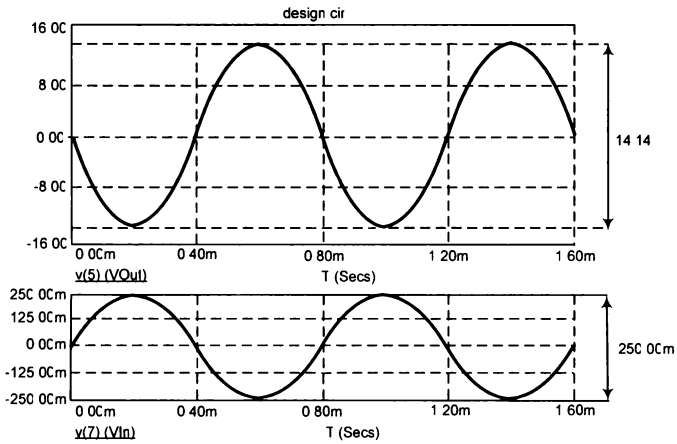


Рис. 9.33. Переходная характеристика выходного каскада

Начальные значения схемы:

R_{Γ} , Ом	500
R_1 , Ом	914
R_2 , Ом	91.4
R_3 , Ом	9801
R_4 , Ом	1294
R_{II} , Ом	1000
C_1 , Ф	2,0E-6
C_2 , Ф	0,5E-6
C_3 , Ф	20E-4
E_{II} , В	50

Измененные значения схемы:

R_{Γ} , Ом	500
R_1 , Ом	914
R_2 , Ом	91.4
R_3 , Ом	20000
R_4 , Ом	1800
R_{II} , Ом	1000
C_1 , Ф	2,0E-6
C_2 , Ф	0,5E-6
C_3 , Ф	20E-4
E_{II} , В	50

ПРИЛОЖЕНИЕ

Основные графические модели в Micro-Cap

Battery – источник постоянного напряжения (Вольт);

Capacitor – конденсатор (Фарад) (UF – мкФ, NF – нФ, PF – пФ);

Diode – диод;

Resistor – резистор (Ом) (K – кОм, M – МОм);

Ground – общий провод;

Inductor – индуктивность (Генри) (MH – мГ, UH – мкГ, NH – нГ);

NPN – биполярный транзистор *n-p-n*-типа;

PNP – биполярный транзистор *p-n-p*-типа;

Njfet – полевой транзистор *n*-канальный;

Pjfet – полевой транзистор *p*-канальный;

Nmos – полевой транзистор с *n*-каналом обедненного типа с изолированным затвором;

Pmos – полевой транзистор с *p*-каналом обедненного типа с изолированным затвором;

DNMOS – полевой транзистор с *n*-каналом обогащенного типа с изолированным затвором;

DPMOS – полевой транзистор с *p*-каналом обогащенного типа с изолированным затвором;

Short1 – отрезок единичной длины;

Jumper1 – отрезок с обходом проводника;

Cross2 – отрезок с обходом проводника (другое изображение);

Tie – соединитель;

Transformer – трансформатор;

Opamps – операционный усилитель;

Pulse source – источник пульсирующего напряжения;

Sin source – источник синусоидального напряжения;

Isource – источник постоянного тока;

Voltage source – источник напряжения;

Current source – источник тока.

В табл. 9.6. приведен список параметров компонентов, наиболее чувствительно влияющих на результаты анализа схем в режимах DC и Transient Analysis.

Основные виды анализа в Micro-Cap

В зависимости от целей моделирования выделяют следующие основные виды анализа электронных схем:

- **Transient Analysis (Alt+1)** – расчет переходных процессов в схеме. Позволяет строить зависимости от времени различных переменных состояния схемы и наблюдать их в графическом окне так же как на экране осциллографа.

- **AC Analysis (Alt+2)** – расчет частотных характеристик схемы. Позволяет строить зависимости от частоты различных переменных схемы при подаче на вход гармо-

нического воздействия с меняющейся частотой и постоянной амплитудой. Выводимые графики подобны тому, что наблюдается на экране прибора измерителя частотных характеристик.

• **DC Analysis (Alt+3)** – расчет передаточных функций по постоянному току (при вариации постоянно составляющей одного или двух источников сигналов, вариации температуры или параметров моделей компонентов). Выводимые графики подобны графикам, наблюдаемым на экране характеристики графа.

Таблица 9.6

Диоды и биполярные транзисторы			
Имя параметра	Параметр	Значение по умолчанию	Единица измерения
IS	Saturation current – ток насыщения $p-n$ перехода	10^{-14}	А
RS	Series resistance – прямое сопротивление диода	0	Ом
TT	Transit time – время переноса заряда	0	с
CJO	Zero bias depletion capacitance – барьерная емкость	0	Ф
VJ	Junction potential – потенциал на переходе	1	В
BF	Forward beta – максимальное значение β в нормальном включении	100	-
BR	Reverse beta – максимальное значение β в инверсном включении	1	-
RB	Base resistance – максимальное объемное сопротивление базы	0	Ом
RC	Collector resistance – объемное сопротивление коллектора	0	Ом
Полевые транзисторы			
VTO	Threshold voltage (Zero – bias threshold) – напряжение отсечки при нулевом смещении	0	В
BETA (KP)	Trans conductance – максимальное значение крутизны	0,1	А/В
Синусоидальный источник (Sin source)			
F	Frequency	Частота	Гц
A	Amplitude	Амплитуда	В
DC	DC level	Уровень постоянной составляющей	В
PH	Phase shift	Начальная фаза	град.
RS	Source resistance	Внутреннее сопротивление источника	Ом
RP	Repetition period of exponential	Период экспоненциального затухания	с
TAU	Exponential time constant frequency shift term	Коэффициент затухания	1/с
FS		Задержка	с

Transient Analysis – расчет переходных процессов

Это меню служит для предварительной подготовки режима расчета переходных процессов и режима вывода результатов для данной схемы. Командой **Limits** (см. рис. 9.34) вызывается список параметров, который необходимо скорректировать применительно к заданной схеме:

- **Time Range** – конечное и начальное время расчета переходных процессов (по формату Tmax [,Tmin]). По умолчанию назначается Tmin = 0 (отрицательные значения моментов времени недопустимы). Например, спецификация «1.2ms,0.4ms» задает интервал моделирования от 0,4 до 1,2 мс. В большинстве случаев Tmin не задается.

- **Maximum Time Step** – максимальный шаг расчета. Расчет переходных процессов ведется с переменным шагом, величина которого определяется автоматически исходя из допустимой относительной ошибки. Максимальная величина шага расчета равна заданному значению. Если этот шаг не задан (или задан равным нулю), то максимальный шаг расчета полагается равным (Tmax – Tmin) / 50. Задание малой (ненулевой) величины этого параметра может существенно увеличить время расчета, но зато графики получаются более гладкими (точными).

- **Number of Points** – число точек, выводимых в таблицы, т. е. число строк в таблице вывода результатов, по умолчанию принимается равным 51. Если заданные моменты времени не совпадают со значениями, при которых проводился численный расчет, то производится интерполяция. Если задано нулевое значение, то численный вывод производится для минимального количества точек, равного 5. Интервал вывода данных определяется формулой: (Tmax – Tmin) / (<Number of Points> – 1).

- **Temperature** – диапазон изменения температуры в градусах Цельсия; при выборе параметра Linear имеет формат High [,Low[,Step]]; если параметр Step (шаг) опущен, то выполняется анализ при двух значениях температуры Low (минимальный) и High (максимальный), если опущены оба параметра Low и Step, то расчет проводится при единственной температуре, равной High; при выборе параметра List указывается список температур, разделяемых запятыми.

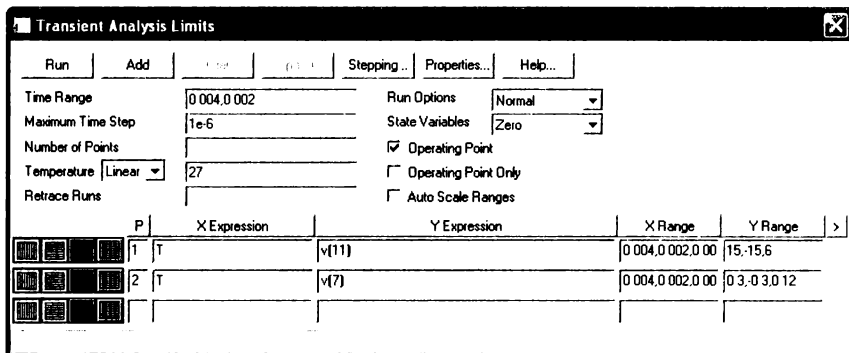


Рис. 9.34. Окно «Transient Analysis Limits»

AC Analysis – расчет частотных характеристик

Это меню служит для расчета частотных характеристик и вывода результатов анализа для данной схемы. Командой **Limits** (см. рис. 9.35) вызывается следующий список параметров:

- **Frequency Range** – верхний/нижний пределы диапазона частоты для расчета (дБ) или выбор способа изменения частоты (выпадающий список) и частотного диапазона (поле ввода), как правило, по формату F_{max} , F_{min} . Отрицательные значения частоты не допускаются. Обязательно должны быть указаны оба параметра (F_{max} , F_{min}) иначе расчет не производится. Из списка можно выбрать следующие способы изменения частоты:

Auto – автоматический подбор шага по частоте на основе контроля максимального приращения функции первого графика. Автоматический подбор шага является стандартным выбором и используется наиболее часто.

Linear – расчет с постоянным линейным шагом по частоте. Здесь на каждом шаге расчета частота получает одинаковое приращение путем добавления постоянной величины шага. Шаг по частоте выбирается исходя из заданного количества расчетных точек *Number of Points*.

Log – расчет с постоянным шагом на логарифмической шкале частоты. Здесь на каждом шаге расчета частота умножается на одно и то же значение, в результате чего между точками расчета будут одинаковые расстояния на логарифмической шкале. Шаг по частоте выбирается исходя из заданного количества расчетных точек *Number of Points*.

List – расчет для значений частот, перечисленных списком через запятую в поле частотного диапазона (например, $1E8$, $1E7$, $5E6$). В этом случае, в отличие от остальных способов, в поле частотного диапазона можно указывать более двух значений частоты, а не только F_{max} и F_{min} .

- **Number of Points** – определяет число строк в таблице файла числового вывода <имя схемы>.ano и число точек по частоте (N_F), в которых производится расчет частотных характеристик при выборе изменения частоты *Linear* и *Log*.

- **Temperature** – диапазон изменения температуры в градусах Цельсия; при выборе параметра *Linear* или *Log* имеет формат *High* [*Low* [, *Step*]]; если параметр *Step* (шаг) опущен, то выполняется анализ при двух значениях температуры *Low* (минимальный) и *High* (максимальный), если опущены оба параметра *Low* и *Step*, то расчет проводится при единственной температуре, равной *High*.

- **Maximum Change, %** – максимально допустимое приращение графика первой функции на интервале шага по частоте (в процентах от полной шкалы). Принимается во внимание только при выборе опции изменения частоты *Auto*. Если график функции изменяется сильнее, то шаг приращения частоты автоматически уменьшается.

- **Noise Input** – имя входного источника сигнала, используемого при расчете шумовых параметров (дБ).

- **Noise Output** – номера (или имена) узлов выходных зажимов цепи, в которых вычисляется спектральная плотность напряжения выходного шума схемы (дБ).

DC Analysis – расчет по постоянному току

Это меню служит для расчета по постоянному току и вывода результатов анализа для данной схемы. Командой **Limits** (см. рис. 9.36) вызывается следующий список параметров:

- **Variable 1** – задание первой варьируемой переменной. В графе *Method* выбирается метод варьируемой переменной:

Auto – выбираемый автоматически с целью достижения от точки к точке графика в % не более, чем указано в позиции *Maximum Change*.

Linear – линейный, задаваемый в графе *Range* по формату $\langle end \rangle [, \langle start \rangle [, \langle step \rangle]]$. Если опустить параметр *Step* (шаг), то шаг будет принят равным $(start - end / 50)$. Если опустить параметр *Start*, то начальное значение будет приравнено к нулю. Переменная *Variable 1* начинает изменяться от значения *start*. Последующие значения указанной переменной рассчитываются добавлением шага *step* и так до тех пор, пока не будет достигнуто конечное значение *end*.

Log – логарифмический, задаваемый в графе *Range* по формату $\langle end \rangle [, \langle start \rangle [, \langle step \rangle]]$. Переменная *Variable 1* начинает изменяться от значения *start*. Последующие значения указанной переменной рассчитываются умножением на *step* и так до тех пор, пока не будет достигнуто конечное значение *end*.

List – в виде списка значений, разделяемых запятыми по следующему формату: $\langle v1 \rangle [, \langle v2 \rangle [, \langle v3 \rangle] \dots [, \langle vN \rangle]]$. В этом случае переменная просто последовательно принимает значения из списка.

- **Name** – это поле указывает имя варьируемой переменной *Variable 1*. Это могут быть: величины источника постоянного напряжения или тока; температура; значения одного из параметров модели компонентов, имеющих математические модели; значения символической переменной.

- **Range** – указывает диапазон изменения переменной и шаг, зависящий от метода изменения переменной: линейного или логарифмического.

- **Variable 2** – задание второй варьируемой переменной. Определяется полями *Method*, *Name* и *Range*. Для значений, указываемых в этих полях, используются те же правила, что и перечисленные выше для переменной *Variable 1*.

- **Temperature** – диапазон изменения температуры в градусах Цельсия. Имеет поля *Method* и *Range*. Поле *Method* указывает один из методов изменения температуры: линейный (*Linear*) и список (*List*). Поле *Range* при выборе линейного (*Linear*) и логарифмического (*Log*) методов изменения имеет формат *High [Low[,Step]]*.

- **Number of points** – количество точек данных, по которым осуществляется интерполяция при построении графиков, или количество строк в таблице вывода результатов (*numeric output*). По умолчанию устанавливается равным 11 и всегда устанавливается нечетным, для того чтобы получалось четное количество интервалов.

- **Maximum Change, %** – максимальный процент изменения на любом шаге входного сигнала. Принимается во внимание только при выборе метода *Auto* изменения переменной *Variable 1*. Представляет собой максимально допустимое приращение графика первой функции на одном шаге. Если график функции изменяется сильнее, то шаг приращения первой переменной автоматически уменьшается.

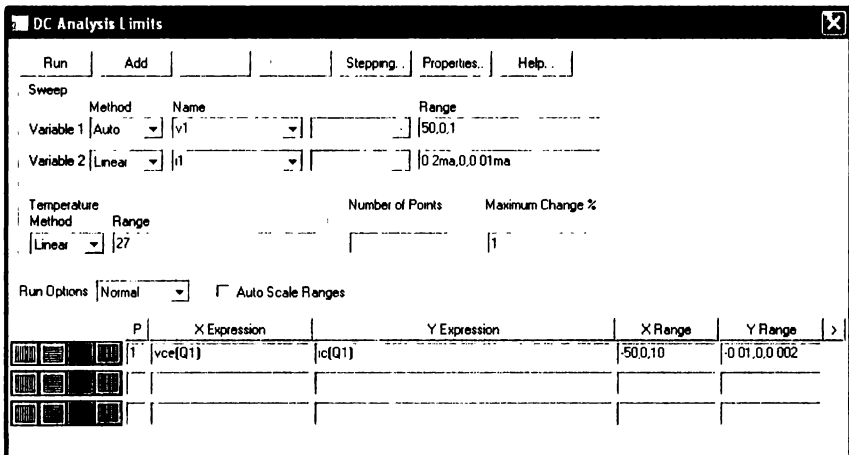


Рис. 9.36. Окно «DC Analysis Limits»

Заключение

На современном этапе развития и использования современных электронных устройств наиболее актуальное значение приобрели оценка их быстродействия и функциональности, вопросы анализа и проектирования оптимальных структур с заданными техническими характеристиками и параметрами.

Российские предприятия для повышения качества продукции и услуг, модернизации технологического процесса используют различные технологии и оборудование различных поставщиков, что создает определенные трудности при интеграции, модернизации и техническом обслуживании.

В связи с этим дальнейшее развитие электронных устройств неразрывно связано с вопросами обработки информации, где особая роль отводится интегральной схемотехнике. Для повышения быстродействия элементов и необходимой степени их функциональности в интегральных схемах применяются различные методы проектирования, анализа и синтеза.

В данном учебном пособии рассмотрены теоретические и практические аспекты разработки и схемотехнического проектирования современных усилительных устройств. В сжатой и доступной форме последовательно изложены принципы и режимы работы усилителей, их схемы включения, усилительные свойства и вольт-амперные характеристики. Приведены классификация усилителей, их основные параметры и характеристики, способы расчета в различных режимах работы, а также практические схемы термостабилизации усилительных каскадов. Рассмотрено применение обратной связи в усилительных устройствах и ее влияние на полосу пропускания сигналов. Приведены частотные характеристики и параметры усилительных устройств на транзисторах во всем диапазоне частот. Рассмотрены практические схемы усилительных устройств на дифференциальных каскадах и операционных усилителях, а также практические схемы пассивных и активных фильтров. Также в учебном пособии особое место отводится вопросам разработки и проектирования многокаскадных усилительных устройств специального назначения в соответствии с заданными техническими характеристиками и параметрами.

В результате изучения данного учебного пособия студенты усвоят принципы функционирования усилительных устройств, способы их разработки и проектирования, а также методы анализа и расчета их статических и динамических параметров.

Материал учебного пособия сопровождается большим числом иллюстративного материала и практических примеров, что поможет студентам правильно проектировать усилительные устройства, выбирать необходимые схемотех-

нические варианты их исполнения, модернизировать и улучшать их функционирование.

Настоящее учебное пособие соответствует ФГОС-3 и программе курса «Электротехника, электроника и схемотехника» студентов, обучающихся по направлению 090301 «Информатика и вычислительная техника».

Данная книга может также быть использована в качестве справочного пособия не только студентами указанного направления, но и специалистами в области разработки и проектирования радиоэлектронных устройств.

Список литературы

1. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 464 с.
2. Аронов В.Л., Баюков А.В., Зайцев А.А. Полупроводниковые приборы: транзисторы. Справочник. М.: Энергоатомиздат, 1983. 904 с.
3. Брежнева К.М., Гантман Е.И., Давыдова Т.И. и др. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
4. Гаврилов Л.П. Нелинейные цепи в программах схемотехнического проектирования. М.: СОЛОН-Р, 2002. 368 с.
5. Гальперин М.В. Практическая схемотехника в промышленной автоматике. М.: Энергоатомиздат, 1987. 320 с.
6. Зайцев А.А., Миркин А.И., Мокряков В.В. и др. Полупроводниковые приборы. Транзисторы средней и большой мощности: справочник. М.: Радио и связь, 1989. 640 с.
7. Лам Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация / под ред. И.Н. Теплоука. М.: Мир, 1982. 592 с.
8. Милозоров О.В., Панков И.Г. Электроника: учебник для вузов. М.: Высшая школа, 2004. 288 с.
9. Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства. М. Радио и связь, 1992. 300 с.
10. Опадчий Ю.Ф., Глудкин О.П., Гуров А.И. Аналоговая и цифровая электроника (полный курс): учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2005. 768 с.
11. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. М. Радио и связь, 1989. 399 с.
12. Разевиг В.Д. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-Cap 7. М.: Горячая линия – Телеком, 2003. 368 с.
13. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство. М.: Мир, 1982. 512 с.
14. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: в двух томах. М.: Мир, 1983. – Т. 1. 598 с.
15. Якубовский С.В., Ниссельсон Л.И., Кулешова В.И. и др. Цифровые и аналоговые интегральные микросхемы: справочник. М.: Радио и связь, 1989. 496 с.

СОДЕРЖАНИЕ

Введение	3
ГЛАВА 1. Биполярные транзисторы	5
1.1. Принцип работы биполярного транзистора	6
1.2. Условное обозначение биполярного транзистора	9
1.3. Режимы работы биполярных транзисторов	11
1.4. Схемы включения биполярных транзисторов	12
1.5. Характеристики и параметры биполярных транзисторов	13
1.5.1. Схема транзистора с ОБ	13
1.5.2. Схема транзистора с ОЭ	15
1.5.3. Схема транзистора с ОК	17
1.6. Статические характеристики биполярных транзисторов	18
1.6.1. ВАХ транзистора с ОБ	18
1.6.2. ВАХ транзистора с ОЭ	21
1.7. Усилительные свойства и эквивалентные схемы БТ	25
1.7.1. Схема включения транзистора с ОБ	25
1.7.2. Схема включения транзистора с ОЭ	27
1.7.3. Схема включения транзистора с ОК	29
1.8. h -параметры биполярных транзисторов	32
1.8.1. h -параметры биполярного транзистора с ОБ	33
1.8.2. h -параметры биполярного транзистора с ОЭ	35
ГЛАВА 2. Полевые транзисторы	37
2.1. Полевые транзисторы с управляющим p - n -переходом	37
2.1.1. Принцип работы ПТУП	38
2.1.2. ВАХ ПТУП	40
2.1.3. Эквивалентная схема ПТУП	44
2.2. Полевые транзисторы с изолированным затвором	45
2.2.1. Конструкция МОП-транзистора с встроенным n -каналом ..	46
2.2.2. Конструкция МОП-транзистора с встроенным p -каналом ..	46
2.2.3. Принцип работы МОП-транзистора с встроенным каналом	47
2.2.4. ВАХ n -канального МОП-транзистора с встроенным каналом	48
2.2.5. ВАХ p -канального МОП-транзистора с встроенным каналом	49
2.2.6. Конструкция МОП-транзистора с индуцированным n -каналом	50

2.2.7. Конструкция МОП-транзистора с индуцированным p -каналом	51
2.2.8. Принцип работы МОП-транзистора с индуцированным каналом	52
2.2.9. ВАХ n -канального МОП-транзистора с индуцированным каналом	52
2.2.10. ВАХ p -канального МОП-транзистора с индуцированным каналом	53
ГЛАВА 3. Усилители	55
3.1. Классификация усилителей	55
3.2. Основные параметры и характеристики усилителей	57
3.2.1. Коэффициент усиления	57
3.2.2. Входное и выходное сопротивление усилителя	58
3.2.3. Частотные характеристики усилителей	58
3.2.4. Нелинейные искажения усилителя	60
3.2.5. Динамический диапазон сигнала	62
3.2.6. Искажение импульсных сигналов	62
3.3. Усилительные каскады на транзисторах	63
3.3.1. Режимы работы усилительных каскадов	65
3.3.2. Классы усилительных каскадов	66
3.4. Расчет усилительного каскада класса A по постоянному току	75
3.5. Динамический режим работы усилительного каскада	78
3.6. Стабильность рабочей точки усилительного каскада	83
3.7. Практические схемы термостабилизации рабочей точки усилительного каскада	84
3.7.1. Термостабилизация с помощью терморезистора	84
3.7.2. Термостабилизация с помощью диода	85
3.7.3. Эмиттерная термостабилизация	87
ГЛАВА 4. Обратная связь в усилителях	91
4.1. Классификация ОС	91
4.2. Свойства усилителей, охваченных цепью ОС	93
4.2.1. Коэффициент усиления усилителя, охваченного цепью ОС	93
4.2.2. Стабильность коэффициента усиления усилителя с ООС ..	95
4.2.3. Входное сопротивление усилителя с ООС	96
4.2.4. Влияние ООС на полосу пропускания усилителя	97
4.2.5. Устойчивость усилителей с ОС	98

ГЛАВА 5. Частотные характеристики усилительных каскадов	101
5.1. Частотные характеристики усилительного каскада с ОЭ	101
5.1.1. Частотные характеристики усилительного каскада с ОЭ в области средних частот	102
5.1.2. Частотные характеристики усилительного каскада с ОЭ в области низких частот	106
5.1.3. Частотные характеристики усилительного каскада с ОЭ в области высоких частот	109
5.1.4. Обобщенная АЧХ и ФЧХ каскада с ОЭ	110
5.2. Частотные характеристики усилительного каскада с ОБ	116
5.2.1. Частотные характеристики усилительного каскада с ОБ в области средних частот	117
5.2.2. Частотные характеристики усилительного каскада с ОБ в области низких частот	120
5.2.3. Частотные характеристики усилительного каскада с ОБ в области высоких частот	120
5.3. Частотные характеристики усилительного каскада с ОК	122
5.3.1. Частотные характеристики усилительного каскада с ОК в области средних частот	123
5.3.2. Частотные характеристики усилительного каскада с ОК в области низких частот	127
5.3.3. Частотные характеристики усилительного каскада с ОК в области высоких частот	127
ГЛАВА 6. Дифференциальный каскад	130
6.1. Назначение и основные особенности ДК	130
6.2. Анализ параметров ДК	133
6.3. ДК с ГСТ на полевом транзисторе	139
6.4. Входное сопротивление ДК	140
6.5. Схемотехнические меры повышения входного сопротивления ДК	142
ГЛАВА 7. Операционный усилитель	146
7.1. Назначение и обозначение ОУ на схемах	146
7.2. Принципиальная схема ОУ	147
7.3. Выходной каскад ОУ	151
7.4. Основные параметры ОУ	154
7.5. Применение ОУ в линейном режиме с обратными связями (решающие усилители)	155
7.6. Идеальный ОУ	155

7.7. Инвертирующий усилитель напряжения	158
7.8. Схема дифференцирования входного сигнала.....	158
7.9. Схема интегрирования входного сигнала	160
7.10. Сумматор напряжений на ОУ	164
7.11. Неинвертирующий усилитель напряжения.....	166
7.12. Схема вычитания напряжений	168
ГЛАВА 8. Фильтры	172
8.1. Классификация и основные параметры фильтров.....	172
8.2. Пассивные фильтры	172
8.2.1. Фильтры нижних частот.....	172
8.2.2. Фильтры верхних частот	174
8.2.3. Режекторный фильтр на основе 2Т-образного моста	175
8.3. Активные фильтры первого порядка.....	176
8.3.1. Активный ФНЧ первого порядка на основе неинвертирующего ОУ	176
8.3.2. Активный ФНЧ первого порядка на основе инвертирующего ОУ	177
8.3.3. Активный ФВЧ первого порядка на основе инвертирующего ОУ	177
8.4. Активные фильтры второго порядка.....	178
8.4.1. Обобщенное описание ФНЧ	178
8.4.2. Обобщенное описание ФВЧ.....	179
8.4.3. ФНЧ второго порядка с ООС (структура Рауха).....	179
8.4.4. ФНЧ второго порядка с ПОС (структура Саллен–Ки)	180
8.4.5. ФВЧ второго порядка с ООС (структура Рауха).....	181
8.4.6. ФВЧ второго порядка с ПОС (структура Саллен–Ки)	182
8.4.7. Активный резонансный (узкополосный) фильтр на основе 2Т-образного моста	182
8.4.8. Активный режекторный фильтр на основе 2Т-образного моста	184
8.4.9. Активный полосовой фильтр	184
8.5. Активные фильтры третьего порядка.....	186
ГЛАВА 9. Проектирование усилительных устройств.....	187
9.1. Цели и тематика курсового проектирования	187
9.1.1. Тематика курсового проектирования	187
9.2. Методические указания по выполнению курсового проектирования.....	190

9.2.1. Расчет коэффициента усиления по напряжению усилителя.....	190
9.2.2. Статический и динамический режимы работы усилительных каскадов	193
9.2.3. Расчет промежуточного (входного) каскада усилителя	210
9.2.4. Расчет емкостных элементов усилителя.....	213
9.2.5. Расчет коэффициента усиления многокаскадного усилителя	213
9.2.6. Расчет цепи обратной связи	214
9.3. Моделирование усилителя переменного сигнала.....	215
9.3.1. Моделирование выходного каскада.....	215
9.3.2. Моделирование усилителя без ООС	218
9.3.3. Моделирование усилителя с ООС	219
9.4. Построение характеристики $M_{0c}(\omega)$	220
9.5. Построение ВАХ транзистора в пакете Micro-Cap.....	221
9.6. Пример моделирования в пакете Micro-Cap	222
Заключение	231
Список литературы	233



Д. А. Перепелкин

Схемотехника усилительных устройств

Рассмотрены теоретические и практические аспекты разработки и проектирования современных усилительных устройств. Приведены способы математического описания их работы, а также основы анализа и синтеза устройств с заданными техническими характеристиками и параметрами.

Для студентов, обучающихся по направлению 090301 – «Информатика и вычислительная техника», а также специалистов в области разработки и проектирования радиоэлектронных устройств.

Сайт издательства:

www.techbook.ru

ISBN 978-5-9912-0456-9



9 785991 204569