

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«ПЕРМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

*Допущено методическим советом Пермского государственного
национального исследовательского университета в качестве
учебного пособия для студентов, обучающихся по направлениям
подготовки бакалавров «Радиофизика», «Физика», «Прикладные
математика и физика», «Нанотехнологии и микросистемная
техника», «Техносферная безопасность», «Инфокоммуникационные
технологии и системы связи» и по специальностям «Информационная
безопасность автоматизированных систем», «Технология
геологической разведки», «Прикладная геология»*



Пермь 2017

УДК 621.38(075.8)

ББК 31.2:32.85я73

Э45

Электротехника и электроника. Лабораторный
Э45 практикум: учеб.-метод. пособие / сост. И. Л. Вольхин;
Перм. гос. нац. иссл. ун-т. – Пермь, 2017. – 170 с.: ил.

ISBN 978-5-7944-2876-6

Рассмотрены принципы работы основных радиоэлектронных устройств: стабилизаторов, усилителей и генераторов. Дано описание макетов, методики выполнения лабораторных работ и обработки полученных результатов.

Предназначено для студентов вузов, обучающихся по специальностям «Информационная безопасность автоматизированных систем», «Технология геологической разведки», «Прикладная геология» и направлениям «Радиофизика», «Физика», «Прикладная математика и физика», «Нанотехнологии и микросистемная техника», «Техносферная безопасность», «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», а также студентов смежных специальностей.

УДК 621.38(075.8)

ББК 31.2:32.85я73

*Печатается по решению редакционно-издательского совета
Пермского государственного национального исследовательского университета*

Рецензенты: кафедра прикладной математики Перм. нац. иссл. политехн. ун-та (рец. – зав. каф., д-р техн. наук, проф. **В. П. Первадчук**); главный технолог волоконно-оптических технологий АО «Пермская научно-производственная приборостроительная компания»
О. Л. Кель

Издается в рамках программы кооперации Высшей школы и организаций, реализующих комплексные проекты в сфере высоких технологий, комплексный проект «Разработка базовой технологии и создание производства фотонных интегральных схем для приборов, систем и комплексов оптоэлектронного навигационного приборостроения», договор № 02.G25.31.0113

ISBN 978-5-7944-2876-6

© ПГНИУ, 2017

© Вольхин И. Л., составление, 2017

ВВЕДЕНИЕ

Учебно-методическое пособие “Электротехника и электроника. Лабораторный практикум” содержит подробное описание принципов работы основных радиоэлектронных устройств: полупроводниковых стабилизаторов, усилителей на биполярных, полевых транзисторах, интегральных схемах, электронно-вакуумных приборов, *RC*- и *LC*-генераторов, а также описания экспериментальных установок для исследования их основных параметров, методики выполнения лабораторных работ и обработки полученных результатов.

Лабораторный практикум по полупроводниковой электронике предназначен для закрепления теоретических знаний, полученных студентами при изучении курса “Электротехника и электроника”, “Радиоэлектроника” и аналогичных. Выполнение лабораторных работ способствует более глубокому изучению принципов работы основных электротехнических и электронных устройств, их использования в современных приборах и приобретению опыта экспериментирования.

Практикум направлен на развитие навыков самостоятельной работы студентов. В методических указаниях к лабораторным работам даны необходимые теоретические сведения о работе основных электротехнических и электронных устройств и список контрольных вопросов, которые нацеливают студентов на самостоятельную работу с рекомендуемой литературой до предстоящего ознакомления с соответствующими разделами лекционного курса.

В методических указаниях к лабораторным работам даны только основные схемы экспериментальных установок. Сборку установок, выбор измерительных приборов, определение диапазона измерений студентам следует выполнить самостоятельно. Задания лабораторных работ носят исследовательский характер и дают возможность сделать самостоятельные выводы, сопоставив полученные результаты с данными, содержащимися в справочной литературе.

При подготовке к выполнению лабораторных работ и защите отчетов необходимо ознакомиться с рекомендуемой литературой, списком вопросов для самоконтроля и требованиями к оформлению отчета.

Отчеты должны содержать: название работы, схемы исследуемых устройств, условия проведения эксперимента, первичные данные в виде таблиц и обработанные результаты в виде таблиц, графиков и расчетов. В обязательном порядке должны быть приведены соотношения, используемые при расчетах, с описанием всех входящих в них величин.

Работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ

1.1. Источники питания

Блок-схема питания радиоэлектронных устройств приведена на рис.1.1. Она состоит из источника электрической энергии (генератора) с электродвижущей силой E и внутренним сопротивлением r_g , линии электропередачи с внутренним сопротивлением r_l и сопротивления нагрузки R_n . Блоки питания, работающие на реактивную нагрузку, в настоящей работе не рассматриваются. Сила тока, протекающего по цепи $I = E/(r_g+r_l+R_n)$. Изменение режима работы генератора может привести к изменению E и r_g , колебания температуры и влажности воздуха изменяют величину r_l , включение или выключение потребителей энергии влияет на величину R_n . Таким образом, значения силы тока и напряжения на нагрузке $U_n = IR_n$ с течением времени изменяются, что может нарушить работоспособность аппаратуры.

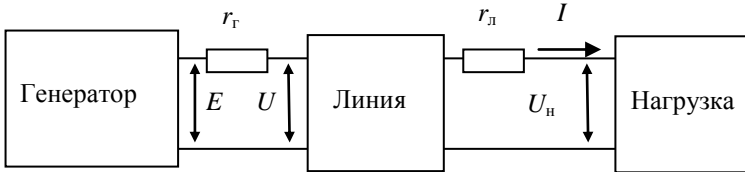


Рис. 1.1. Блок-схема питания радиоэлектронных устройств

Для поддержания постоянного напряжения на нагрузке служат специальные устройства – стабилизаторы напряжения, а для поддержания постоянной силы тока – стабилизаторы тока. При использовании переменного тока промышленной частоты 50 Гц и 400 Гц (бортовая сеть транспортных средств) часто применяют источники питания, состоящие из трансформатора Tr , выпрямителя, сглаживающего фильтра, стабилизатора и нагрузки R_n (рис.1.2).

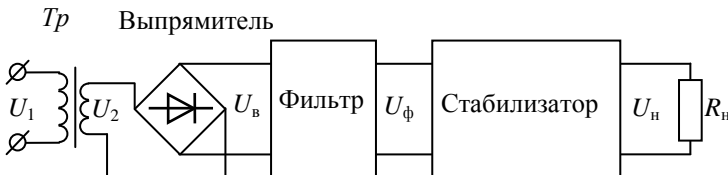


Рис. 1.2. Блок-схема стабилизатора

Трансформатор служит для преобразования переменного напряжения на первичной обмотке U_1 в напряжение на вторичной обмотке U_2 . Для усиления индуктивной связи и уменьшения потерь обмотки размещаются на магнитопроводе. Коэффициент трансформации $K_{\text{тр}} = U_2/U_1 \approx N_2/N_1$, где N_1 и N_2 – число витков в первичной и вторичной обмотках. Коэффициент трансформации может быть меньше, равен или больше единицы, соответственно трансформатор будет понижающим, развязывающим или повышающим. Преимуществом трансформатора является гальваническая развязка первичной и вторичной обмоток. При необходимости трансформатор может иметь несколько вторичных обмоток.

На рис.1.3. приведены временные диаграммы напряжений на первичной и вторичной обмотках понижающего трансформатора с $K_{\text{тр}} = 1/2$. На первичную обмотку подано напряжение с частотой $f = 50$ Гц и эффективным значением напряжения $U_1 = 220$ В. Напряжение на вторичной обмотке $U_2 = 110$ В изменяется в противофазе с изменением напряжения на первичной обмотке. На рисунке указаны также амплитудные значения $U_{1\text{м}} = 1,41 \cdot U_1 \approx 310$ В и $U_{2\text{м}} = 1,41 \cdot U_2 \approx 165$ В и период колебаний $T = 1/f = 20$ мкс.

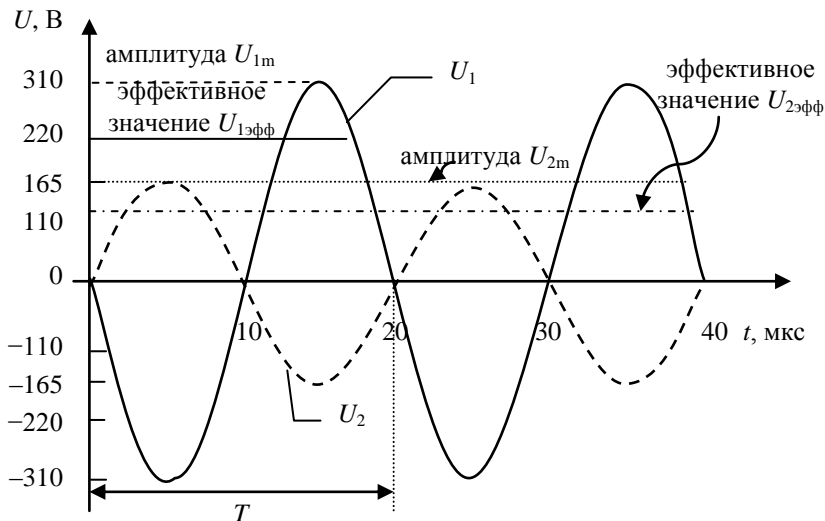


Рис.1.3. Временная диаграмма напряжений на обмотках трансформатора

1.2. Выпрямители

Для преобразования переменного тока, изменяющегося по гармоническому закону в постоянный, используют вентиляльные элементы, обладающие односторонней проводимостью. В настоящее время в качестве неуправляемых вентилях чаще всего применяют полупроводниковые диоды, в качестве управляемых – тиристоры и транзисторы.

1.2.1. Основные характеристики выпрямительных диодов

На рис.1.4. представлены вольт-амперные характеристики (ВАХ) выпрямительных диодов: *a* – германиевого и *b* – кремниевого. На пря-

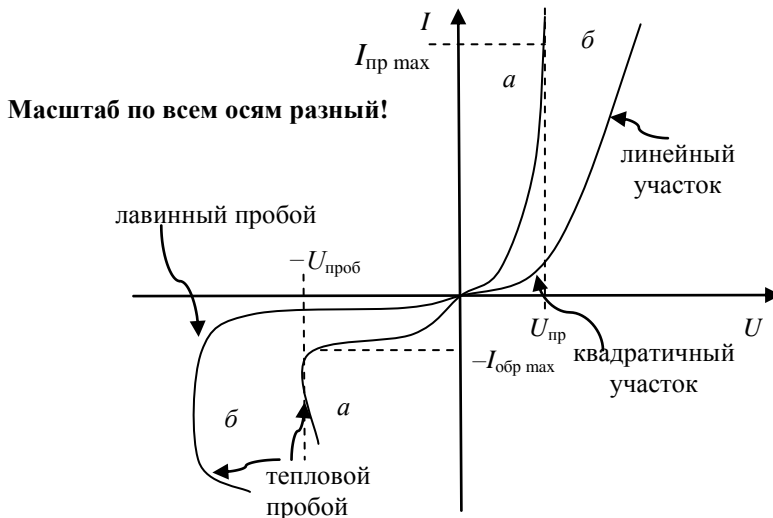


Рис.1.4. Вольт-амперная характеристика выпрямительного диода: *a* – германиевого, *b* – кремниевого

мой ветви ВАХ выделяют два участка: линейный ($I \sim U$) и квадратичный ($I \sim U^2$). На обратной ветви – участок малых обратных токов и участок пробоя. Для низколегированных кремниевых диодов характерен лавинный пробой, переходящий при больших (по абсолютному значению) токах в тепловой. У германиевых выпрямительных диодов участок лавинного пробоя может отсутствовать, в этом случае сразу возникает тепловой пробой.

Вентильные свойства диода характеризуются коэффициентом выпрямления $K_{\text{вып}} = I_{\text{пр}} / I_{\text{обр}}$.

Основные характеристики (параметры) выпрямительных диодов:

–максимально допустимый постоянный прямой ток $I_{пр.макс}$;

–постоянное прямое напряжение $U_{пр}$ при заданном прямом токе

$$I_{пр} = I_{пр.макс};$$

–максимально допустимое постоянное обратное напряжение

$U_{обр.макс}$ – напряжение, которое может быть приложено к диоду длительное время без нарушения его работоспособности (обычно $U_{обр.макс} = 0,5 \div 0,8 U_{проб}$, где $U_{проб}$ – напряжение пробоя);

–максимальный обратный ток $I_{обр.макс}$ – обратный ток диода при приложении к нему напряжения $U_{обр.макс}$;

–частота без снижения режимов – верхнее значение частоты, при которой обеспечиваются заданные токи и напряжения.

По максимально допустимому выпрямленному току диоды делятся на три группы: диоды малой мощности ($<0,3$ А), диоды средней мощности ($0,3$ А \div 10 А) и мощные (силовые) диоды (>10 А).

Иногда в паспорте диода указывают средний выпрямленный ток $I_{пр.ср}$, средний обратный ток $I_{обр.ср}$, а также импульсный прямой ток $I_{пр.и}$ или его максимально допустимое значение.

В состав параметров диодов входят диапазон температуры окружающей среды (для кремниевых диодов обычно от -60 до $+125^\circ\text{C}$) и максимальная температура корпуса.

1.2.2. Однополупериодный выпрямитель

Схема однополупериодного выпрямителя приведена на рис.1.5.а. На вход выпрямителя подается напряжение с вторичной обмотки трансформатора

$$U_2(t) = U_{2m} \sin \omega t. \quad (1.1)$$

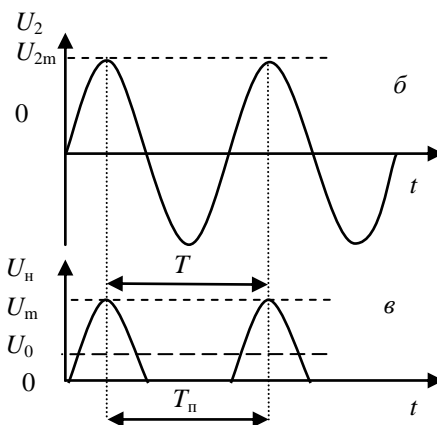
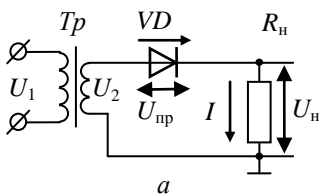


Рис.1.5. Схема однополупериодного выпрямителя – а; временные диаграммы напряжения на вторичной обмотке трансформатора – б, на нагрузке – в

Благодаря односторонней проводимости ток I через диод VD и нагрузку R_n протекает только в течение положительного полупериода входного напряжения. Величина его в первом приближении пропорциональна напряжению на вторичной обмотке трансформатора $U_2(t)$ (рис.1.5,б). Небольшие отклонения возникают только при малых напряжениях, когда выпрямительный диод работает на квадратичном участке ВАХ (см. рис.1.4). В отрицательный полупериод ток, протекающий по нагрузке, пренебрежимо мал. Таким образом, выпрямленный ток представляет собой импульсы синусоидальной формы, длительность которых равна половине периода T колебаний напряжения U_2 , а период пульсаций $T_n = T$. Временную диаграмму изменения напряжения на нагрузке $U_n = IR_n$ см. на рис.1.5,в. Приблизительно такую зависимость представляют в виде ряда

$$\begin{aligned} U_n(t) &= U_m \left(\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin \omega t + \frac{3}{2\pi} \sin 2\omega t + \dots \right) = \\ &= U_m (0,32 + 0,5 \sin \omega t + 0,21 \sin 2\omega t + \dots). \end{aligned} \quad (1.2)$$

Если пренебречь падением напряжения на сопротивлении вторичной обмотки трансформатора, то максимальное напряжение на нагрузке $U_m = U_{2m} - U_{пр}$, где $U_{пр}$ – прямое падение напряжения на диоде VD . Как видно из уравнения (1.2), импульсы выходного напряжения содержат постоянную составляющую $U_0 = 0,32U_m$, первую гармонику, соответствующую частоте f выпрямленного напряжения $U_1 = 0,5U_m$ и высшие гармоники с частотами $f_n = nf$, где $n = 2,3,4\dots$ – быстро спадающие по амплитуде. Таким образом, напряжение на нагрузке является пульсирующим. Коэффициент пульсаций определяется в основном первой гармоникой и составляет

$$K_n = \frac{U_{\sim}}{U_0} \approx \frac{0,5}{0,32} \approx 1,57. \quad (1.3)$$

Для того чтобы через нагрузку проходила только постоянная составляющая выпрямленного тока, параллельно нагрузке включают простейший сглаживающий фильтр – конденсатор C . Сопротивление конденсатора должно быть небольшим для гармоник и очень большим для постоянной составляющей. При подключении конденсатора напряжение приближается к постоянной величине (рис.1.9).

1.2.3. Двухполупериодный выпрямитель

Схема двухполупериодного выпрямителя приведена на рис.1.6,а. Она представляет собой комбинацию двух однополупериодных выпрямителей, подключенных к общей нагрузке R_n . Трансформатор имеет две одинаковые вторичные обмотки, напряжения на которых изменяются в противофазе (рис.1.6,б). В первую половину периода T ток

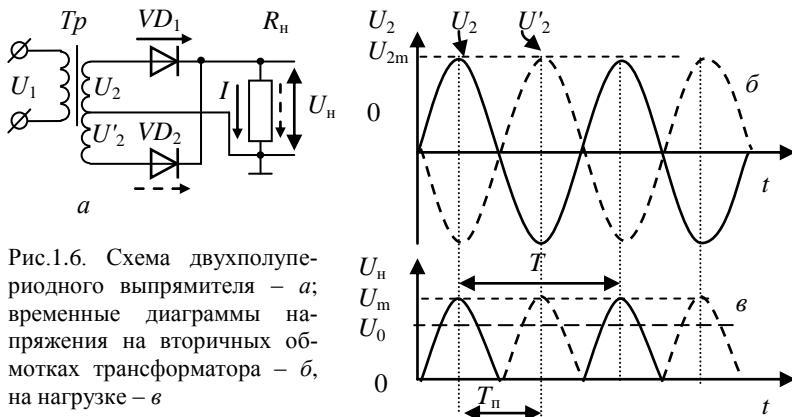


Рис.1.6. Схема двухполупериодного выпрямителя – а; временные диаграммы напряжения на вторичных обмотках трансформатора – б, на нагрузке – в

течет через диод VD_1 , а во вторую – через VD_2 , поэтому период пульсаций $T_n = 0,5T$ и ток через нагрузку протекает в течение всего периода. Напряжение на вторичной обмотке (рис.1.6) приближенно представляют в виде ряда

$$U_n(t) = U_m \left(\frac{2}{\pi} + \frac{4}{3\pi} \sin 2\omega t + \frac{4}{15\pi} \sin 4\omega t + \dots \right) = U_m (0,64 + 0,43 \sin 2\omega t + 0,085 \sin 4\omega t + \dots). \quad (1.4)$$

Как и в случае однополупериодного выпрямителя, максимальное напряжение на нагрузке $U_m = U_{2m} - U_{np}$, где U_{np} – прямое падение напряжения на диоде VD_1 в первой половине периода или равное ему падение напряжения на VD_2 во второй половине периода. Постоянная составляющая напряжения на нагрузке $U_0 = 0,64U_m$, что в два раза больше, чем у однополупериодного выпрямителя, а коэффициент пульсаций в основном определяется второй гармоникой (отфильтровать которую проще) $U_{\sim 2} = 0,43U_m$ и составляет

$$K_n = \frac{U_{\sim}}{U_0} \approx \frac{U_{\sim 2}}{U_0} = \frac{0,43}{0,64} \approx 0,67. \quad (1.5)$$

К недостаткам двухполупериодной схемы следует отнести необходимость намотки двух вторичных обмоток трансформатора.

1.2.4. Мостовая схема выпрямителя

Мостовая схема выпрямителя (рис.1.7,а) устраняет недостатки одно- и двухполупериодных схем выпрямителей и при одной вторичной обмотке трансформатора позволяет выпрямлять напряжение U_2 в течение всего периода (рис.1.7,б и в).

В первую половину периода ток течет по цепи: диод VD_2 – сопротивление нагрузки R_n – диод VD_3 – вторичная обмотка трансформатора, во вторую – VD_4 – сопротивление нагрузки R_n – диод VD_1 – вторичная

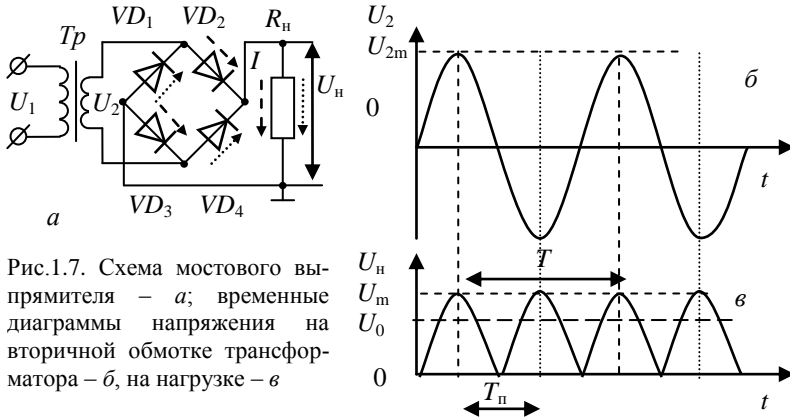


Рис.1.7. Схема мостового выпрямителя – *a*; временные диаграммы напряжения на вторичной обмотке трансформатора – *б*, на нагрузке – *в*

обмотка трансформатора. В результате ток через нагрузку протекает в течение всего периода T , а период пульсаций $T_n = 0,5T$. Напряжение на вторичной обмотке изменяется согласно (1.4), однако максимальное напряжение на нагрузке $U_m = U_{2m} - 2U_{np}$ меньше, чем в схемах одно- и двухполупериодного выпрямителей. Указанный недостаток является существенным только при малых, менее 5 В, напряжениях питания. Коэффициент пульсаций рассчитывается по формуле (1.5) и, как у двухполупериодного выпрямителя, составляет $K_n \approx 0,67$.

В настоящее время обычно используют мостовую схему выпрямителя, при этом четыре выпрямительных диода объединяют в одном корпусе (диодный мост). Следует отметить, что существуют и другие типы выпрямителей, например многофазные, с удвоением и учетверением напряжения.

1.3. Сглаживающие фильтры

Для уменьшения пульсаций напряжения на сопротивлении нагрузки применяют сглаживающие фильтры нижних частот. Такие фильтры пропускают низкие частоты, включая постоянный ток, и ослабляют верхние. Для характеристики фильтров используют коэффициент сглаживания

$$K_{сгл} = \frac{K_n}{K'_n}, \quad (1.6)$$

где K_n и K'_n – коэффициенты пульсации до и после фильтра.

Сглаживающие фильтры делятся на пассивные и активные. В состав пассивных фильтров входят только пассивные элементы электрических цепей: конденсаторы, катушки индуктивности и резисторы. Активные фильтры реализуются на основе усилителей и пассивных

фильтров. Основные схемы пассивных сглаживающих фильтров приведены на рис.1.8. Все фильтры имеют активную нагрузку R_H . Простые фильтры состоят из одного элемента: конденсатора C или катушки индуктивности L (рис.1.8,а и б). Сложные фильтры бывают однозвенными Г-образными RC или LC (рис.1.8,в и г) и сложными П-образными RC или LC (рис.1.8,д и е). Существуют и другие сложные фильтры, например резонансные и полосовые.

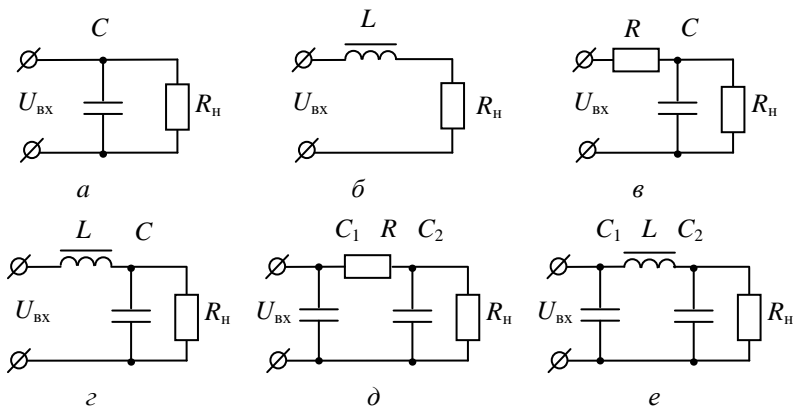


Рис.1.8. Основные схемы пассивных сглаживающих фильтров: а – емкостной; б – индуктивный; в – Г-образный RC ; г – Г-образный LC ; д – П-образный RC ; е – П-образный LC

При работе на постоянную нагрузку лучшими фильтрующими свойствами обладают фильтры, содержащие индуктивность (по сравнению с аналогичными простыми или сложными фильтрами, содержащими только емкости и сопротивления). Однако катушки индуктивности имеют большие габариты и массу, значительную стоимость, наличие переходных процессов при изменении нагрузки. Поэтому индуктивные фильтры используют редко, например в мощных выпрямительных устройствах. На практике обычно востребованы простые емкостные фильтры или для небольших токов нагрузки (менее 10 мА) – RC -фильтры.

1.3.1. Емкостной фильтр

Простейшим и наиболее часто применяемым фильтром является емкостной фильтр (рис.1.8,а). При подключении емкостного фильтра к выходу однополупериодного выпрямителя (см. рис.1.5,а) при повышении напряжения на входе фильтра $U_{ВХ}$ происходит заряд конденсатора C , а при понижении – разряд через сопротивление нагрузки R_H . Для правильной работы фильтра модуль комплексного сопротивления кон-

денсатора на частоте основной (в данном случае – первой) гармоники напряжения на выходе выпрямителя f_n должен быть много меньше сопротивления нагрузки

$$\frac{1}{2\pi f_n C} \ll R_n. \quad (1.7)$$

Временная диаграмма напряжения на нагрузке при использовании емкостного фильтра (после окончания переходного процесса при включении устройства) схематично представлена на рис.1.9.

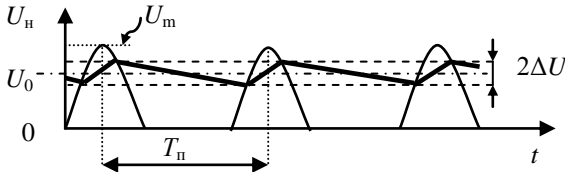


Рис.1.9. Временная диаграмма напряжения на сопротивлении нагрузки: тонкая линия – без фильтра, толстая – с фильтром

Для расчета коэффициента пульсаций на выходе емкостного фильтра предположим, что во время заряда напряжение на конденсаторе достигает напряжения, близкого к амплитудному U_m , а разряд конденсатора происходит только через сопротивление нагрузки в течение времени, равного периоду пульсаций на выходе выпрямителя T_n .

Во время разряда напряжение на конденсаторе уменьшается по закону

$$U_c(t) = U_m \exp - \frac{t}{R_n C}. \quad (1.8)$$

При $R_n C \gg T_n$, разложив экспоненту в ряд, получим размах пульсаций $2\Delta U = U_m \frac{T_n}{RC}$, с учетом $T_n = 1/f_n$

$$\Delta U = \frac{U_m}{2f_n R_n C}. \quad (1.9)$$

В общем случае основная частота пульсаций кратна частоте питающей сети $f_n = nf$. Для однополупериодного выпрямителя $n = 1$, для двухполупериодного и мостовой схемы $n = 2$. Коэффициент пульсаций с учетом предположения $U_0 \approx U_m$ составляет

$$K_n = \frac{\Delta U}{U_0} \approx \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{1}{2nf R_n C}. \quad (1.10)$$

При промышленной частоте питающей сети $f = 50$ Гц емкость фильтра рассчитывается по формулам: для однополупериодного выпрямителя

$$C = \frac{1}{100 R_n K_n}, \quad (1.11)$$

для двухполупериодного и мостовой схемы

$$C = \frac{1}{200R_n K_{\Pi}}. \quad (1.12)$$

Таким образом, при использовании двухполупериодного и мостовой схемы выпрямителя емкость фильтра уменьшается в два раза.

1.3.2. Г-образный RC-фильтр

Для расчета коэффициента сглаживания Г-образного RC-фильтра (рис.1.8,в) вычислим его комплексный коэффициент передачи на частоте ω :

$$\begin{aligned} \dot{K}(\omega) &= \frac{\dot{Z}}{R + \dot{Z}} = \frac{1}{R/\dot{Z} + 1} = \frac{1}{R/\frac{R_n}{1 + j\omega R_n C} + 1} = \frac{1}{\frac{R(1 + j\omega R_n C)}{R_n} + 1} = \\ &= \frac{1}{R/R_n + 1 + j\omega RC}, \end{aligned} \quad (1.13)$$

где $\dot{Z} = \frac{R_n \cdot \frac{1}{j\omega C}}{R_n + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{R_n}{1 + j\omega R_n C}$ – общий импеданс сопротивления нагрузки и включенного параллельно ему конденсатора.

Коэффициент пульсаций после фильтра

$$K'_{\Pi} = \frac{U'_{\Pi}}{U_0} = \frac{U_{\Pi} \cdot |\dot{K}(\omega)|}{U_0 \cdot |\dot{K}(0)|} = K_{\Pi} \left| \frac{\dot{K}(\omega)}{\dot{K}(0)} \right| = \frac{K_{\Pi}}{K_{\text{сгл}}}. \quad (1.14)$$

Последнее равенство написано с учетом (1.6). Отсюда следует, что коэффициент сглаживания

$$K_{\text{сгл}} = \left| \frac{\dot{K}(0)}{\dot{K}(\omega)} \right|, \quad (1.15)$$

где $\dot{K}(0)$ – коэффициент передачи фильтра на нулевой частоте (постоянном токе).

В Г-образных RC-фильтрах всегда $R \ll R_n$, тогда $\dot{K}(0) = 1$, $\dot{K}(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega RC}$ и

$$K_{\text{сгл}} = \sqrt{1 + (\omega RC)^2}. \quad (1.16)$$

Если $K_{\text{сгл}} \gg 1$, то формула (1.16) упрощается и

$$K_{\text{сгл}} \approx \omega RC = 2\pi n f RC. \quad (1.17)$$

Как и в емкостном фильтре, для однополупериодного выпрямителя $n = 1$, а для двухполупериодного и мостовой схемы $n = 2$.

Г-образный RC-фильтр обычно применяют при небольших токах нагрузки $I_0 \leq 10$ мА и небольших значениях $K_{\text{сгл}}$. При его использовании напряжение на нагрузке снижается на величину $\Delta U = I_0 R$, а на сопротивлении фильтра рассеивается тепловая мощность $P = I_0^2 R$.

1.3.3. П-образный RC-фильтр

П-образный RC-фильтр (рис.1.8,д) состоит из каскадно включенных емкостного и Г-образного RC-фильтров. Величина пульсаций на выходе фильтра находится путем деления величины пульсаций на конденсаторе C_1 (1.10) на $K_{сгл}$ Г-образного RC₂-фильтра (1.17):

$$K_{п} = \frac{1}{2\pi f R_{н} C_1} / (2\pi n f R C_2) = \frac{\pi}{(2\pi n f)^2 R R_{н} C_1 C_2}. \quad (1.18)$$

При заданной величине суммарной емкости $C_1 + C_2$, как показано в [5], наибольшего коэффициента сглаживания можно достичь, если $C_1 = C_2 = C$. В этом случае коэффициент пульсаций на выходе П-образного RC-фильтра составляет

$$K_{п} = \frac{\pi}{(2\pi n f)^2 R R_{н} C^2}. \quad (1.19)$$

1.4. Стабилизаторы напряжения

Стабилизатор напряжения обеспечивает заданную стабильность напряжения на выходе источника питания при изменении напряжения питания и сопротивления нагрузки. Его основные параметры: коэффициент стабилизации и выходное сопротивление. Стабилизаторы напряжения обычно подразделяют на параметрические и компенсационные.

Напряжение на нагрузке может измениться на величину $\Delta U_{\text{вых}}$ по двум причинам: при изменении входного напряжения и изменении сопротивления нагрузки. Соответственно вводят два коэффициента стабилизации напряжения:

–при изменяющемся на величину $\Delta U_{\text{вх}}$ входном напряжении и постоянном сопротивлении нагрузки

$$K'_{ст} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} / \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}; \quad (1.20)$$

–при изменяющемся на величину $\Delta R_{н}$ сопротивлении нагрузки и постоянном входном напряжении

$$K''_{ст} = \frac{\Delta R_{н}}{R_{н}} / \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}}. \quad (1.21)$$

В формулах $U_{\text{вх}}$, $U_{\text{вых}}$ и $R_{н}$ – средние значения входного и выходного напряжения и сопротивления нагрузки.

1.4.1. Параметрические стабилизаторы напряжения

В состав параметрического стабилизатора напряжения обычно входят: полупроводниковый стабилитрон с нелинейной ВАХ (рис.1.10,а), балластный резистор и сопротивление нагрузки (рис.1.10,б). На обратной ветви ВАХ стабилитрона имеется область

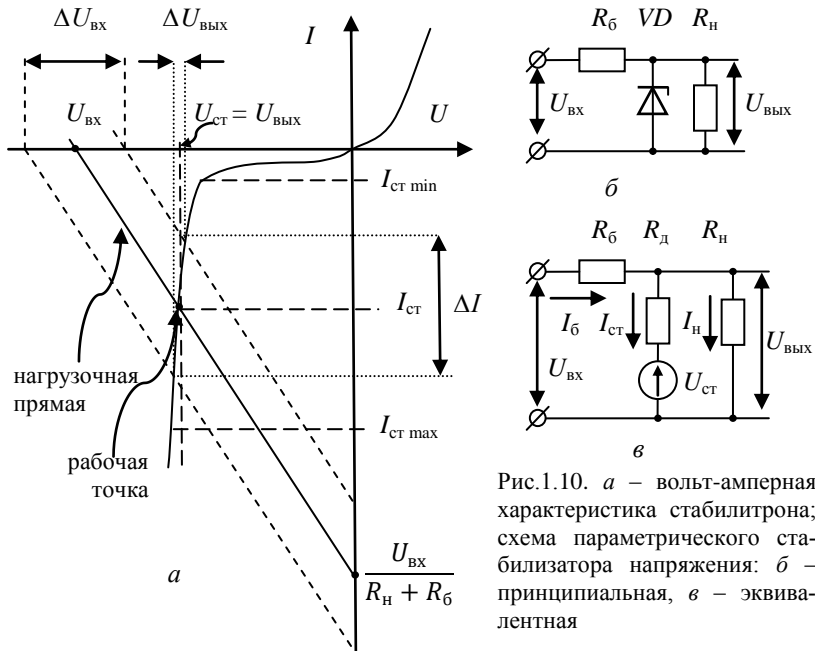


Рис.1.10. *a* – вольт-амперная характеристика стабилитрона; схема параметрического стабилизатора напряжения: *б* – принципиальная, *в* – эквивалентная

туннельного или лавинного пробоя (существуют стабилитроны, где одновременно происходят оба типа пробоя), в которой при значительном изменении тока падение напряжения на стабилитроне изменяется незначительно, что и используется в параметрических стабилизаторах напряжения.

Основные характеристики (параметры) стабилитронов:

– минимальный ток стабилизации $I_{\text{СТ.мин}}$;

– максимальный ток стабилизации $I_{\text{СТ.макс}}$;

– номинальное напряжение стабилизации $U_{\text{СТ.н.}}$ указывается для определенного значения тока, протекающего через стабилитрон, обычно немного больше $I_{\text{СТ.мин}}$;

– динамическое сопротивление на рабочем участке ВАХ $R_{\text{д}} = \Delta U / \Delta I$. В зависимости от типа стабилитрона $R_{\text{д}} = 1 \div 50$ Ом;

– температурный коэффициент изменения напряжения стабилизации $\text{ТКН} = \frac{\Delta U_{\text{СТ.н.}}}{U_{\text{СТ.н.}}} \cdot \frac{1}{\Delta T} \cdot 100\%$, где $\Delta U_{\text{СТ.н.}}$ – изменение $U_{\text{СТ.н.}}$ при изменении температуры стабилитрона на величину ΔT . Для обычных стабилитронов $\text{ТКН} \sim 0,1 \text{ \%}/\text{К}$, а для прецизионных $\text{ТКН} = (0,02 \div 0,005) \text{ \%}/\text{К}$.

Нагрузочная прямая на рис.1.10,*a* построена по двум точкам: первая точка $U_{\text{вх}}$ при $I = 0$, вторая – $I = \frac{U_{\text{вх}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{б}}}$ при $U = 0$. Точка пересечения ВАХ стабилизатора с нагрузочной прямой (рабочая точка) определяет напряжение на сопротивлении нагрузки $U_{\text{вых}}$, равное напряжению на стабилизаторе, и ток стабилизатора $I_{\text{ст}}$. При изменении входного напряжения на величину $\Delta U_{\text{вх}}$, ток, протекающий по стабилизатору, изменяется существенно на величину ΔI , соответственно увеличиваются ток и падение напряжения на балластном резисторе $R_{\text{б}}$, а напряжение на нагрузке изменяется слабо – на величину $\Delta U_{\text{вых}}$.

Стабилизируя напряжение на нагрузке, параметрический стабилизатор напряжения служит сглаживающим фильтром, при этом коэффициент сглаживания равен коэффициенту стабилизации $K_{\text{стл}} = K'_{\text{ст}}$.

Для правильной работы стабилизатора ток, протекающий по стабилизатору, должен изменяться в пределах $I_{\text{ст min}} \div I_{\text{ст max}}$. Средний ток стабилизации $I_{\text{ст}}$ выбирается следующим образом:

$$I_{\text{ст}} = I_{\text{б}} - I_{\text{н}} = \frac{U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}}{R_{\text{б}}} - \frac{U_{\text{вых}}}{R_{\text{н}}}. \quad (1.22)$$

Коэффициент стабилизации с учетом слабого изменения тока нагрузки и $\Delta I_{\text{вх}} \approx \Delta I_{\text{ст}}$ составляет

$$K'_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} / \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{\Delta I_{\text{вх}} R_{\text{б}}}{U_{\text{вх}}} / \frac{\Delta I_{\text{ст}} R_{\text{д}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{U_{\text{вых}} R_{\text{б}}}{U_{\text{вх}} R_{\text{д}}}. \quad (1.20)$$

Выходное сопротивление находится из эквивалентной схемы параметрического стабилизатора напряжения (рис.1.10,*б*) с учетом $R_{\text{д}} \ll R_{\text{н}}$:

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{д}} R_{\text{н}}}{R_{\text{д}} + R_{\text{н}}} \approx R_{\text{д}}. \quad (1.21)$$

Из уравнений (1.20) и (1.21) следует, что для получения большого $K_{\text{ст}}$ и малого $R_{\text{н}}$ необходимо использовать стабилизаторы с малым $R_{\text{д}}$, при этом можно получить $K_{\text{ст}} \leq 50$.

1.4.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения

Недостатком параметрических стабилизаторов напряжения является малый, не более сотен мА, ток нагрузки. Для устранения этого недостатка применяют компенсационные стабилизаторы напряжения. Блок-схема компенсационного стабилизатора приведена на рис.1.11,*a*. В ней имеется эталонный источник напряжения (*ЭИИ*) $U_{\text{эт}}$, усилитель рассогласования (*УР*), который, сравнивая выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ или часть его с сигналом рассогласования, управляет регулирующим элементом (*РЭ*) так, чтобы уменьшить разность между $U_{\text{эт}}$ и $U_{\text{вых}}$. По способу включения регулирующего элемента и сопротивления нагруз-

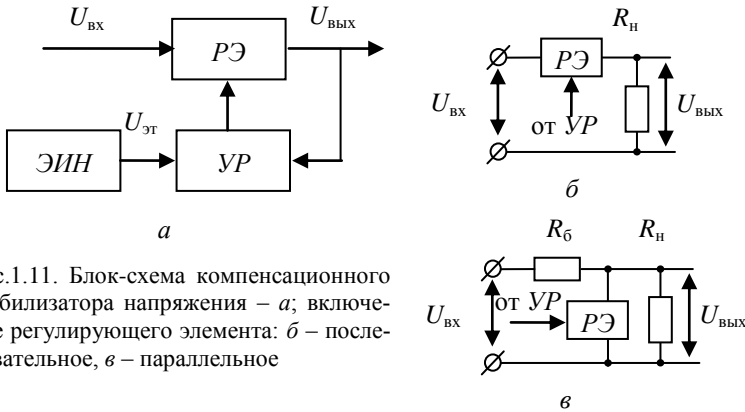


Рис.1.11. Блок-схема компенсационного стабилизатора напряжения – *а*; включение регулирующего элемента: *б* – последовательное, *в* – параллельное

ки различают две основные схемы: последовательную и параллельную (рис.1.11,*б* и *в*).

В источниках питания радиоэлектронных устройств чаще всего применяют последовательную схему включения, а в качестве регулирующего элемента обычно используют биполярные транзисторы, реже полевые, а в специальных случаях – радиолампы.

Простейший компенсационный стабилизатор представляет собой параметрический стабилизатор напряжения с усилителем тока на биполярном транзисторе *VT* (рис.1.12,*а*). Эталонным источником напряжения $U_{ст}$ служит параметрический стабилизатор, образованный балластным резистором R_6 и стабилитроном *VD*, нагрузкой стабилизатора – входное сопротивление транзистора *VT*, включенного по схеме с общим коллектором (ОК). Напряжение на сопротивлении нагрузки R_H , включенном в эмиттерную цепь транзистора,

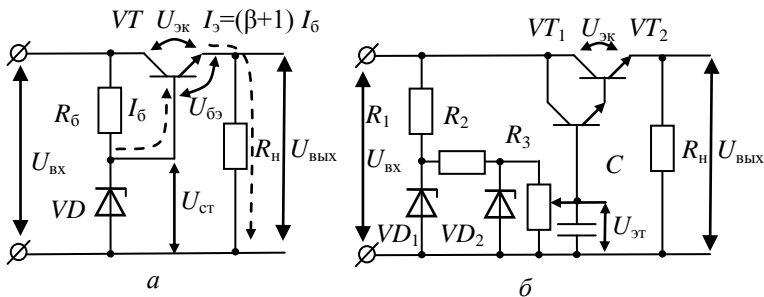


Рис.1.12. Схема компенсационного стабилизатора типа “повторитель напряжения”: *а* – простая, *б* – с увеличенным коэффициентом стабилизации и регулируемым выходным напряжением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}}. \quad (1.22)$$

Для кремниевых транзисторов в активном режиме $U_{\text{бэ}} \approx 0,6$ В и слабо зависит от тока базы, поэтому выходное напряжение остается постоянным при изменениях (в допустимых пределах) как входного напряжения $U_{\text{вх}}$, так и сопротивления нагрузки $R_{\text{н}}$. При этом напряжение эмиттер-коллектор транзистора

$$U_{\text{эк}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} \quad (1.23)$$

изменяется за счет изменения его внутреннего сопротивления.

Схема с ОК усиливает входной ток в $\beta + 1$ раз (здесь $\beta = 10 \div 200$ – коэффициент передачи тока базы в коллектор в схеме включения с общим эмиттером) и ток эмиттера, протекающий через нагрузку,

$$I_3 = (\beta + 1) I_6. \quad (1.24)$$

Следует отметить, что коэффициент стабилизации компенсационного стабилизатора типа “повторитель напряжения” определяется коэффициентом стабилизации параметрического стабилизатора напряжения. Для его увеличения можно включить последовательно два параметрических стабилизатора, как показано на рис. 1.12, б, тогда

$$K_{\text{ст}} = K_{\text{ст1}} K_{\text{ст2}}, \quad (1.25)$$

где $K_{\text{ст1}}$ и $K_{\text{ст2}}$ – коэффициенты стабилизации первого и второго стабилизаторов.

При больших токах нагрузки включают составной транзистор VT_1 – VT_2 , при этом коэффициенты усиления по току перемножаются:

$$\beta = (\beta_1 + 1) (\beta_2 + 1) \approx \beta_1 \beta_2, \quad (1.26)$$

здесь $\beta_1 \gg 1$ и $\beta_2 \gg 1$ – коэффициенты усиления тока первого и второго транзисторов.

Эталонным источником напряжения $U_{\text{эт}}$ служит часть напряжения, снимаемого с переменного резистора R_3 , что позволяет регулировать напряжение на выходе стабилизатора $U_{\text{вых}}$. Конденсатор фильтра C выполняет дополнительную функцию сглаживания скачков напряжения на базе составного транзистора при перемещении подвижного контакта переменного резистора R_3 , тем самым устраняется “эффект шуршания контактов”.

Существенным недостатком схемы (рис. 1.12, б) является необходимость использования большого входного напряжения для работы двух последовательно включенных параметрических стабилизаторов, что приводит к большому падению напряжения $U_{\text{эк}}$ на составном транзисторе и уменьшению коэффициента полезного действия стабилизатора.

Для увеличения коэффициента стабилизации напряжение питания параметрического стабилизатора можно подать с выхода, как показано на рис. 1.13.

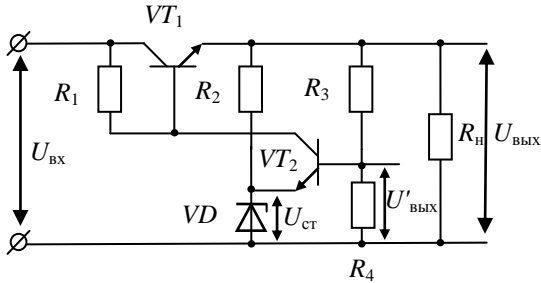


Рис.1.13. Схема компенсационного стабилизатора с усилителем

В этом случае, как показано в [6], для расчета коэффициента стабилизации можно использовать приближенную формулу:

$$K_{\text{ст}} \approx 1 + \left(\frac{U_{\text{ст}}}{U_{\text{вых}}} - \frac{1}{K_{\text{ст.эт.}}} \right) K_U, \quad (1.27)$$

где K_U – коэффициент усиления по напряжению усилителя рассогласования.

Для увеличения коэффициента стабилизации используют компенсационные стабилизаторы с операционным усилителем (рис.1.14,а), или специализированные интегральные микросхемы (рис.1.14,б), в состав которых кроме компенсационного стабилизатора напряжения входит схема защиты от перегрузок. На схеме (рис.1.14,б) высокочастотный конденсатор $C_1 = 0,1 \div 1,0$ мкФ необходим для подавления высокочастотных помех, а $C_2 = 100 \div 1000$ мкФ – для подавления низкочастотных пульсаций и сглаживания выбросов $U_{\text{вых}}$ при изменении сопротивления нагрузки.

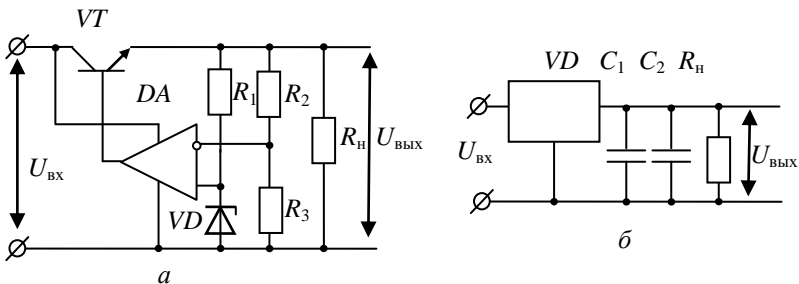


Рис.1.14. Схема компенсационного стабилизатора: а – с операционным усилителем, б – с интегральной микросхемой

1.5. Порядок выполнения работы

1.5.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схема установки для исследования выпрямителей, фильтров и стабилизаторов приведена на рис.1.15. В комплект эксперименталь-



Рис.1.15. Блок-схема экспериментальной установки

ной установки входят: набор макетов исследуемых выпрямителей с фильтрами и стабилизаторов напряжения, источник питания, два цифровых вольтметра, двухканальный цифровой осциллограф (или аналогичные приборы) и набор соединительных проводов. Однополюсные вилки соединительных проводов имеют специальные отверстия для дополнительного подсоединения аналогичных по конструкции вилок проводов без использования специальных тройников. На передних панелях лабораторных макетов (рис.1.16 – 1.21) изображены схемы исследуемых выпрямителей с фильтрами и стабилизаторов напряжения. В левой части макетов расположены входные гнезда X1, на которые подается переменное напряжение с выхода источника питания. В схемах выпрямителей ко входу X1 подключаются также цифровой вольтметр и первый канал осциллографа. В схемах стабилизаторов напряжения цифровой вольтметр и первый канал осциллографа подключаются к гнездам X2. В правой части макетов расположены гнезда для измерения выходного напряжения (гнезда X2 у выпрямителей и X3 у стабилизаторов), к ним подключаются второй цифровой вольтметр и второй канал осциллографа. Величина сопротивления нагрузки стабилизаторов изменяется вращением ручки потенциометра R_n .

1.5.2. Методика выполнения работы

1. Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя и макеты исследуемых выпрямителей и стабилизаторов у инженера.

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

2. Собрать исследуемую схему по методике, описанной в 1.5.1.
3. Подготовить вольтметры и осциллограф к работе согласно инструкциям по их эксплуатации.
4. Включить источник питания в сеть ~ 220 В.
5. **Исследование однополупериодного (рис.1.16) и мостовой схемы (рис.1.17) выпрямителей:**

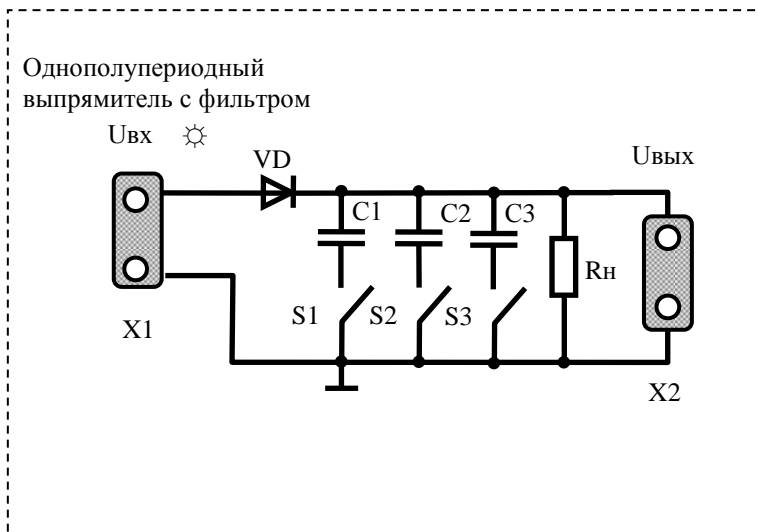


Рис.1.16. Макет однополупериодного выпрямителя с фильтром: VD – КД208А, C1 = 5 мкФ, C2 = 50 мкФ, C3 = 470 мкФ, Rн = 360 Ом

5.1. Выключить емкостной фильтр, установив ручки выключателей S1, S2 и S3 в нижнее положение.

5.2. Установить действующее значение входного напряжения $U_{вх} = 5$ В.

5.3. Снять осциллограммы входного и выходного напряжения.

Определить период колебаний T , амплитуду входного напряжения $U_{2м}$ и период пульсаций $T_{п}$ выходного напряжения, величину его постоянной составляющей U_0 (по показаниям вольтметра) и амплитуду основной гармоники на выходе выпрямителя U_m по осциллограмме (см. рис.1.5,б и в и 1.7,б и в).

Найти падение напряжения на диоде VD в схеме однополупериодного выпрямителя и диодном мосту VD1, VD2, VD3, VD4 в мостовой схеме по формуле $U(VD) = U_{вх} - U_{вых}$.

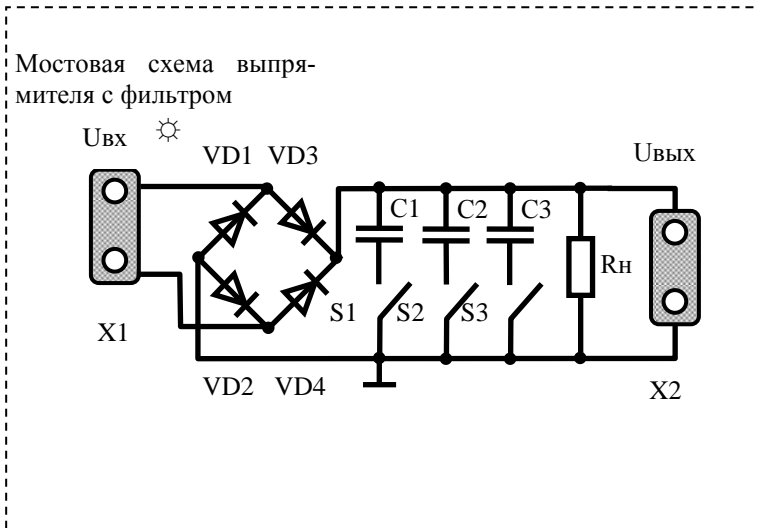


Рис.1.17. Макет мостового выпрямителя с фильтром: VD – КД208А, C1 = 5 мкФ, C2 = 50 мкФ, C3 = 470 мкФ, Rн = 360 Ом

Проверить соотношения для однополупериодного выпрямителя – $U_0 = 0,32U_m$ и для мостовой схемы – $U_0 = 0,64U_m$.

Рассчитать коэффициенты пульсаций K_p по формулам: (1.3) – для однополупериодного и (1.5) – для мостовой схемы.

Сравнить экспериментально определенные K_p с теоретически рассчитанными (1.3) и (1.5).

6. Исследование емкостного фильтра в однополупериодном (рис.1.16) и мостовой схеме (рис.1.17) выпрямителей:

6.1. Тумблер S1 переключить в верхнее положение, при этом конденсатор C1 = 5 мкФ образует емкостной фильтр.

6.2. Снять осциллограммы входного и выходного напряжения.

Определить величину постоянной составляющей U_0 (по показаниям вольтметра), размах $2\Delta U$ и амплитуду ΔU пульсаций на выходе выпрямителя по осциллограмме (см. рис.1.9).

Рассчитать коэффициенты сглаживания $K_{сгл}$ емкостного фильтра при работе с однополупериодным выпрямителем и мостовой схемой по формуле (1.6). В формулу (1.6) подставлять величины K_p и K'_p , экспериментально определенные при исследовании однополупериодной и мостовой схем выпрямителей.

Рассчитать амплитуду ΔU и коэффициенты пульсаций K_p по формулам (1.9) и (1.10). При этом частоту входного напряжения найти

из соотношения $f = 1/T$, $n = 1$ – для однополупериодного и $n = 2$ – для мостовой схемы выпрямителя, сопротивление нагрузки в обеих схемах $R_H = 360$ Ом.

Сравнить экспериментально определенные величины ΔU и K_H с теоретически рассчитанными.

6.3. Тумблер S2 переключить в верхнее положение, при этом емкостной фильтр образуют конденсаторы $C1 = 5$ мкФ и $C2 = 50$ мкФ.

Повторить измерения, описанные в задании 6.2.

6.4. Тумблер S3 переключить в верхнее положение, при этом емкостной фильтр образуют конденсаторы $C1 = 5$ мкФ, $C2 = 50$ мкФ и $C3 = 470$ мкФ.

Повторить измерения, описанные в задании 6.2.

6.5. Для однополупериодного выпрямителя и мостовой схемы построить графики зависимостей: $\Delta U = f(C)$, $K_H = f(C)$ и $K_{стл} = f(C)$.

7. **Исследование параметрического стабилизатора (рис.1.18):**

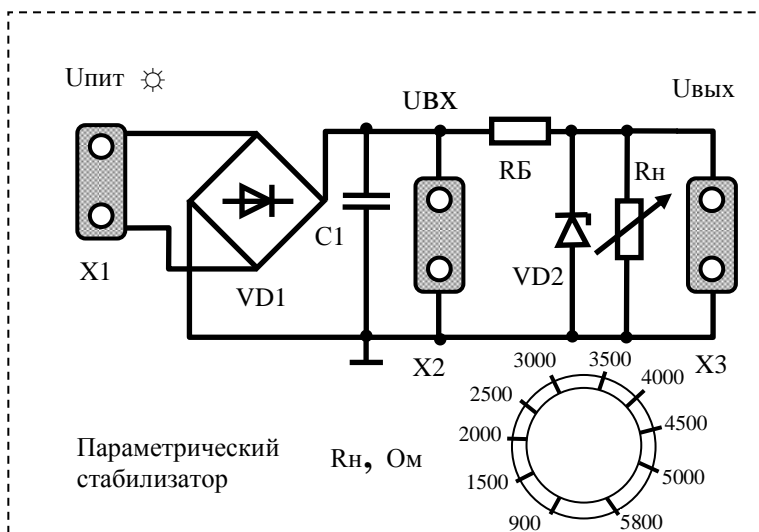


Рис.1.18. Макет параметрического стабилизатора: VD – КД220, VD – КС191Ж, $C1 = 200$ мкФ, $R_B = 360$ Ом, $R_H = 900\text{--}5800$ Ом

7.1. Изменяя входное напряжение от 0 до 11 В с шагом 1 В, снять зависимости $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для трех сопротивлений нагрузки: $R_H = 900$, 3000 и 5800 Ом (или других по заданию преподавателя).

7.2. Построить графики зависимостей $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для трех сопротивлений нагрузки: $R_H = 900$, 3000 и 5800 Ом.

Определить участки стабилизации.

Рассчитать по формуле (1.20) коэффициенты стабилизации $K'_{ст}$ в начале, середине и конце участков стабилизации.

Построить графики зависимости $K'_{ст} = f(U_{вх})$ для трех сопротивлений нагрузки.

7.3. По графику $U_{вых} = f(U_{вх})$ для $R_n = 3000$ Ом выбрать напряжение в начале участка стабилизации и установить его с помощью источника питания $U_{пит}$.

7.4. Изменяя сопротивление нагрузки с шагом, указанным на макете, построить зависимость $U_{вых} = f(R_n)$ и амплитуды пульсаций (по осциллографу измерить размах $2\Delta U$) $\Delta U = f(R_n)$. Установленную в начале опыта величину $U_{пит}$ в ходе эксперимента не подстраивать.

Построить график зависимости $U_{вых} = f(R_n)$.

Определить участок стабилизации.

Рассчитать по формуле (1.21) коэффициенты стабилизации $K''_{ст}$ в начале, середине и конце участков стабилизации.

Построить график зависимости $K''_{ст} = f(R_n)$.

8. Исследование компенсационных стабилизаторов (рис.1.19, 1.20 и 1.21).

8.1. Изменяя входное напряжение от 0 до 11 В с шагом 1 В, снять зависимости $U_{вых} = f(U_{вх})$ для трех сопротивлений нагрузки: $R_n = 100$, 1200 и 2000 Ом (или других по заданию преподавателя).

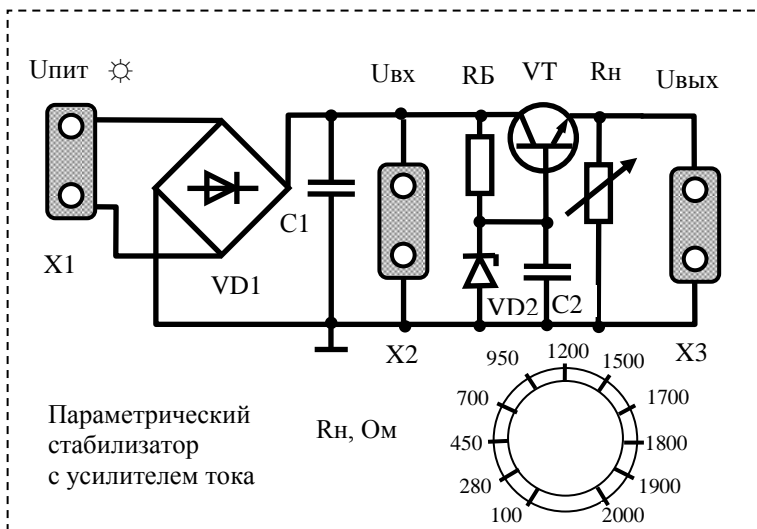


Рис.1.19. Макет компенсационного стабилизатора типа "повторитель напряжения": VD1 – КЦ407Ф, VD2 – КС162А, VT – 5БФ4, C1 – 200 мкФ, C2 – 1 мкФ, RB – 820 Ом, R_n – 100÷2000 Ом

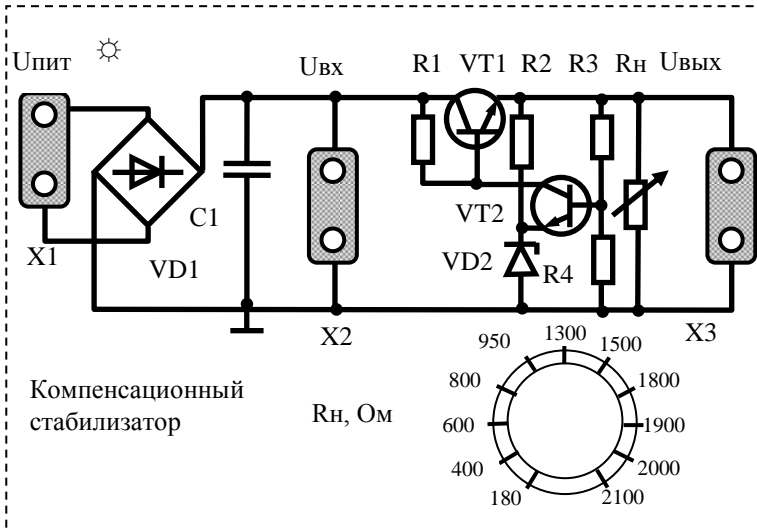


Рис.1.20. Макет компенсационного стабилизатора с усилителем на транзисторе: VD1 – КЦ407Ф, VD2 - КС162А, VT1 – КТ315Б, VT2 – КТ630Б, C1 = 200 мкФ, R1 = 1,2 кОм, R2 = 3 кОм, R3 = 3 кОм, R4 = 6,2 кОм, R_н = 180÷2100 Ом

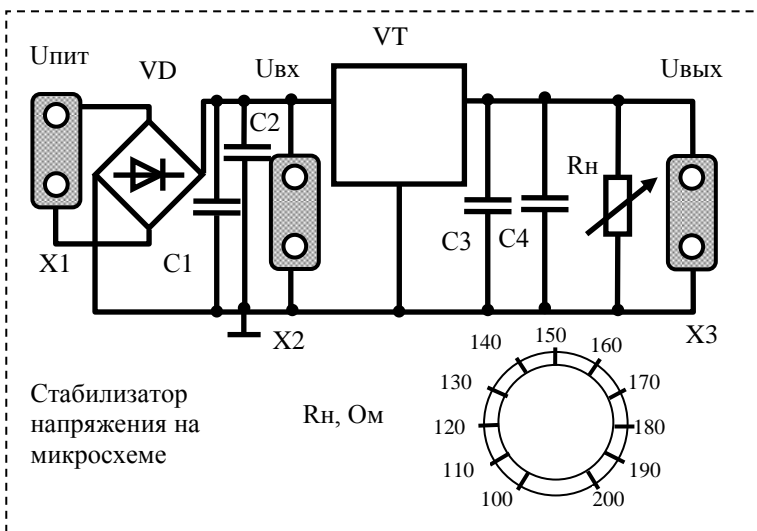


Рис.1.21. Схема компенсационного стабилизатора на интегральной микросхеме: VD – 2W10, VT – КР142ЕН5А, C1 = 68 нФ, C2 = 200 мкФ, C3 = 68 нФ, C4 = 200 мкФ, R_н = 100÷200 Ом

8.2. Построить графики зависимостей $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для трех сопротивлений нагрузки: $R_{\text{н}} = 100, 1200$ и 3000 Ом.

Определить участки стабилизации.

Рассчитать по формуле (1.20) коэффициенты стабилизации $K'_{\text{ст}}$ в начале, середине и конце участков стабилизации.

Построить графики зависимости $K'_{\text{ст}} = f(U_{\text{вх}})$ для трех сопротивлений нагрузки.

8.3. По графику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для $R_{\text{н}} = 2000$ Ом выбрать напряжение в начале участка стабилизации и установить его с помощью источника питания $U_{\text{пит}}$.

8.4. Изменяя сопротивление нагрузки с шагом, указанным на макете, построить зависимость $U_{\text{вых}} = f(R_{\text{н}})$ и амплитуды пульсаций (по осциллографу измерить размах $2\Delta U$) $\Delta U = f(R_{\text{н}})$. Установленную в начале опыта величину $U_{\text{пит}}$ в ходе эксперимента не подстраивать.

Построить график зависимости $U_{\text{вых}} = f(R_{\text{н}})$.

Определить участок стабилизации.

Рассчитать по формуле (1.21) коэффициенты стабилизации $K''_{\text{ст}}$ в начале, середине и конце участков стабилизации.

Построить график зависимости $K''_{\text{ст}} = f(R_{\text{н}})$.

1.6. Контрольные вопросы

1. Перечислить основные причины нестабильности амплитуды напряжения в силовой сети.

2. Построить блок-схему и перечислить основные части источников питания.

3. Перечислить основные характеристики выпрямительных диодов.

4. Каковы основные характеристики и принцип действия выпрямителей: одно-, двухполупериодного и мостовой схемы?

5. Каковы основные характеристики, электрические схемы и принцип действия фильтров?

6. Параметрические стабилизаторы напряжения: основные характеристики, электрическая схема и принцип действия.

7. Компенсационные стабилизаторы напряжения: типа “повторитель напряжения”, с усилителем на транзисторе, на интегральной микросхеме. Перечислить основные характеристики, построить электрические схемы и объяснить принцип действия.

8. Объяснить полученные результаты.

1.7. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.
4. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. М.: Мир, 2001. 704.
5. *Выпрямители* в приборах физического эксперимента: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. А.Г.Михайловский; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1988. 31 с.
6. *Стабилизаторы* напряжения в приборах физического эксперимента: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. А.Г.Михайловский; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1988. 32 с.

Работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ

Резонансными, или колебательными, цепями называются электрические цепи, в которых могут возникать явления резонанса напряжений или токов. Резонанс представляет собой такой режим работы пассивной электрической цепи, содержащей индуктивности и емкости, при котором реактивное сопротивление или реактивная проводимость равны нулю. Частоты, при которых наблюдается явление резонанса, называются резонансными частотами. Зависимости напряжений и токов в колебательном контуре от частоты называются резонансными кривыми.

2.1. Резонанс напряжений

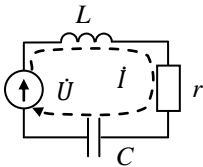


Рис.2.1. Последовательный колебательный контур

Резонанс напряжений возникает в последовательном колебательном контуре, состоящем из катушки индуктивности L , конденсатора C и резистора r (рис.2.1) при совпадении частоты генератора f с собственной частотой электрических колебаний в контуре f_0 . Сопротивление r включает сопротивление собственных потерь элементов контура (в основном это омическое сопротивление проводов катушки индуктивности) и внутреннее сопротивление генератора.

Комплексное значение тока в контуре

$$\dot{I} = I_a e^{j\varphi_I} = \frac{\dot{U}}{\dot{Z}} = \frac{U_a e^{j\varphi_U}}{|\dot{Z}| e^{j\varphi}}, \quad (2.1)$$

где

$$\dot{Z} = r + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} = r + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2.2)$$

– комплексное сопротивление контура,

$$|\dot{Z}| = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \quad (2.3)$$

– модуль комплексного сопротивление контура,

$$\varphi = \varphi_U - \varphi_I = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r} \quad (2.4)$$

– угол сдвига фаз между напряжением и током в аргументе комплексного сопротивления,

$$I = \frac{U}{|\dot{Z}|} = \frac{U}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}, \quad (2.5)$$

– действующее значение силы тока. В формуле (2.1) использованы амплитудные значения силы тока I_a и напряжения U_a , которые в $\sqrt{2}$ раз больше действующих значений I и U . Начиная с формулы (2.5) и далее по тексту работы переходим к действующим значениям токов и напряжений, т.к. измерительные приборы (вольтметры и амперметры) показывают действующее значения.

Частотные характеристики комплексного сопротивления (активной $r = \text{const}$ и реактивной частей $\dot{X} = \dot{X}_L + \dot{X}_C = j\omega L + \frac{1}{j\omega C}$), а также модуля комплексного сопротивления $|\dot{Z}|$ последовательного колебательного контура приведены на рис.2.2,а и б соответственно.



Рис.2.2. Частотные характеристики последовательного колебательного контура: а – комплексного сопротивления, б – модуля комплексного сопротивления

Резонанс наступает при частоте $\omega_0 = 2\pi f_0$, когда $\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ и $\dot{X} = 0$, отсюда

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (2.6)$$

При малой величине сопротивления r ток в цепи резко возрастает по сравнению со значением тока на частотах, отличных от ω_0 . Одновременно действующие значения напряжений на индуктивности U_{L0} и емкости U_{C0} могут во много раз превысить напряжение генератора (U). Такое превышение $U_{L0} = U_{C0} = \omega_0 L I = \frac{1}{\omega_0 C} I > U$ получается, если

$$\omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} > r, \quad (2.7)$$

подставив значение ω_0 из (2.6) в (2.7), получим условие превышения в виде:

$$\sqrt{\frac{L}{C}} > r. \quad (2.8)$$

Величина $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$ имеет размерность сопротивления и называется характеристическим, или волновым сопротивлением колебательного контура. Отношение характеристического сопротивления к сопротивлению резистивного элемента определяет резонансные свойства колебательного контура и называется добротностью контура:

$$Q = \frac{\rho}{r} = \frac{1}{r} \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (2.9)$$

Добротность контура равна отношению (на резонансной частоте) энергии, запасенной в колебательном контуре, т.е. энергии конденсатора или катушки индуктивности $W_{\text{зап}} = U_C I T = U_L I T$, к энергии потерь на резисторе $W_{\text{пот}} = U_r I T$ за время одного периода колебаний T :

$$Q = \frac{W_{\text{зап}}}{W_{\text{пот}}} = \frac{U_C I T}{U_r I T} = \frac{U_C}{U_r} = \frac{U_C}{U}, \quad (2.11)$$

$$Q = \frac{W_{\text{зап}}}{W_{\text{пот}}} = \frac{U_L I T}{U_r I T} = \frac{U_L}{U_r} = \frac{U_L}{U}. \quad (2.12)$$

На резонансной частоте напряжение на резисторе равно входному напряжению $U_r = U$.

Частотные зависимости силы тока (2.5), напряжения на конденсаторе $U_C(\omega) = I Z_C = \frac{I}{\omega C}$, катушке индуктивности $U_L(\omega) = I Z_L = I \omega L$ и сопротивлении $U_r(\omega) = I r$, показывают значительное увеличение силы тока и напряжений на конденсаторе и катушке при приближении частоты генератора к резонансной частоте колебательного контура (рис.2.3,а и б). Из формулы (2.5) видно, что ток в цепи зависит от частоты, так как от частоты зависит полное сопротивление контура. Ток достигает наибольшего значения при резонансе $I_{\text{max}} = \frac{U}{r}$, когда полное сопротивление контура минимальное и чисто активное. У идеального последовательного контура $r = 0$ и сила тока возрастает до бесконечности при питании контура от идеального генератора с нулевым внутренним сопротивлением.

В реальном колебательном контуре сопротивление r , если не учитывать вклада внутреннего сопротивления генератора, является суммой сопротивлений провода обмотки катушки, соединительных проводов и контактов. Обычно вкладом сопротивлений соединительных проводов и контактов можно пренебречь и считать r сопротивле-

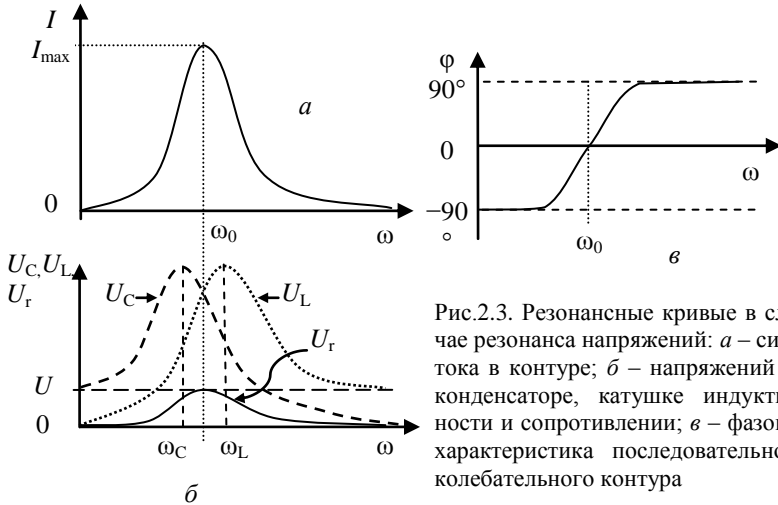


Рис.2.3. Резонансные кривые в случае резонанса напряжений: *a* – силы тока в контуре; *б* – напряжений на конденсаторе, катушке индуктивности и сопротивлении; *в* – фазовая характеристика последовательного колебательного контура

нием провода обмотки катушки. В реальной катушке отделить индуктивное сопротивление Z_L от активного r нельзя и измерение напряжения $U_L(\omega)$ производится с учетом падения напряжения на резисторе, это приводит к тому, что резонансные кривые $U_C(\omega)$ и $U_L(\omega)$ имеют максимумы на частотах ω_C и ω_L , несколько отличающихся от резонансной ω_0 .

Напряжение на емкости

$$\begin{aligned}
 U_C(\omega) &= \frac{I}{\omega C} = \frac{1}{\omega C} \frac{U}{|Z|} = \frac{U}{\omega C \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} = \\
 &= \frac{U}{\sqrt{\omega^2 r^2 C^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}}. \quad (2.13)
 \end{aligned}$$

Наибольшему значению $U_C(\omega)$ соответствует угловая частота, при которой подкоренное выражение в формуле (2.13) минимально. Для нахождения частоты ω_c нужно приравнять к нулю первую производную подкоренного выражения по ω :

$$2\omega r^2 C + 4\omega^3 L^2 C^2 - 4\omega LC = 0, \quad (2.14)$$

откуда

$$\omega_c = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{r^2}{2L^2}} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}} < \omega_0. \quad (2.15)$$

Аналогично можно найти, что наибольшее значение напряжения на индуктивности $U_L(\omega)$ получается при угловой частоте ω_L :

$$\omega_L = \omega_0 \sqrt{\frac{1}{1 - \frac{1}{2Q^2}}} > \omega_0. \quad (2.16)$$

Чем больше добротность контура Q , тем меньше отличаются ω_c и ω_L от резонансной частоты ω_0 и тем острее три резонансные кривые $I(\omega)$, $U_C(\omega)$ и $U_L(\omega)$ на рис.2.3,*а* и *б*.

На рис.2.3,*в* представлена фазовая характеристика контура $\varphi(\omega)$, построенная по (2.4).

Векторные диаграммы последовательного колебательного контура представлены на рис.2.4,*а*, *б* и *в*. За действительную величину при-

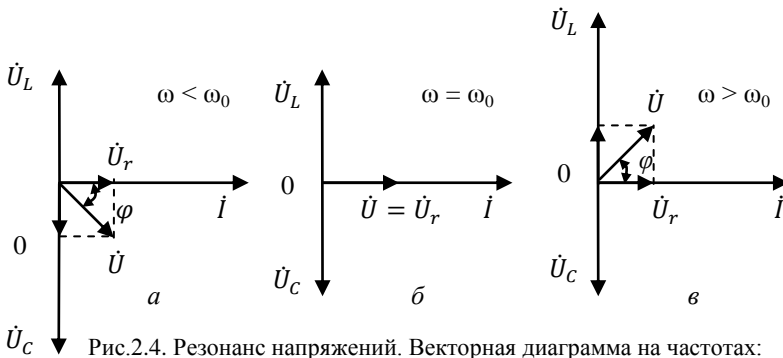


Рис.2.4. Резонанс напряжений. Векторная диаграмма на частотах: *а* – ниже резонансной, *б* – резонансной, *в* – выше резонансной

нят ток i . Напряжение на индуктивности \dot{U}_L опережает ток i на 90° , а напряжение на емкости \dot{U}_C отстает от тока на 90° . Падение напряжения на резисторе $\dot{U}_r = ri$ совпадает по фазе с i . Векторная сумма всех трех напряжений равна напряжению источника питания \dot{U} .

Векторная диаграмма на рис.2.4,*а* соответствует частоте $\omega < \omega_0$, поскольку на частотах ниже резонансной $|\dot{U}_L| < |\dot{U}_C|$ (см. рис.2.3,*б*). При резонансе $|\dot{U}_L| = |\dot{U}_C|$ угол сдвига фаз между током и напряжением равен нулю и напряжение на резисторе равно напряжению источника питания $\dot{U}_r = \dot{U}$ (рис.2.4,*б*). На частотах выше резонансной $|\dot{U}_L| > |\dot{U}_C|$ и векторная диаграмма выглядит, как показано на рис.2.4,*в*.

Подводя итог, можно сказать: резонанс напряжений в последовательном колебательном контуре наступает при совпадении частоты генератора с частотой собственных колебаний контура, при этом сопротивление контура становится минимальным и чисто активным, по цепи протекает большой ток, напряжения на конденсаторе и катушке

индуктивности увеличиваются примерно в Q раз по сравнению с входным напряжением, становятся равными по величине и противоположными по направлению.

2.2. Резонанс токов

Резонанс токов возникает в параллельном колебательном контуре, состоящем из катушки индуктивности L , конденсатора C и сопротивления R (рис.2.5) при совпадении частоты генератора f с собственной частотой электрических колебаний в контуре f_0 .

При заданном напряжении источника питания (генератора)

$$\dot{U} = U_a e^{j\varphi_U} \quad (2.17)$$

общий ток в цепи

$$i = \dot{Y}\dot{U} = Y e^{j\varphi} U_a e^{j\varphi_U}, \quad (2.18)$$

где

$$\dot{Y} = g + j\omega C + \frac{1}{j\omega L} = g + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (2.19)$$

– комплексная проводимость параллельного колебательного контура;

$$|\dot{Y}| = \sqrt{g^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \quad (2.20)$$

– полная проводимость контура;

$$\varphi = \varphi_U - \varphi_I = \arctg \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{g} \quad (2.21)$$

– угол сдвига фаз между током и напряжением в аргументе комплексной проводимости (2.18).

Перейдя от амплитуд к действующим значениям силы тока и напряжения, запишем

$$I = U|\dot{Y}| = U \sqrt{g^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}. \quad (2.22)$$

При угловой частоте $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ емкостная $\omega_0 C$ и индуктивная $\frac{1}{\omega_0 L}$ проводимости параллельных ветвей одинаковы, угол φ_0 в аргументе комплексной проводимости \dot{Y} равен нулю. Полная проводимость контура при этом минимальна $|\dot{Y}(\omega_0)| = g$ и общий ток $I_0 = I_R = gU$ минимален. В идеальном параллельном колебательном контуре проводимость

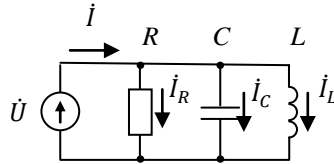


Рис.2.5. Параллельный колебательный контур

при резонансе равна нулю и ток $I_0 = 0$, что эквивалентно размыканию цепи.

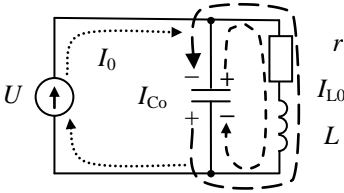


Рис.2.6. Схема движения токов в параллельном колебательном контуре на резонансной частоте

На рис.2.6 представлена электрическая схема и схема движения токов на резонансной частоте параллельного колебательного контура с учетом потерь в индуктивности. Потери энергии в конденсаторе обычно небольшие, и ими можно пренебречь. Сопротивление контура на резонансной частоте с учетом (2.7)

$$|\dot{Z}(\omega_0)| = \frac{\frac{1}{j\omega_0 C} (r + j\omega_0 L)}{\frac{1}{j\omega_0 C} + r + j\omega_0 L} \approx \frac{\frac{j\omega_0 L}{j\omega_0 C}}{r + j\left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right)} = \frac{L}{r} = \frac{\rho^2}{r} = Q\rho. \quad (2.23)$$

Таким образом, для тока, текущего от генератора, сопротивление последовательного колебательного контура на резонансной частоте (R на рис.2.5) является активным и очень большим, в Q раз больше волнового сопротивления ρ . Для тока, циркулирующего внутри контура, сопротивление r (рис.2.6) мало и определяется в основном сопротивлением провода обмотки катушки.

Как и для последовательного колебательного контура, добротность параллельного колебательного контура равна отношению (на резонансной частоте) энергии, запасенной в контуре, т.е. энергии конденсатора или катушки индуктивности $W_{\text{зап}} = UI_{C_0}T = UI_{L_0}T$, к энергии потерь на резисторе R (рис.2.5) $W_{\text{пот}} = UI_R T$ за время одного периода колебаний T :

$$Q = \frac{W_{\text{зап}}}{W_{\text{пот}}} = \frac{UI_{C_0}T}{UI_R T} = \frac{I_{C_0}}{I_0}, \quad (2.24)$$

$$Q = \frac{W_{\text{зап}}}{W_{\text{пот}}} = \frac{UI_{L_0}T}{UI_R T} = \frac{I_{L_0}}{I_0}. \quad (2.25)$$

На рис.2.7,а показаны частотные характеристики индуктивного \dot{I}_L , емкостного \dot{I}_C токов и тока сопротивления I_R , а также тока текущего от генератора к параллельному колебательному контуру I_0 . Действующее значение тока конденсатора $I_C(\omega) = \omega CU$ возрастает пропорцио-

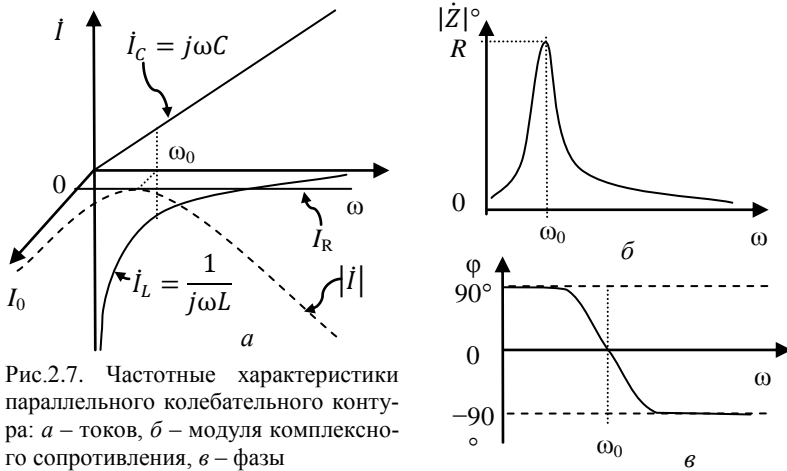


Рис.2.7. Частотные характеристики параллельного колебательного контура: *a* – токов, *б* – модуля комплексного сопротивления, *в* – фазы

нально угловой частоте, в индуктивности оно обратно пропорционально $I_L = \frac{U}{\omega L}$, а в резистивном элементе от частоты не зависит: $I_R = gU$. Точка пересечения кривых $I_C(\omega)$ и $I_L(\omega)$ соответствует резонансу токов, при котором $I_0 = I_R$.

На рис.2.7,*б* приведена частотная зависимость модуля комплексного сопротивления $|\dot{Z}(\omega)|$. График имеет максимум на резонансной частоте, при которой $|\dot{Z}(\omega_0)| = R$. На рис.2.7,*в* представлена фазовая характеристика контура $\varphi(\omega)$, построенная по (2.21).

Векторные диаграммы параллельного колебательного контура представлены на рис.2.7,*а*, *б* и *в*. За действительную величину принято напряжение \dot{U} на сопротивлении R . Ток конденсатора \dot{I}_C опережает напряжение \dot{U} на 90° , а ток индуктивности \dot{I}_L отстает на 90° . Ток \dot{I}_R ,

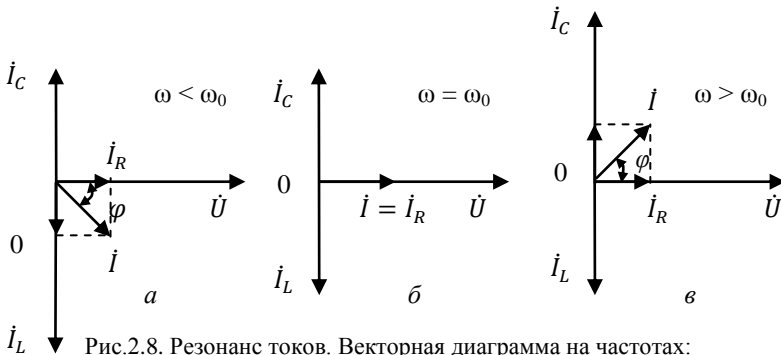


Рис.2.8. Резонанс токов. Векторная диаграмма на частотах: *a* – ниже резонансной, *б* – резонансной, *в* – выше резонансной

текущий по сопротивлению R , совпадает по фазе с \dot{U} . Векторная сумма всех трех токов равна току \dot{I} .

Векторная диаграмма на рис.2.8,*а* соответствует частоте $\omega < \omega_0$, поскольку на частотах ниже резонансной $|I_C| < |I_L|$ (см. рис.2.7,*а*). При резонансе $|I_C| = |I_L|$ угол сдвига фаз между током и напряжением равен нулю и ток резистора равен току генератора: $I_R = I$ (рис.2.8,*б*). На частотах выше резонансной $|I_C| > |I_L|$ и векторная диаграмма выглядит, как показано на рис.2.8,*в*.

Подводя итог, можно отметить: резонанс токов в параллельном колебательном контуре наступает при совпадении частоты генератора с частотой собственных колебаний контура; при этом сопротивление контура становится максимальным и чисто активным, по внешней цепи (от генератора к колебательному контуру) протекает малый ток, а ток, циркулирующий внутри контура (ток перезарядки конденсатора через катушку индуктивности), увеличивается, в Q раз по сравнению с входным током.

2.3. Порядок выполнения работы

1. Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя.
2. Макет лабораторной работы, комплект измерительных приборов, состоящий из генератора, вольтметров и амперметров с комплектами соединительных кабелей, выдает инженер.

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

2.3.1. Изучение резонанса напряжений

1. Собрать схему для изучения резонанса напряжений (рис.2.9).

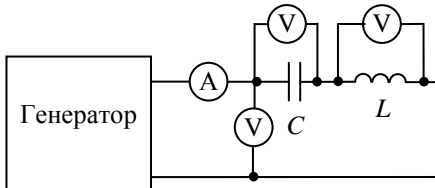


Рис.2.9. Схема установки для изучения резонанса напряжений

2. Собранную схему показать преподавателю или инженеру.
3. Включить приборы в сеть и подготовить к работе согласно инструкциям по их эксплуатации.

4. Установить минимальное выходное сопротивление генератора (если конструкция генератора это позволяет). Подать на схему от генератора напряжение 3÷4 В с частотой 100 Гц. Изменяя частоту генератора f , найти частоту f_0 , при которой наблюдается резонанс, при этом сила тока, протекающего через контур, будет максимальной.

5. Выбор рабочих частот:

– для точного определения резонансной частоты в области частот $f_0 \pm 100$ Гц измерения проводить с шагом $\Delta f = 10$ Гц;

– для исследования колебательного контура в приближении постоянного тока измерения начинать с минимально возможной для полученного комплекта приборов частоты, например $f_{\min} = 10$ Гц;

– в интервале частот от f_{\min} до $f_0 - 100$ Гц выбрать шаг измерений таким образом, чтобы получить не менее 5 рабочих частот; на частотах выше $f_0 + 100$ Гц первую частоту выбрать кратной 100 Гц и далее с шагом $\Delta f = 100$ Гц выбирать не менее 5 частот;

– последнее измерение провести на частоте $f_{\min} = 2000$ Гц.

6. На выбранных частотах снять зависимости $I = f(f)$, $U_C = f(f)$ и $U_L = f(f)$. При проведении измерений напряжение на входе колебательного контура поддерживать постоянным. Для повышения точности измерений рекомендуется измерять напряжения на входе, на конденсаторе и на катушке индуктивности одним вольтметром.

Построить графики зависимостей $I = f(f)$, $U_C = f(f)$ и $U_L = f(f)$.

Определить резонансную частоту f_0 , полосу пропускания $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, где $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ – нижняя и верхняя граничные частоты, на которых сила тока $I = 0,707 I_{\max}$ и активное сопротивление колебательного контура r из графика $I = f(f)$.

Рассчитать добротность колебательного контура Q по формуле

$$Q = \frac{f_0}{\Delta f}. \quad (2.26)$$

Рассчитать резонансную частоту f_0 и волновое сопротивление ρ . Индуктивность катушки L указана на макете, емкость конденсатора C указана на конденсаторе; если использована батарея последовательно или параллельно включенных конденсаторов, то общую емкость определить по формулам для последовательного или параллельного включения конденсаторов.

Рассчитать добротность Q по формуле (2.9).

Определить резонансные частоты f_C и f_L из графиков $U_C = f(f)$ и $U_L = f(f)$.

Рассчитать добротность Q по формулам (2.11) и (2.12).

2.3.2. Изучение резонанса токов

1. Собрать схему для изучения резонанса токов (рис.2.10).

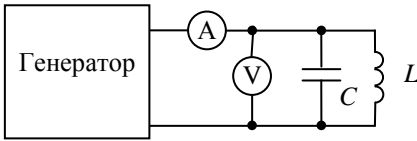


Рис.2.10. Схема установки для изучения резонанса токов

2. Собранную схему показать преподавателю или инженеру.
3. Включить приборы в сеть и подготовить к работе согласно инструкциям по их эксплуатации.
4. Установить максимальное выходное сопротивление генератора (если конструкция генератора это позволяет). Подать на схему от генератора напряжение $6\div 9$ В с частотой 100 Гц. Изменяя частоту генератора f , найти частоту f_0 , при которой наблюдается резонанс, при этом сила тока, протекающего от генератора к контуру, будет минимальной, а внутри контура максимальной.

5. Рабочие частоты выбираются по методике, описанной в 2.3.1, подпункт 5.

6. На выбранных частотах снять зависимость $I = f(f)$. При проведении измерений напряжение на входе колебательного контура поддерживать постоянным.

Построить график зависимости $I = f(f)$.

Определить резонансную частоту f_0 , вычислить $|\dot{Z}(f)| = \frac{U}{I(f)}$, определить Q по (2.23).

Построить график зависимости $|\dot{Z}| = f(f)$, определить полосу пропускания и рассчитать Q по (2.26).

Сравнить рассчитанные и экспериментально найденные резонансные частоты для последовательного и параллельного колебательных контуров.

Сравнить все полученные добротности колебательных контуров.

2.4. Контрольные вопросы

1. Постоянный и переменный ток. Гармонические колебания: амплитуда, действующее значение, период, частота, фаза. Круговая частота ω .

2. Написать формулы и построить графики зависимости сопротивления конденсатора, катушки индуктивности и постоянного резистора от частоты.

3. Резонанс в электрических цепях. Резонанс напряжений и токов. Колебательный контур идеальный и реальный.

4. Последовательный колебательный контур. Электрическая схема. Зависимость комплексного сопротивления и модуля комплексного сопротивления от частоты (формулы и графики). Условие резонанса. Резонансная частота f_0 . Волновое сопротивление ρ . Добротность колебательного контура Q . Частотные зависимости силы тока и напряжений на конденсаторе, катушке и сопротивлении r . Способы расчета Q (сравнить полученные результаты). Построить три векторные диаграммы при частоте генератора $f_r < f_0, f_r = f_0, f_r > f_0$.

5. Параллельный колебательный контур. Электрическая схема. Зависимость комплексной проводимости и модуля комплексной проводимости от частоты (формулы и графики). Условие резонанса. Частотные зависимости силы тока протекающего через конденсатор, катушку индуктивности, и тока, текущего от генератора к колебательному контуру. Зависимость модуля комплексного сопротивления от частоты. Способы расчета Q (сравнить полученные результаты с результатами, полученными для последовательного колебательного контура). Построить три векторные диаграммы при частоте генератора $f_r < f_0, f_r = f_0, f_r > f_0$.

6. Объяснить полученные результаты.

2.5. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008.
2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.
4. *Электротехника.* Ч. II: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, А.Г.Михайловский; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1984. 43 с.

Работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

3.1. Биполярные транзисторы с управляемым $p-n$ -переходом

Основными элементами, применяемыми для усиления мощности электрических сигналов, являются транзисторы. Они выпускаются в виде отдельных элементов или входят в состав интегральных микросхем. Транзисторы можно разделить на два класса – биполярные и униполярные (полевые). В биполярных транзисторах в работе прибора принимают участие как положительные, так и отрицательные носители заряда, отсюда и термин “биполярный”. Биполярными транзисторами называют полупроводниковые приборы с двумя электрическими $p-n$ -переходами и тремя выводами. Они состоят из чередующихся областей (слоев) полупроводника, имеющих электропроводности различных типов. В зависимости от типа электропроводности наружных слоев различают транзисторы $p-n-p$ -типа и $n-p-n$ -типа (рис.3.1).

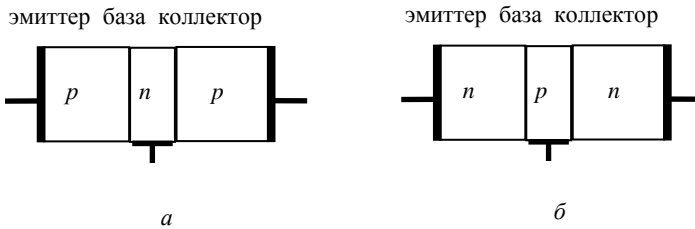


Рис.3.1. Структурная схема биполярного транзистора: a – $p-n-p$ -типа, b – $n-p-n$ -типа

Условное графическое обозначение транзисторов $p-n-p$ и $n-p-n$ -

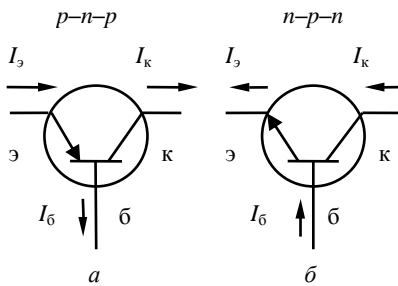


Рис.3.2. Условное графическое обозначение транзисторов: a – $p-n-p$ -типа, b – $n-p-n$ -типа

типов с указанием направления токов при работе в нормальном (активном) режиме приведено на рис.3.2.

Однотипность слоев коллектора и эмиттера в ряде случаев позволяет при включении менять их местами. Такое включение называется инверсным. При инверсном включении параметры реального транзистора существенно отличаются от параметров при нормальном включении.

Первые биполярные транзисторы были изготовлены по сплавной технологии. Их типовая структура приведена на рис.3.3.

При подключении к электродам транзистора напряжений $U_{эб}$ и $U_{бк}$ (рис.3.4) эмиттерный переход смещается в прямом направлении, а коллекторный – в обратном.

Электроны из внешней цепи через электрод эмиттера поступают в область эмиттера, создавая тем самым ток эмиттера $I_э$. Из эмиттера электроны через открытый переход эмиттер–база инжектируются в область базы, где они являются неосновными носителями. В базе электроны могут рекомбинировать с дырками. Если все электроны рекомбинируют с дырками, то коллекторного тока не будет и транзистор не будет выполнять своих функций. Для предотвращения рекомбинации базу делают тонкой и с низкой концентрацией дырок. Поэтому большая часть электронов из базы втягивается в коллектор и уходит во внешнюю цепь, создавая ток коллектора. Часть электронов (0,5÷10%) в базе рекомбинирует с дырками и создает ток базы.

Из рис.3.4 видно, что ток эмиттера есть сумма базового и коллекторного токов $I_э = I_б + I_к$. Ток коллектора изменяется пропорционально

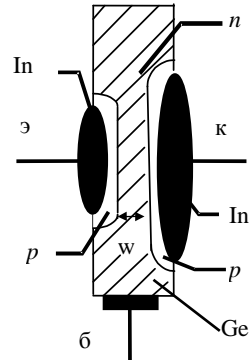


Рис.3.3. Структура сплавного транзистора

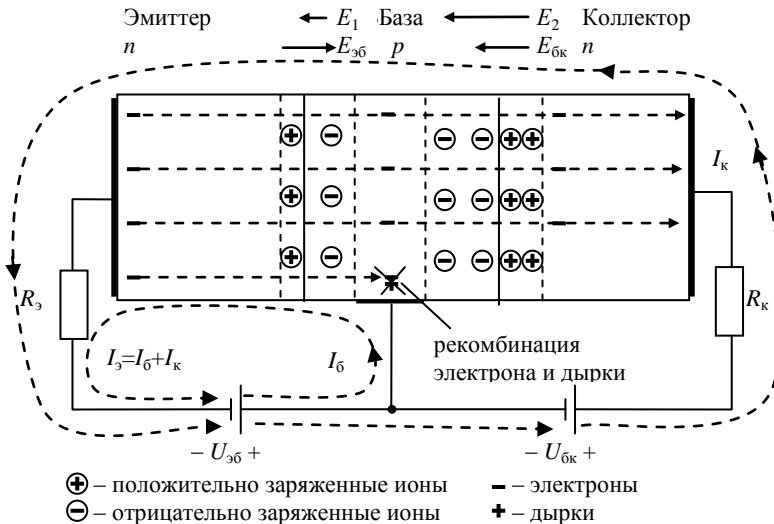


Рис.3.4. Схема движения носителей заряда в транзисторе

изменению тока эмиттера $I_k = \alpha \cdot I_3$, где α – коэффициент передачи эмиттерного тока. Коэффициент $\alpha = 0,9 \div 0,995$ немного меньше единицы.

Изменение напряжения, приложенного к эмиттерному переходу, вызывает изменение количества инжектируемых в базу неосновных носителей заряда и соответствующее изменение тока эмиттера и коллектора. Следовательно, для изменения по определенному закону коллекторного тока необходимо к эмиттерному p – n -переходу приложить напряжение, изменяющее по этому же закону ток эмиттера.

3.2. Три схемы включения транзистора

В зависимости от того, какой электрод транзистора является общим для входного и выходного сигналов, различают три основных типа усилительных каскадов: с общей базой (ОБ, рис.3.5,*а*), с общим эмиттером (ОЭ, рис.3.5,*б*) и с общим коллектором (ОК, рис.3.5,*в*). В схеме с ОБ входной сигнал подается на эмиттер транзистора, выходной сигнал снимается с коллектора, а база является общей для входного и выходного сигналов. В схеме с ОЭ входной сигнал подается на базу транзистора, выходной снимается с коллектора, а эмиттер является общим для входного и выходного сигналов. В схеме с ОК входной сигнал подается на базу транзистора, выходной снимается с эмиттера, а коллектор через источник питания и включенный параллельно ему конденсатор C_2 соединен с общим проводом, т.е. является общим для входного и выходного сигналов.

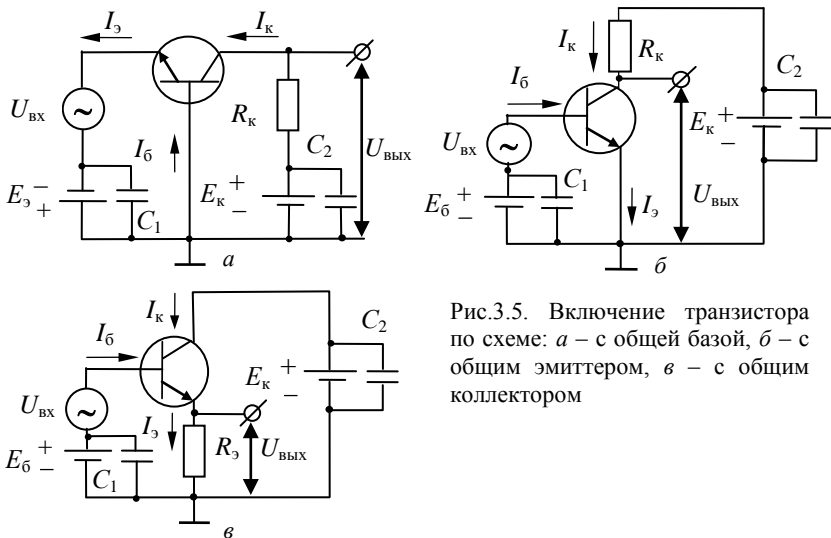


Рис.3.5. Включение транзистора по схеме: а – с общей базой, б – с общим эмиттером, в – с общим коллектором

В этих схемах источники постоянного напряжения и резисторы обеспечивают режимы работы по постоянному току, т.е. необходимые значения напряжений и начальных токов. Входные сигналы переменного тока создаются источниками $U_{вх}$. Они изменяют ток эмиттера транзистора, а соответственно, и ток коллектора. Приращения тока коллектора (рис.3.5,а и б) и тока эмиттера (рис.3.5,в), соответственно на резисторах R_k и R_3 , создают приращения напряжений, которые и являются выходными сигналами $U_{вых}$. Параметры схем обычно выбирают так, чтобы $U_{вых}$ было бы во много раз больше вызвавшего его приращения $U_{вх}$ (рис.3.5,а и б) или близко к нему (рис.3.5,в).

Вид входных и выходных вольт-амперных характеристик транзистора зависит от схемы включения. Для схемы включения с ОБ статические характеристики имеют вид, показанный на рис.3.6, а для схемы с ОЭ – на рис.3.7. Статические характеристики для схемы с ОК аналогичны соответствующим характеристикам для схемы с ОЭ и, как правило, в справочной литературе не приводятся.

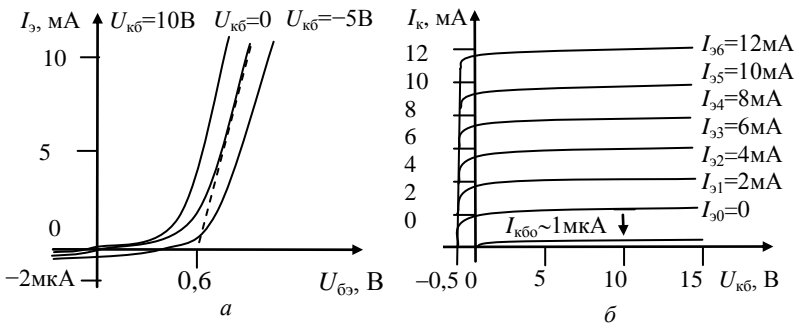


Рис.3.6. Статические характеристики маломощного биполярного кремниевого транзистора, включенного по схеме с общей базой: а – входная, б – выходная

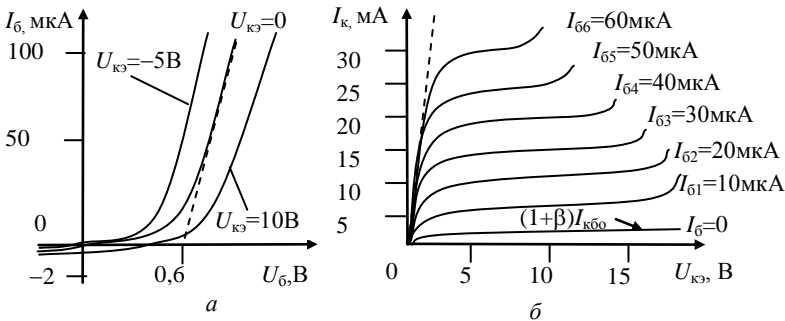


Рис.3.7. Статические характеристики маломощного биполярного кремниевого транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером: а – входная, б – выходная

В цепях, где транзистор включен по схеме с ОЭ или ОК, удобно пользоваться не коэффициентом передачи эмиттерного тока α , а коэффициентом передачи базового тока β (в справочной литературе он приведен в виде параметра $h_{21э}$). Это обусловлено тем, что в этих схемах обычно задается изменение тока базы. Связь между коэффициентами α и β задается формулой $\beta = \alpha/(1-\alpha)$. Так как $\alpha = 0,9 \div 0,995$, то $\beta \gg 1$. У транзисторов, выпускаемых промышленностью, $\beta = 10 \div 200$. Существуют транзисторы с $h_{21э} \sim 1000$.

Для транзисторов падение напряжения на открытом эмиттерном переходе $U_{бэ}$ составляет доли вольта (для германиевых порядка – 0,3 В, кремниевых – 0,6 В, арсенид-галиевых – 1,0 В). На закрытом коллекторном переходе падение напряжения существенно больше и составляет единицы – десятки вольт.

3.3. Усилители на биполярных транзисторах

3.3.1. Общие сведения об электронных усилителях

Усилителем называется такое устройство, в котором сравнительно маломощный входной сигнал управляет передачей гораздо большей мощности от источника питания в нагрузку.

Основной задачей любого усилителя является повышение уровня мощности сигнала. Если мощность сигнала в нагрузке не превышает мощности сигнала на входе, то устройство не может считаться усилителем. Усилитель работает совместно с тем или иным источником питания (батарея, выпрямитель). Именно энергия источника питания и обеспечивает повышение мощности сигнала на выходе усилителя.

В простейшем случае электронный усилитель можно представить в виде цепи, состоящей из источника питания E и последовательно включенных сопротивлений нагрузки R_n и внутреннего сопротивления биполярного транзистора R_T (рис.3.8). По цепи $+E, R_n, R_T, -E$ протекает ток $I_k = \frac{E}{R_T + R_n}$. Выходное напряжение усилителя $U_{вых} = I_k R_n$. Сопротивление транзистора R_T является переменным и зависит от входного напряжения усилителя.

В случае транзистора $n-p-n$ -типа увеличение напряжения $U_{вх} = U_{бэ}$ приведет к уменьшению R_T и увеличению I_k . Это, в свою очередь, повлечет увеличение выходного сигнала $U_{вых} = I_k R_n$. И наоборот, уменьшение $U_{вх}$ вызо-

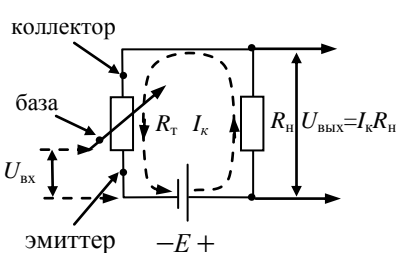


Рис.3.8. Простейшая эквивалентная схема усилителя

вет увеличение R_T , уменьшение I_K и $U_{\text{вых}}$. Если входное напряжение является переменным (например, гармоническим), то и выходное напряжение будет изменяться по закону входного сигнала (если усилитель линейный).

Почему амплитуда $U_{\text{вых}}$ будет больше, чем амплитуда $U_{\text{вх}}$, и почему $P_{\text{вых}} > P_{\text{вх}}$? Дело в том, что величина напряжения источника питания E значительно больше $U_{\text{вх}}$ и ток коллектора I_K (и его изменение) значительно больше входного тока $I_б$. Таким образом, маломощный входной сигнал управляет передачей гораздо большей мощности от источника питания в нагрузку. Обычно $E = 10 \div 15 \text{ В}$, $I_K = 1 \div 10 \text{ мА}$, $U_{\text{вх}}$ – десятки-сотни милливольт, $I_б \sim 1 \div 100 \text{ мкА}$.

3.3.2. Основные характеристики усилителей

Амплитудная характеристика усилителя (АХ) – зависимость амплитуды (или действующего значения) выходного напряжения от амплитуды (или действующего значения) входного напряжения постоянной частоты. На рис.3.9 штриховой линией показана АХ идеального усилителя, а сплошной – реально-

го усилителя. АХ реального и идеального усилителей совпадают только для амплитуд входного сигнала от $U_{\text{вх min}}$ до $U_{\text{вх max}}$. На этом участке АХ – прямая линия, угол наклона которой к оси абсцисс определяет коэффициент усиления напряжения. При $U_{\text{вх}} < U_{\text{вх min}}$ АХ реального усилителя не проходит через начало координат; даже при $U_{\text{вх}} = 0$ на выходе усилителя имеется некоторое выходное

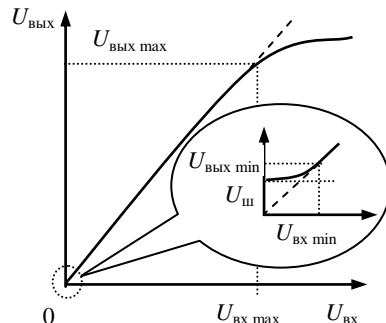


Рис.3.9. Амплитудная характеристика усилителя

напряжение $U_{\text{ш}}$, обусловленное действием флуктуационных шумов в усилителе и другими помехами. Для нормальной работы усилителя $U_{\text{вх min}}$ должно быть больше $U_{\text{ш}}$. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$ АХ реального усилителя тоже изгибается. Верхний изгиб АХ связан с нелинейностью вольт-амперной характеристики усилительного элемента и конечной величиной напряжения источника питания E . Таким образом, реальный усилитель может усиливать сигнал без существенных искажений только при выполнении условия: $U_{\text{вх min}} \leq U_{\text{вх}} \leq U_{\text{вх max}}$. Динамический диапазон усилителя D есть отношение амплитуд максимального и минимального сигналов $D = U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}}$. Его удобно выражать в логарифмических единицах $D(\text{дБ}) = 20 \lg(U_{\text{вх max}} / U_{\text{вх min}})$.

Коэффициенты усиления. Коэффициентом усиления мощности K_P называется отношение $P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}$. Аналогично, коэффициентом усиления напряжения K_U называется отношение $U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$, а коэффициентом усиления тока $K_I - I_{\text{вых}}/I_{\text{вх}}$.

В ряде случаев коэффициент усиления мощности выражают в логарифмических единицах – децибелах (дБ): $K_P = 10 \lg(P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}})$.

Коэффициент усиления электронного усилителя для гармонических сигналов малой амплитуды удобно представить комплексной величиной: $\dot{K} = |\dot{K}| e^{j\varphi}$. Как модуль $|\dot{K}|$, так и фаза φ комплексного коэффициента усиления зависят от частоты f . Зависимость модуля коэффициента усиления напряжения $|\dot{K}_U|$ от частоты f входного гармонического колебания называется амплитудно-частотной характеристикой.

Усиление на различных частотах получается неодинаковым, оно уменьшается на верхних и нижних частотах. Граничной частотой $f_{\text{гп}}$ называют ту частоту, на которой усиление уменьшается на заданную величину от максимального усиления. Как правило, условливаются, что граничная частота соответствует уменьшению усиления по мощности в два раза. Если в качестве нагрузки включено активное сопротивление $R_{\text{н}}$, то обычно измеряют напряжение на выходе усилителя $U_{\text{вых}}$, а выходную мощность рассчитывают по формуле $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2/R_{\text{н}}$. Легко увидеть, что на частоте $f_{\text{гп}}$ усиление по напряжению уменьшается до $\frac{1}{\sqrt{2}} = 0,707$ (на 3дБ) от усиления на средних частотах. Указывая граничную частоту, следует всегда указывать уровень, на котором она определена. Усилитель имеет две граничные частоты: верхнюю $f_{\text{в}}$ и нижнюю $f_{\text{н}}$. Диапазон частот $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ называется полосой пропускания усилителя.

По полосе пропускания усилители делятся на избирательные и широкополосные. У избирательных усилителей $f_{\text{н}}$ близка к $f_{\text{в}}$

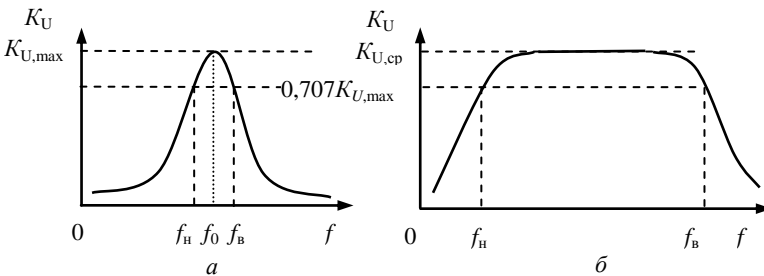


Рис. 3.10. Амплитудно-частотная характеристика усилителей: *а* – узкополосного; *б* – широкополосного

(рис.3.10,а). Для широкополосных $f_n \ll f_v$ (рис.3.10,б). В широкополосных усилителях обычно различают области верхних и нижних частот, где существенно уменьшается усиление, и область средних частот, в которой усиление сравнительно постоянно. Существует особый класс усилителей, для которых $f_n = 0$. Это усилители постоянного тока (напряжения).

Нелинейные искажения обусловлены наличием в усилителе элементов с нелинейными характеристиками (транзисторов, диодов и т.д.). При входном сигнале синусоидальной формы наличие нелинейных искажений проявляется в том, что выходной сигнал получается не чисто синусоидальным, а содержит ряд гармоник. Если не учитывать постоянную составляющую, то выходной сигнал может быть представлен в виде разложения в ряд Фурье: $U_{\text{вых}} = U_1 \sin \omega t + U_2 \sin 2\omega t + U_3 \sin 3\omega t + \dots + U_n \sin n\omega t$, где индекс 1,2,3,...n означает номер гармоники. Величина нелинейных искажений оценивается коэффициентом нелинейных искажений $K_{\text{ни}} = \sqrt{\frac{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2}{U_1^2}}$. Коэффициент $K_{\text{ни}}$ обычно выражают в процентах. При усилении звуковых колебаний коэффициент нелинейных искажений, допустим, в пределах нескольких процентов, а в специальных измерительных усилителях составляет десятые и даже сотые доли процента.

3.4. Отрицательная обратная связь в усилителях

Качественные показатели усилителя улучшаются, если в нем применена отрицательная обратная связь (ООС). В этом случае на базу транзистора одновременно с входным напряжением подается часть выходного напряжения (напряжение обратной связи), фаза которого противоположна фазе входного напряжения.

Напряжение обратной связи бывает пропорционально либо выходному напряжению, либо выходному току. Реже встречается комбинированный вид обратной связи. В зависимости от способа подачи напряжения обратной связи на вход усилителя различают последовательную и параллельную обратную связь. Перечисленные варианты схем отрицательной обратной связи приведены на рис.3.11.

В результате применения ООС происходит значительное уменьшение нелинейных, а также частотных и фазовых искажений. Может быть увеличено входное и уменьшено выходное сопротивление усилителя. Недостатком является уменьшение коэффициента усиления, так как в усилителе с ООС напряжение на базе $U_{\text{бз}}$ меньше входного напряжения $U_{\text{вх}}$.

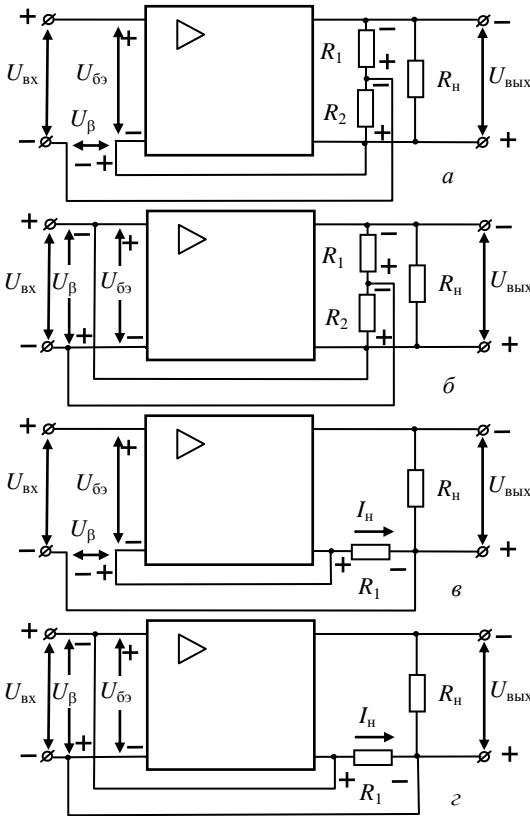


Рис.3.11. Схемы отрицательной обратной связи: *а* – последовательная по напряжению, *б* – параллельная по напряжению, *в* – последовательная по току, *г* – параллельная по току

3.5. Усилитель с общим эмиттером

На рис.3.12 приведена схема с ОЭ. Это наиболее часто используемая схема включения биполярного транзистора, которая характеризуется относительно высоким входным сопротивлением и высоким выходным сопротивлением. Схема усиливает ток и напряжение и, как следствие, обладает большим, по сравнению со схемами ОБ и ОК, коэффициентом усиления мощности. Фаза выходного сигнала сдвинута на 180° относительно фазы входного сигнала.

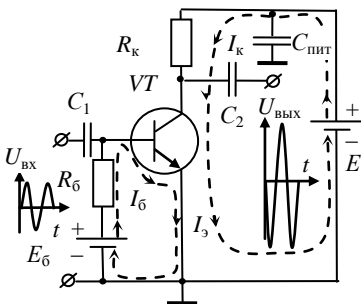


Рис.3.12. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

На рис.3.12 приведена схема с ОЭ. Это наиболее часто используемая схема включения биполярного транзистора, которая характеризуется относительно высоким входным сопротивлением и высоким выходным сопротивлением. Схема усиливает ток и напряжение и, как следствие, обладает большим, по сравнению со схемами ОБ и ОК, коэффициентом усиления мощности. Фаза выходного сигнала сдвинута на 180° относительно фазы входного сигнала.

3.5.1. Графоаналитический метод анализа работы усилителя на биполярном транзисторе

Различают три режима работы усилителя: режим малого сигнала, когда переменная составляющая напряжения на базе транзистора $U_{вх}$ много меньше постоянной составляющей $U_{бэ0}$; режим большого сигнала, когда $U_{вх}$ соизмеримо с $U_{бэ0}$, и режим покоя, при котором входной сигнал отсутствует. Для нормальной работы любого усилительного каскада, например схемы с ОЭ, необходимо в режиме покоя установить напряжение смещения на эмиттерном переходе $U_{бэ0}$, ток покоя коллектора $I_{к0}$ и напряжение покоя коллектора $U_{к0}$. Графоаналитический метод наглядно иллюстрирует положение точки покоя на проходной и семействе выходных характеристик транзистора при выбранном напряжении питания E и сопротивлении нагрузки усилительного каскада R_k (рис.3.13). Для этого на графике семейства выходных характеристик транзистора следует построить нагрузочную прямую $U_k = E - I_k R_k$. Ее можно построить по двум точкам: 1) при $I_k = 0$, $U_k = E$; 2) при $U_k = 0$ (точка не реальная, $U_k = 0$ означает короткое замыкание

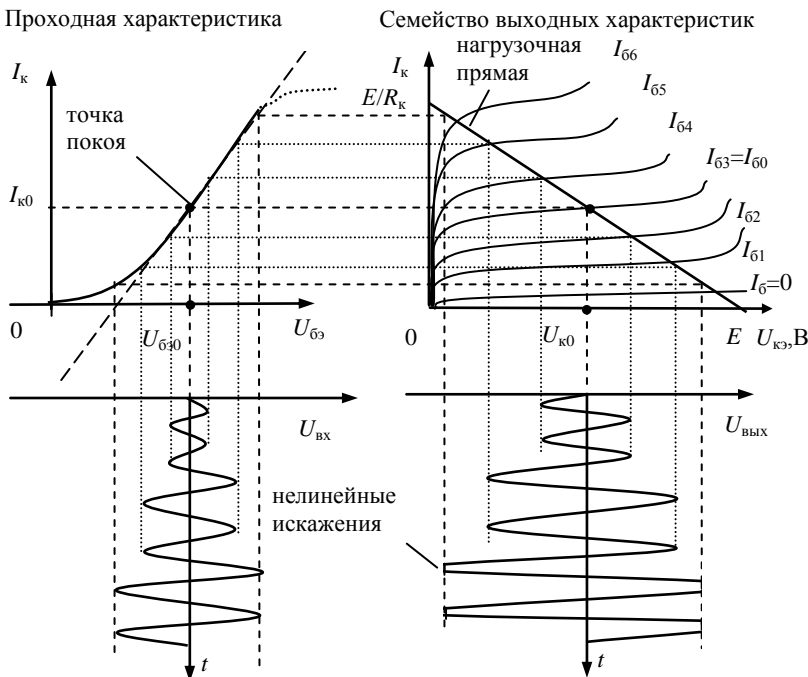


Рис.3.13. Графоаналитический метод анализа работы усилительного каскада на биполярном транзисторе

коллектора и эмиттера), $I_K = E/R_K$. Все возможные значения токов I_K и напряжений U_K биполярного транзистора (рабочие точки) лежат в точках пересечения его выходных характеристик с линией нагрузки. Задавая напряжение смещения $U_{б0}$, устанавливают точку покоя на середине линейного участка проходной характеристики, при этом течет ток I_{K0} и задается напряжение U_{K0} .

Под воздействием входного напряжения $U_{вх}$ происходит изменение тока коллектора I_K , т.е. в цепи коллектора появляется его переменная составляющая. При активной нагрузке переменная составляющая тока коллектора находится в фазе с переменным напряжением на базе транзистора. Из рис.3.13 видно, что при увеличении напряжения базы ток коллектора увеличивается и увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_K . Так как $U_K = E - I_K R_K$, а напряжение питания E есть величина постоянная, то напряжение U_K при этом падает. Таким образом, сдвиг фаз между входным и выходным напряжением равен 180° .

3.5.2. Схемы смещения рабочей точки

Для правильной работы усилителя с малыми нелинейными искажениями переход эмиттер–база транзистора должен быть открыт, т.е. к этому переходу должно быть приложено открывающее напряжение. На рис.3.14,а–г изображены схема усилителя с общим эмиттером на транзисторе $n-p-n$ -типа без смещения эмиттерного перехода $U_{б0} = 0$ и временные диаграммы входного напряжения $U_{вх} = U_{эб}$, тока коллектора I_K и выходного напряжения $U_{вых} = E - I_K R_K$. Во время положительной

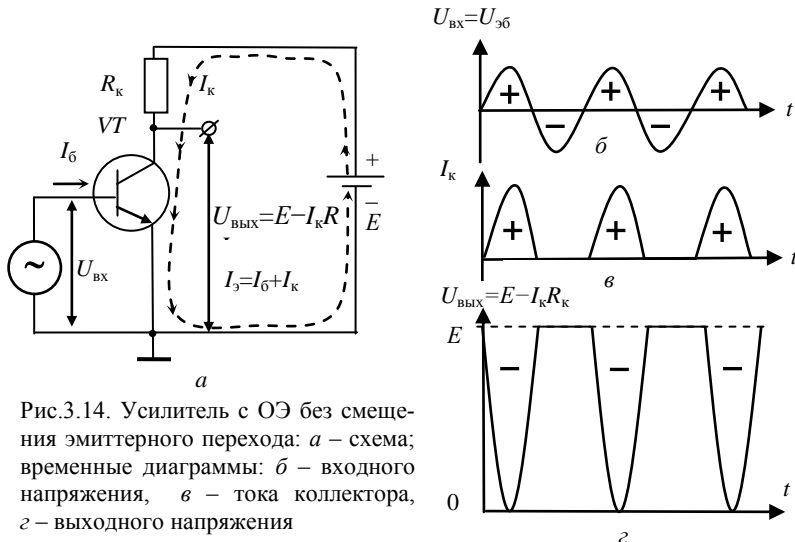


Рис.3.14. Усилитель с ОЭ без смещения эмиттерного перехода: а – схема; временные диаграммы: б – входного напряжения, в – тока коллектора, г – выходного напряжения

полуволны на базу транзистора подается положительный потенциал “+” относительно эмиттера. При этом эмиттерный $p-n$ -переход открывается и его сопротивление уменьшается, через сопротивление нагрузки R_K протекает коллекторный ток и величина выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = E - I_K R_K$. Во время отрицательного полупериода входного напряжения (на базе “-” относительно эмиттера) переход эмиттер–база закрывается и его сопротивление увеличивается, ток коллектора отсутствует, а напряжение на выходе равно напряжению источника питания E . Далее весь процесс повторяется. На рис.3.14,з видно, что выходное напряжение усилителя состоит только из отрицательных полупериодов синусоидального сигнала, т.е. имеются большие нелинейные искажения.

На рис.3.15 представлена схема усилителя с ОЭ, которая отличается от схемы рис.3.14 тем, что $p-n$ -переход эмиттер–база кремниевого транзистора смещен в прямом направлении с помощью второго источника питания $E_{\text{см}} \approx 0,6$ В. На рис.3.15,б показано напряжение $U_{\text{ВХ}}$, приложенное ко входу усилителя. Причем до момента времени t_0 подано только напряжение смещения $E_{\text{см}}$, а начиная с момента t_0 – напряжение смещения и напряжение с генератора. На рис.3.15,в и з изображены временные диаграммы тока I_K и напряжения $U_{\text{ВЫХ}} = E - I_K R_K$. До момента

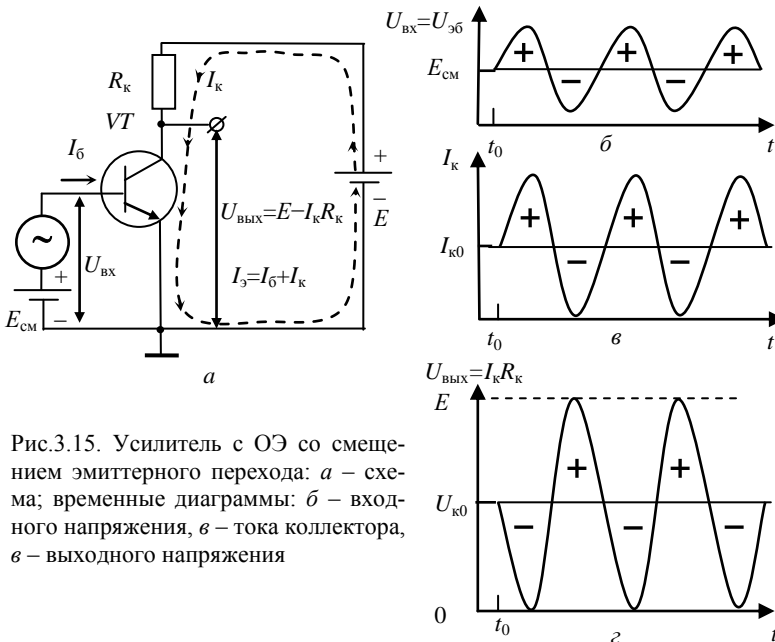


Рис.3.15. Усилитель с ОЭ со смещением эмиттерного перехода: а – схема; временные диаграммы: б – входного напряжения, в – тока коллектора, г – выходного напряжения

t_0 через транзистор протекает постоянный ток $I_{к0}$ и на нагрузке выделяется постоянное напряжение $U_{\text{вых}} = U_{к0} = E - I_{к0}R_{к}$. Начиная с $t = t_0$ на нагрузке образуется как постоянное, так и переменное напряжение. Благодаря наличию постоянного напряжения ток коллектора может не только возрасти, как это было в случае усилителя без смещения (рис.3.14), но и уменьшиться (рис.3.15,в). Из рис.3.15,г видно, что выходное напряжение усилителя не имеет существенных нелинейных искажений.

Источником напряжения смещения может служить батарея или маломощный выпрямитель. На рис.3.12 показано включение такого источника в цепь базы. Однако удобнее для смещения использовать небольшую часть напряжения источника питания E . На рис.3.16 показано смещение рабочей точки в усилительных каскадах с ОЭ. Различают два основных способа подачи напряжения смещения: фиксиро-

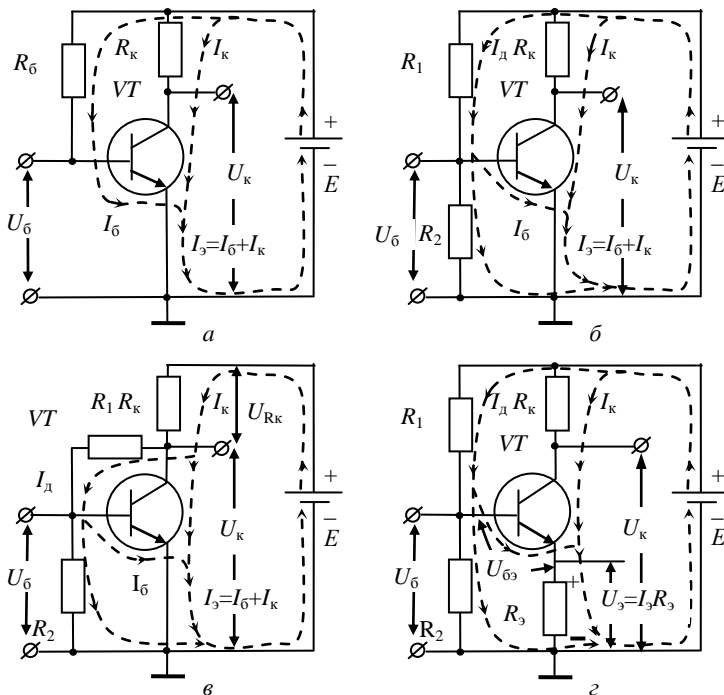


Рис.3.16. Схемы смещения рабочей точки в усилительных каскадах с общим эмиттером: а – фиксированным током; б – фиксированным напряжением; в – с параллельной ООС по напряжению; г – с температурной стабилизацией

ванным током базы и фиксированным напряжением. При смещении фиксированным током базы (рис.3.16,*а*) база транзистора соединяется с источником E через сопротивление R_6 . При отсутствии напряжения сигнала на входе ($U_{вх} = 0$) по цепи $+E \rightarrow R_6 \rightarrow$ эмиттерный переход транзистора $VT \rightarrow -E$ протекает постоянный ток I_{60} . На рис.3.16,*а* напряжение E фактически приложено к делителю напряжения, состоящему из двух сопротивлений: резистора R_6 и сопротивления r_3 участка база–эмиттер транзистора VT . Падение напряжения на резисторе R_6 : $E - U_{60} = I_{60}R_6$. Отсюда можно найти необходимую величину сопротивления $R_6 = (E - U_{60})/I_{60}$. При $h_{21э} = 100$ и $I_k = 5\text{мА}$ $I_6 = 5\text{мА}/100 = 0.05\text{мА} = 50\text{мкА}$. Если $E = 10\text{В}$, а $U_{60} = 0,6\text{В}$, то $R_6 = (10\text{В} - 0,6\text{В})/50\text{мкА} = 188\text{кОм}$. Выбираем ближайшее значение резистора $R_6 = 180\text{кОм}$.

На рис.3.16,*б* показано, как подается смещение фиксированным напряжением. В цепь источника питания E включен делитель напряжения $R_1 R_2$. Ток делителя I_d , протекающий по цепи $+E \rightarrow R_1 \rightarrow R_2 \rightarrow -E$, создает на сопротивлении R_2 необходимое падение напряжения U_{60} . Сопротивления $R_1 R_2$ выбирают так, чтобы ток делителя I_d был на порядок больше тока базы I_{60} . Считаем $I_{60} = 50\text{мкА}$, тогда ток делителя $I_d = 0,5\text{мА}$, отсюда $R_1 + R_2 = E/I_d = 10\text{В}/0,5\text{мА} = 20\text{кОм}$. Поскольку $U_{60} = 0,6\text{В}$, то $R_2 = U_{60}/I_d = 1,2\text{кОм}$ и $R_1 = 18,8\text{кОм}$. Выбираем ближайшее значение резистора $R_1 = 18\text{кОм}$.

При повышении температуры изменяется проходная характеристика транзистора, как показано на рис.3.17. При этом положение точки покоя смещается с середины его линейного участка. При неизменных значениях напряжения питания E и напряжения смещения U_{60} с ростом температуры падает внутреннее сопротивление транзистора и растет ток коллектора с $I_{к0}$ до $I'_{к0}$. Увеличение тока коллектора, в свою очередь, приводит к дальнейшему разогреву транзистора и еще больше увеличивает $I_{к0}$. Это может вывести транзистор из строя, если мощность, выделяемая в коллекторном переходе, становится больше допустимой.

Для существенного ослабления влияния температурных изменений на работу схемы, применяют специальные методы температурной стабилизации. На рис.3.16,*в* представлена схема с параллельной отрицательной обратной связью по напря-

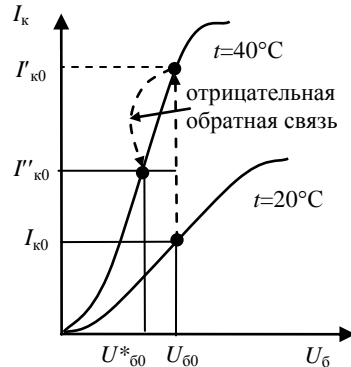


Рис.3.17. Температурная стабилизация положения рабочей точки

жению. При увеличении температуры величина тока коллектора I_k растет, что сопровождается увеличением падения напряжения на резисторе R_k $U_{Rk} = I_k R_k$ и уменьшением напряжения на транзисторе $U_k = E - U_{Rk}$. Поскольку напряжение на делителе $U_d = U_k$, то уменьшается падение напряжения на R_1 и R_2 и ток делителя I_d . Падение напряжения на R_2 (напряжения смещения) $U_{б0} = I_d R_2$ уменьшается до величины $U_{б0}^*$, что приводит к падению коллекторного тока с $I'_{к0}$ до $I''_{к0}$ (рис.3.17). Эта схема действует эффективно при больших сопротивлениях R_k , при которых падение напряжения U_{Rk} составляет примерно половину напряжения питания E .

На рис.3.16,г приведена наиболее часто используемая схема с температурной стабилизацией точки покоя. В этой схеме реализована последовательная отрицательная обратная связь по току. Напряжение смещения база-эмиттер $U_{бэ} = U_б - U_э$. При правильно выбранном токе делителя I_d напряжение на базе $U_б$ не зависит от тока $I_б$ и температуры. При повышении температуры токи эмиттера и коллектора растут. Напряжение на эмиттере $U_э = I_э R_э$ увеличивается, а напряжение смещения $U_{бэ}$ уменьшается. При этом рабочая точка остается вблизи середины линейного участка проходной характеристики.

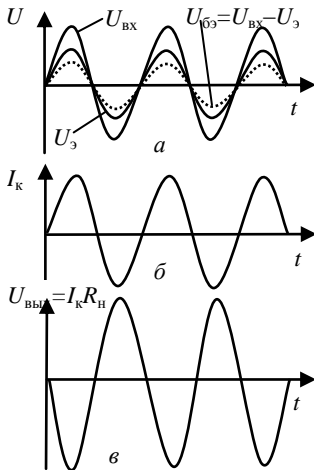


Рис.3.18. Временные диаграммы широкополосного усилителя с ОЭ: а – входного напряжения, б – тока коллектора, в – выходного напряжения

В схемах рис.3.16,г и в одновременно с ООС по постоянному току возникает ООС и по переменному току. На рис.3.18,а изображено переменное напряжение $U_{вх}$, подаваемое на вход схемы рис.3.16,г (постоянные составляющие напряжений и токов на рис.3.18 не показаны). При этом переменная составляющая тока коллектора (и эмиттера) изменяется в фазе с входным напряжением, что показано на рис.3.18,б. Переменная составляющая напряжения на резисторе $R_э$ составляет $U_э = I_э R_э$. Переменное напряжение $U_{бэ}$, управляющее работой транзистора, равно разности напряжений $U_{вх}$ и $U_э$ ($U_{бэ} = U_{вх} - U_э$). Это сложение показано на рис.3.18,а. Таким образом, включение резистора $R_э$ приводит к появлению последовательной ООС по переменному и постоянному току, которая уменьшает нелинейные искажения,

улучшает частотные свойства транзистора, но снижает коэффициент усиления. Коэффициент обратной связи $\beta = R_3/R_k$. Например, если $R_k = 10 \text{ кОм}$, а $R_3 = 1 \text{ кОм}$, то коэффициент ООС $\beta = 0,1$ (10%), т.к. 0,1 часть выходного сигнала подается в противофазе (со входным сигналом) на вход транзистора. Коэффициент усиления усилителя с ООС $K_\beta = K/(1+K\beta)$, здесь K – коэффициент усиления каскада без ООС. Если $R_3 = R_k$, то $\beta = 100\%$. Если же $R_k = 0$ и вся нагрузка включена в цепь эмиттера, то коэффициент ООС $\beta = 100\%$. Выходное напряжение в этом случае снимается с эмиттера, а каскад будет называться усилителем с ОК (эмиттерным повторителем).

Если потеря усиления переменного напряжения нежелательна, то параллельно резистору R_3 следует поставить конденсатор C_3 (рис.3.19), сопротивление которого $Z_{C_3} = 1/\omega C_3$ в полосе пропускания усилителя много меньше (более чем в 10 раз) сопротивления R_3 . Например, для усилителя звуковых частот $f_H = 20 \text{ Гц}$ и $R_3 = 200 \text{ Ом}$, величина $C_3 \geq 1/(0,1 \cdot R_3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_H) \approx 40 \text{ мкФ}$.

На рис.3.19 изображен усилитель, состоящий из четырех каска-

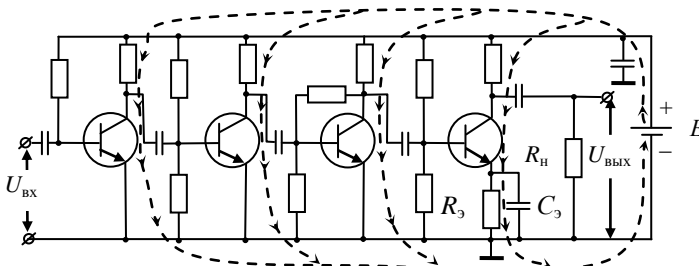


Рис.3.19. Четырехкаскадный усилитель с общим эмиттером

дов, показанных на рис.3.16. Здесь напряжение с выхода первого каскада подается на вход второго, с выхода второго – на вход третьего, а с выхода третьего – на вход четвертого. Коэффициент усиления напряжения четырехкаскадного усилителя равняется произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов: $K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4$. На рис.3.19 показаны также коллекторные и эмиттерные токи каскадов.

3.5.3. Широкополосный усилитель с общим эмиттером

На рис.3.10,б приведена АЧХ широкополосного усилителя. Характерной особенностью АЧХ является ее равномерность в широкой полосе частот. Для объяснения АЧХ усилителя с ОЭ рассмотрим схему, приведенную на рис.3.20. На входе усилителя стоит разделительный конденсатор C_1 , препятствующий попаданию постоянной состав-

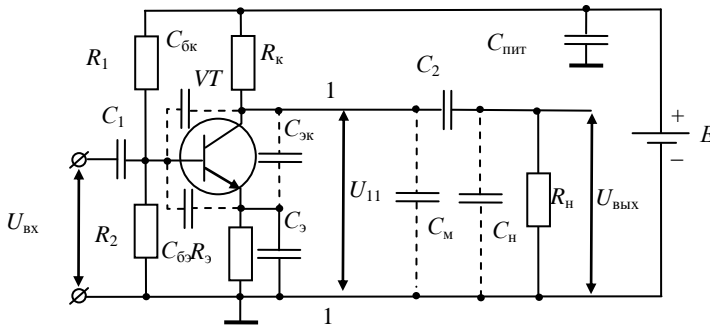


Рис.3.20. Схема усилителя с общим эмиттером

ляющей входного сигнала на базу транзистора, но пропускающей переменную составляющую, т.е. сигнал, несущий полезную информацию. Этот сигнал усиливается усилителем и через разделительный конденсатор C_2 поступает на сопротивление нагрузки $R_н$. Постоянная составляющая коллекторного напряжения на нагрузку не попадает, что защищает ее от протекания постоянного тока.

На схеме показаны также паразитные емкости транзистора $C_{бк}$, $C_{бэ}$, $C_{зк}$, монтажная емкость $C_м$ и емкость нагрузки $C_н$. Для понимания процессов, происходящих в схеме, необходимо знать порядки величин сопротивлений и емкостей усилителя. Обычно R_1 выбирается порядка нескольких десятков кОм, R_2 – нескольких единиц кОм, R_3 – нескольких сотен Ом, $R_к$ – порядка нескольких единиц или десятков кОм, величина $R_н$ должно быть того же порядка, что и $R_к$ или больше (например, это может быть входное сопротивление следующего усилительного каскада), $C_1 \sim 10$ мкФ, $C_2 \sim 10$ мкФ, $C_3 \sim 100$ мкФ, $C_{пит} \sim 100 \div 1000$ мкФ, $C_{бк} \sim C_{бэ} \sim 5 \div 50$ пФ, $C_{зк} \sim 10$ пФ, $C_н \sim 5 \div 50$ пФ, $C_м \sim 2$ пФ. Легко видеть, что на нижних частотах сопротивления паразитных емкостей велики по сравнению с сопротивлениями резисторов $R_к$, $R_н$, R_1 и R_2 и конденсаторов C_1 , C_2 , C_3 и $C_{пит}$. Поэтому паразитные емкости не влияют на форму АЧХ в области нижних и средних частот.

Как уже было сказано, сигнал с выхода усилителя (точки 1,1) поступает на $R_н$ через разделительный конденсатор C_2 . На низких частотах емкостное сопротивление C_2 оказывается больше, чем сопротивление нагрузки $R_н$, и на нее подается не все напряжение U_{11} . Поэтому в области нижних частот наблюдается спад АЧХ (рис.3.10,б). Цепь $C_2 R_н$ представляет собой фильтр верхних частот. Его коэффициент передачи $\dot{K} = \frac{R_н}{R_н + \dot{X}_{C_2}}$. Поэтому $\dot{U}_{вых} = \dot{U}_{11} \frac{R_н}{R_н + \dot{X}_{C_2}}$. Так как $\dot{X}_{C_2} =$

$-\frac{j}{2\pi f C_2}$, то K зависит от частоты. При $f \rightarrow 0$ $|\dot{X}_{C_2}| \rightarrow \infty$ и $U_{\text{вых}} = 0$. При этом все напряжение U_{11} падает на конденсаторе C_2 . При увеличении частоты сопротивление $|\dot{X}_{C_2}|$ уменьшается, $|K|$ увеличивается и $U_{\text{вых}}$ также увеличивается. На частоте f_n (нижняя граница полосы пропускания на уровне -3 дБ, см. рис.3.10,б) модуль коэффициента передачи делителя напряжения

$$|\dot{K}(f_n)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{R_n}{\sqrt{R_n^2 + X_{C_2}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{X_{C_2}^2}{R_n^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi f_n C_2 R_n)^2}}}$$

Отсюда $f_n = \frac{1}{2\pi R_n C_2} = \frac{1}{2\pi \tau_n}$, где $\tau_n = R_n C_2$. С этой частоты начинается область средних частот. При дальнейшем увеличении частоты потеря напряжения на конденсаторе C_2 уменьшается, а $U_{\text{вых}}$ растет. На какой-то частоте падение напряжения на C_2 становится ничтожно малым и все напряжение U_{11} передается на R_n без потерь.

На рис.3.20 имеется еще один фильтр верхних частот $R_{\text{вх}} C_1$ (входное сопротивление усилителя $R_{\text{вх}}$ образовано тремя параллельно включенными сопротивлениями: R_1 , R_2 и входным сопротивлением транзистора) с $\tau_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} C_1$. Спад усиления на нижних частотах определяет тот фильтр, у которого τ_n меньше, а f_n выше.

В области средних и высоких частот емкостные сопротивления конденсаторов C_1 , C_2 и $C_{\text{пит}}$ очень малы ($X_{C_1} \ll R_{\text{вх}}$, $X_{C_2} \ll R_n$, $X_{C_{\text{пит}}} \ll R_n$) и по переменному току R_n подключен параллельно R_k . В этом случае эквивалентная нагрузка усилителя $R_{\text{эkv}} = \frac{R_k R_n}{R_k + R_n}$. Кроме того, параллельно с $R_{\text{эkv}}$ включена суммарная паразитная емкость $C_{\text{п}} = C_{\text{зк}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}}$. На средних частотах сопротивление паразитной емкости $X_{C_{\text{п}}} \gg R_{\text{эkv}}$ и сопротивлением нагрузки является $R_{\text{эkv}}$. На достаточно высоких частотах емкостное сопротивление $X_{C_{\text{п}}}$ становится сравнимым с $R_{\text{эkv}}$. Сопротивление нагрузки транзистора при этом уменьшается, что приводит к уменьшению $U_{\text{вых}}$ и коэффициента усиления K_U .

Паразитная емкость $C_{\text{бк}}$ на высоких частотах передает часть выходного сигнала обратно на вход усилителя. Выходной сигнал в схеме с ОЭ изменяется в противофазе с изменением входного сигнала, таким образом, возникает параллельная отрицательная обратная связь по напряжению, которая дополнительно уменьшает коэффициент усиления каскада на высоких частотах. Поэтому схема с ОЭ имеет более узкую полосу пропускания в области верхних частот, по сравнению со схемами ОБ и ОК.

Для увеличения верхней границы полосы пропускания необходимо уменьшать величину R_H , что сопровождается уменьшением коэффициента усиления напряжения.

3.5.4. Резонансный усилитель с общим эмиттером

Схема резонансного усилителя с ОЭ показана на рис.3.21. Нагрузкой каскада является параллельный LC-контур. Следует иметь в виду, что параллельно контуру включены также паразитные емкости: C_B – межвитковая емкость катушки, C_M – емкость монтажа, $C_{кэ}$ – выходная емкость транзистора и C_H – паразитная емкость нагрузки. Поэтому общая емкость контура $C^* = C_K + C_B + C_M + C_{кэ} + C_H$. Импеданс контура Z имеет максимум на резонансной частоте f_0 . На рис.3.22 изображены резонансные кривые двух контуров, имеющих различные добротности Q . На резонансной частоте сопротивление контура является чисто активным. Поскольку коэффициент усиления каскада пропорционален сопротивлению его нагрузки, то амплитудно-частотная характеристика резонансного усилителя повторяет форму резонансной кривой контура (рис.3.10,а).

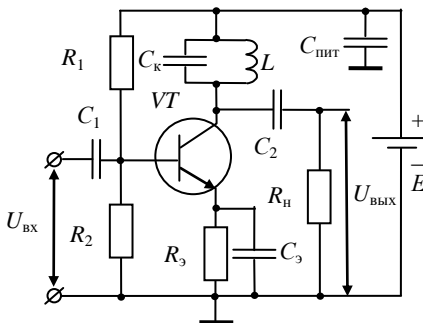


Рис.3.21. Схема резонансного усилителя с общим эмиттером

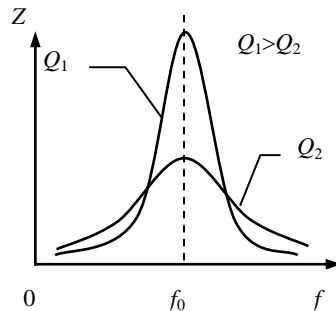


Рис.3.22. Резонансные кривые контуров с различной добротностью

3.6. Усилитель с общим коллектором

Принципиальная схема усилительного каскада с общим коллектором (ОК) приведена на рис.3.23. Для упрощения рассуждений будем считать, что напряжение питания $E = 10$ В. Входной сигнал подается на базу транзистора, а выходной – снимается с эмиттера. В режиме покоя постоянное напряжение на эмиттере $U_{э0} = I_{э0}R_3$ устанавливается примерно равным половине напряжения питания $E = 10$ В, т.е. 5 В. При этом напряжение покоя на базе транзистора $U_{б0} = U_6 - U_3 \approx 0,6$ В

для кремниевого транзистора. Таким образом, по постоянному напряжению схема охвачена стопроцентной ООС. По переменному напряжению также имеется стопроцентная ООС, и все выходное напряжение подается на вход усилителя последовательно и в противофазе с входным сигналом. Выходное напряжение несколько меньше входного, схема не усиливает напряжение и $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ близок, но немного меньше единицы.

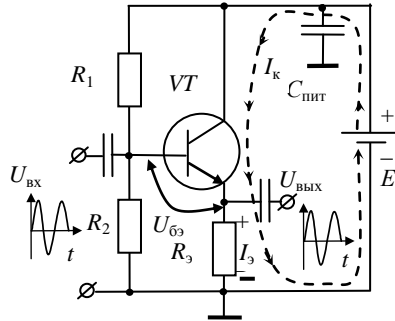


Рис.3.23. Схема усилительного каскада с общим коллектором

Схема с ОК обладает существенным усилением тока $K_I = I_3/I_6 = (I_k + I_6)/I_6 = h_{213} + 1$. Поэтому схема усиливает мощность входного сигнала, хотя и в меньшей степени, чем схема с ОЭ.

При подаче на базу транзистора положительного напряжения базовый ток увеличивается, что приводит к увеличению эмиттерного тока и, соответственно, выходного напряжения $U_{\text{вых}} = I_3 R_3$. Таким образом, выходное напряжение каскада с ОК находится в фазе с входным напряжением. Усилитель с ОК, у которого коэффициент усиления близок к единице, часто называют эмиттерным повторителем, так как напряжение на его выходе по величине и фазе повторяет напряжение на входе.

Усилитель с ОК имеет более высокое входное сопротивление и более низкое выходное сопротивление по сравнению с каскадом с ОЭ. Подробные расчеты приведены в [4, с. 277-280]. Обычно $R_{\text{вх}} = 200 \div 300$ кОм, а $R_{\text{вых}}$ составляет единицы – десятки Ом.

Усилитель с ОК обладает более широкой полосой пропускания по сравнению с усилителем с ОЭ в области верхних частот. Как уже было сказано выше, снижение усиления на верхних частотах происходит вследствие шунтирования сопротивления нагрузки паразитными емкостями. Поскольку в усилителях с ОК и ОЭ паразитные емкости примерно одинаковы, а выходное сопротивление усилителя с ОК значительно меньше, чем усилителя с ОЭ, то и шунтирующее действие выходного сопротивления усилителя с ОК происходит на значительно больших частотах, чем для усилителя с ОЭ.

3.7. Усилитель с общей базой

Принципиальная схема усилительного каскада с общей базой (ОБ) показана на рис.3.24. Здесь входной сигнал подается на сопротивление R_3 , включенное в цепи эмиттера, а выходной сигнал снимается с коллектора транзистора. База транзистора через конденсатор C_2

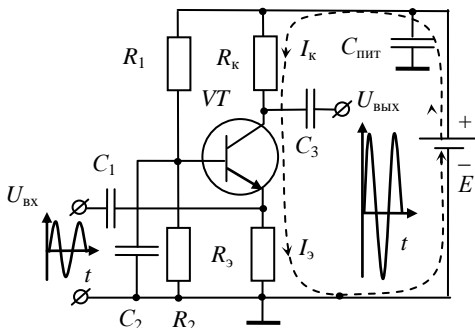


Рис.3.24. Схема усилителя с общей базой

подключается к общему проводу для входной и выходной цепей. Входным током является ток эмиттера $I_э$, а выходным – ток коллектора $I_к$. Из формулы $I_к = \alpha \cdot I_э$ следует, что коэффициент усиления тока $K_I = \alpha < 1$. При этом выходной ток изменяется в фазе с входным током, и выходное напряжение находится в фазе с входным напряжением.

Для правильной работы усилителя сопротивление R_3 выбирают небольшим, порядка сотни – нескольких сотен Ом, например 200 Ом, а $R_к$ выбирают большим, порядка единиц – десятков кОм, например $R_к = 10$ кОм. В этом случае коэффициент усиления напряжения $K_U = U_{вых}/U_{вх} = I_к R_к / I_э R_3 = \alpha I_э R_к / I_э R_3 \approx R_к / R_3 = 10$ кОм/200 Ом = 50, примерно такой же, как у каскада с ОЭ.

В усилителе с ОБ имеется 100% параллельная отрицательная обратная связь по току. Наличие ООС расширяет полосу пропускания в области высоких частот, поэтому схема с ОБ используется в качестве усилителя напряжения на высоких частотах. Широкое применение нашли также резонансные усилители с ОБ, обладающие высокой устойчивостью работы.

3.8. Порядок выполнения работы

3.8.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схема установки приведена на рис.3.25. В комплект экспериментальной установки входят: набор макетов исследуемых усилителей на биполярных транзисторах, источник питания макетов MPS-3002LK-1, генератор АК ИП-3407/1, два вольтметра ВЗ-38А и осциллограф GDS-71022 (или аналогичные приборы). На передних панелях лабораторных макетов (рис.3.26, 3.28 и 3.29) изображены схемы исследуемых усилителей. В левой нижней части макета расположены две



Рис.3.25. Блок–схема экспериментальной установки

пары входных гнезд X1. Одна пара используется для подключения выхода генератора, т.е. для подачи входного напряжения, а вторая – для подключения вольтметра, измеряющего входное напряжение. В правой нижней части макета находится две пары выходных гнезд X2 для подключения вольтметра, осциллографа и внешних нагрузок. В правой верхней части имеются гнезда X3 для подачи напряжения питания.

3.8.2. Методика выполнения работы

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производится после проверки схемы преподавателем или инженером.

1. Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя и макеты исследуемых усилителей у инженера.

2. С помощью двух проводов с однополюсными вилками соединить клеммы питания макета с клеммами выхода источника питания. **Внимание! Необходимо соблюдать правильность подключения источника питания к макету!** Плюс источника питания соединяется с гнездом +Е розетки X3, а минус источника питания – с общим проводом. После включения источника питания на макете должен зажечься светодиодный индикатор.

3. С помощью соединительных кабелей подключить ко входу усилителя генератор, вольтметр и вход 1-го канала осциллографа, а к выходу – вольтметр и вход 2-го канала осциллографа (по заданию преподавателя измерения напряжения можно проводить с помощью осциллографа, в этом случае вольтметры не подключаются). На генераторе установить минимальное выходное напряжение. **Внимание! При подаче на вход усилителей с общим эмиттером и общей базой напряжения более 3 В исследуемый усилитель может быть ВЫВЕДЕН ИЗ СТРОЯ!** При использовании аналоговых вольтметров входной вольтметр установить на предел измерений 1 В, а выходной – на предел 3 В. После проверки схемы преподавателем (или инженером) подать напряжение на все приборы.

4. Исследование усилителя с общим эмиттером (рис.3.26)

Исследование усилителя с ОЭ производится при различных сопротивлениях в цепи коллектора R4 или R5, различных подключениях эмиттера к общему проводу “⊥” (через R6, R6+C3 или накоротко), различных внешних сопротивлениях нагрузки, которые подключаются к розетке X2 и различных входных разделительных конденсаторах C1 или C2. Выбор точки покоя на проходной характеристике производится следующим образом. На вход усилителя подать напряжение $U_{вх} = 30\text{мВ}$. Пронаблюдать форму выходного напряжения на экране осциллографа. С помощью потенциометра R1 добиться, чтобы выходное напряжение имело минимальные нелинейные искажения. Положительные и отрицательные вершины синусоидального сигнала должны быть одинаковыми. Это означает, что точка покоя находится на середине линейного участка проходной характеристики (рис.3.13).

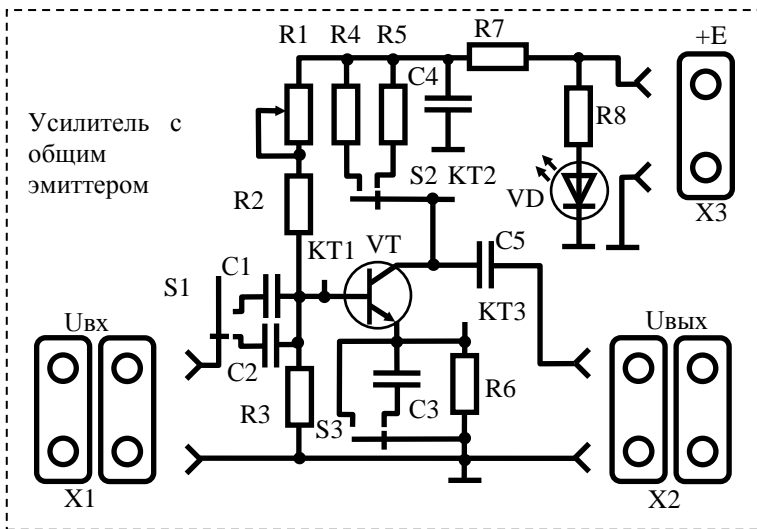


Рис.3.26. Макет усилителя с общим эмиттером: C1=50мкФ, C2=5мкФ, C3=200мкФ, C4=1000мкФ, C5=100мкФ, R1=15кОм, R2=5,1кОм, R3=1кОм, R4=620Ом, R5=3кОм, R6=160Ом, R7=200Ом, R8=1,0кОм, VT–КТ630Б, VD–АЛ307БМ

4.1. Снять амплитудные характеристики (АХ): $U_{вых} = f(U_{вх})$ при частоте генератора $f = 1000\text{Гц}$. Для правильного выбора шага изменения входного напряжения необходимо определить входное напряжение $U_{вх\text{ max}}$ (рис.3.9), при котором на выходе усилителя появятся нелинейные искажения (рис.3.13). Полученную осциллограмму с указанием

входного и выходного напряжений, частоты, схемы включения с номиналами резисторов и конденсаторов приложить к отчету (зарисовать на бумаге, сфотографировать или сохранить на внешнем носителе информации и распечатать).

Шаг изменения входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ выбирается следующим образом:

Первое измерение – $U_{\text{вх}} = 0$. При этом на выходе усилителя наблюдаются шумы, наводки от внешних источников и пульсаций напряжения питания. Оценить величину напряжения шумов $U_{\text{ш}}$ (рис.3.9) и записать в тетрадь.

При проведении измерений на линейном участке АХ $\Delta U_{\text{вх}}$ выбрать так, чтобы получилось не менее 6 точек.

В области нелинейных искажений $\Delta U_{\text{вх}}$ увеличить в 3÷5 раз и провести не менее трех измерений.

Построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения.

4.2. Для всех вариантов схем, заданных преподавателем, снять зависимости $U_{\text{вых}} = f(f)$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$. Напряжение $U_{\text{вх}}$ в пределах линейного участка АХ выбрать самостоятельно и по картине на экране осциллографа убедиться в отсутствии нелинейных искажений. Полученную осциллограмму с указанием входного и выходного напряжений, частоты, схемы включения с номиналами резисторов и конденсаторов приложить к отчету.

При снятии зависимости $U_{\text{вых}} = f(f)$ минимальная частота определяется наименьшей частотой используемого генератора (10 или 20 Гц). Удобно при каждом следующем измерении примерно удваивать частоту. Например: 10 Гц; 20 Гц; 40 Гц; 80 Гц; 160 Гц; 320 Гц; 640 Гц; 1280 Гц; 2500 Гц; 5000 Гц; 10000 Гц и т.д. Измерения можно заканчивать, если на высокой частоте $U_{\text{вых}}$ уменьшится по сравнению с $U_{\text{вх}}$ на средней частоте не менее чем в два раза.

По результатам исследований построить АЧХ, т.е. зависимости коэффициента усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от частоты. АЧХ следует построить в полулогарифмическом масштабе. По вертикальной оси откладывать K_U в линейном масштабе, по горизонтальной оси – f в нелинейном (увеличивая величину частоты по закону логарифма с основанием 2). При этом оцифровка частот дается в Герцах (кГц, МГц), как это показано на рис.3.27. По АЧХ определить $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ и полосу пропускания усилителя $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$. На графиках указать величину $U_{\text{вх}}$, величину входной разделительной емкости (C_1 или C_2), вариант подключения эмиттера к общему проводу, $R_{\text{к}}$ и сопротивление внешней нагрузки.

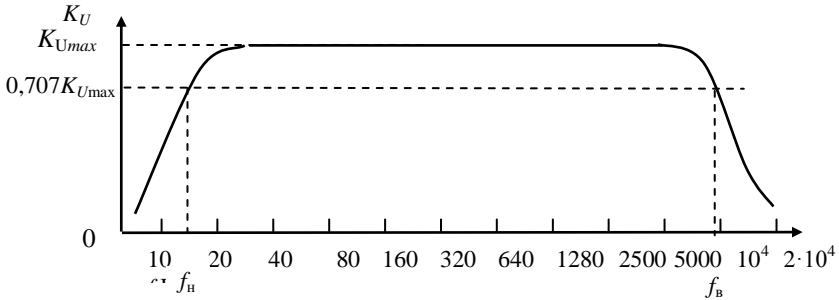


Рис.3.27. Пример построения графика АЧХ усилителя

5. Исследование усилителя с общей базой (рис.3.28)

Исследование усилителя с ОБ производится при одном сопротивлении в цепи коллектора, поэтому точка покоя установлена при отладке схемы. Внешние сопротивления нагрузки подключаются к розетке X2 по заданию преподавателя.

5.1. Снять амплитудные характеристики (АХ): $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при частоте генератора $f = 1000\text{Гц}$. Шаг измерений выбирается по методике, приведенной в 4.1. Построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения.

5.2. Снять амплитудно-частотные характеристики по методике, описанной в 4.2.

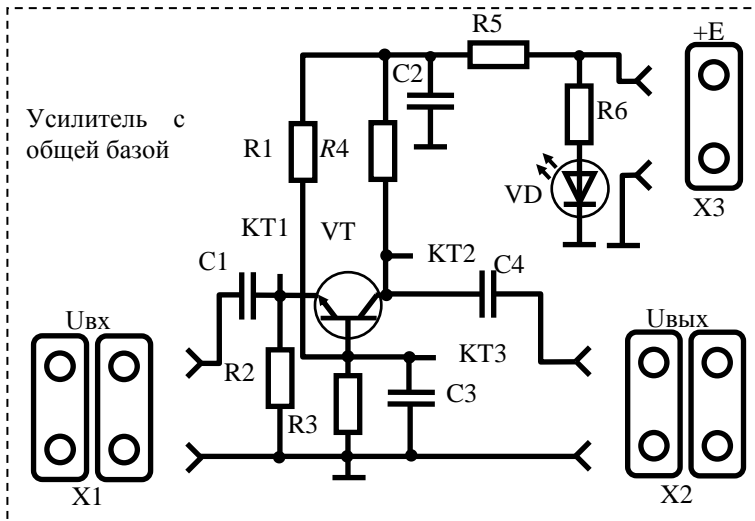


Рис.3.28. Макет усилителя с общей базой: $C1=50\text{мкФ}$, $C2=1000\text{мкФ}$, $C3=500\text{мкФ}$, $C4=100\text{мкФ}$, $R1=5,1\text{кОм}$, $R2=160\text{Ом}$, $R3=1\text{кОм}$, $R4=620\text{Ом}$, $R5=200\text{Ом}$, $R6=1,1\text{кОм}$, VT–КТ630Б, VD–АЛ307БМ

5.3. По результатам исследований построить графики АХ и АЧХ, рассчитать K_U , определить f_n , f_v и Δf . Осциллограммы, полученные для линейного и нелинейного участков, приложить к отчету.

6. Исследование усилителя с общим коллектором (рис.3.29)

Исследование усилителя с ОК производится при одном сопротивлении в цепи эмиттера. Внешние сопротивления нагрузки подключаются к розетке X2 по заданию преподавателя.

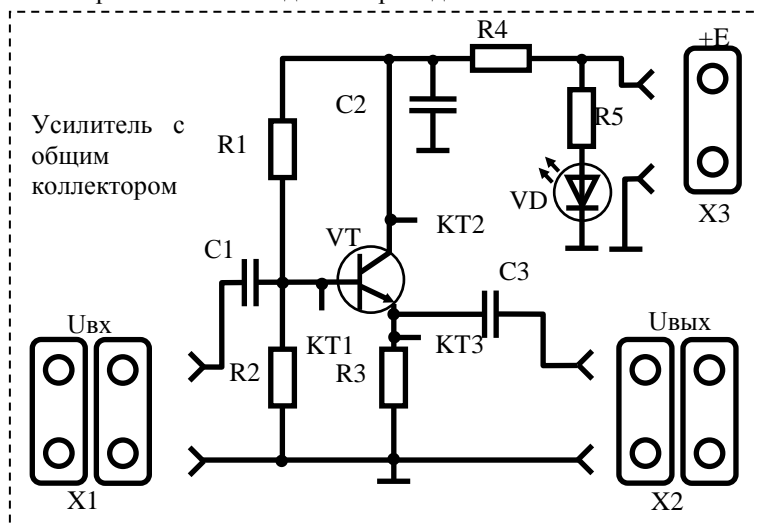


Рис.3.29. Макет усилителя с общим коллектором: $C1=50\text{мкФ}$, $C2=1000\text{мкФ}$, $C3=50\text{мкФ}$, $R1=5,1\text{кОм}$, $R2=7,5\text{кОм}$, $R3=1\text{кОм}$, $R4=510\text{Ом}$, $R5=1,1\text{кОм}$, VT–KT630B, VD–AL307BM

6.1. Снять амплитудные характеристики (АХ): $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при частоте генератора $f = 1000\text{Гц}$. Шаг измерений выбирается по методике, приведенной в 4.1. Построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения. Особенностью схемы является большое, порядка половины напряжения источника питания, напряжение $U_{\text{вх max}}$. **Запрещается подавать на вход усилителя напряжение более 8 В.**

6.2. Снять АЧХ по методике, описанной в 4.2.

6.3. По результатам исследований построить графики АХ и АЧХ, рассчитать K_U , определить f_n , f_v и Δf . Осциллограммы, полученные для линейного и нелинейного участков, приложить к отчету.

В процессе эксплуатации макетов (рис.3.26, 3.28, 3.29) номиналы радиодеталей могут быть изменены.

3.9. Контрольные вопросы

1. Характеристики и параметры транзисторов. Коэффициент усиления базового тока $h_{21\beta}$ (β).
2. Принцип работы любого усилителя. Коэффициент усиления тока, напряжения и мощности.
3. Схемы усилителей: с общим эмиттером (ОЭ), общим коллектором (ОК) и общей базой (ОБ).
4. Смещение рабочей точки по постоянному току (точки покоя) в усилителе с ОЭ. Различные способы подачи напряжения смещения. Температурная стабилизация рабочей точки. Соотношение фаз входного и выходного сигналов.
5. Принцип работы многокаскадного усилителя. Коэффициент усиления тока, напряжения и мощности.
6. Амплитудная характеристика (АХ). Нелинейные искажения, коэффициент нелинейных искажений.
7. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Причины завалов АЧХ на нижних и верхних частотах.
8. Усилитель с ОК. Коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, соотношение фаз входного и выходного сигналов, АХ и АЧХ. Обратная связь в усилителях. Влияние отрицательной обратной связи на коэффициент усиления напряжения и полосу пропускания усилителя (сравнить с ОЭ).
9. Усилитель с ОБ. Коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, соотношение фаз входного и выходного сигналов, АХ и АЧХ.
10. Резонансный усилитель. Схема включения. АЧХ.
11. Объяснить полученные результаты.

3.10. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.
4. *Манаев Е.И.* Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1985. 488 с.
5. *Усилители на биполярных транзисторах: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, Ю.Г.Светлов; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2005. 32 с.*

Работа 4. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

4.1. Конструкция и принцип действия полевого транзистора

Полевые транзисторы бывают двух видов: с управляющим $p-n$ -переходом и с изолированным затвором. В настоящем пособии будут рассмотрены усилители на полевых транзисторах малой мощности с управляющим $p-n$ -переходом.

Полевой транзистор (ПТ) является униполярным прибором, в котором количество носителей в токе через проводящую область определяется электрическим полем, приложенным к $p-n$ -переходу. В ПТ с каналом n -типа поток электронов направлен от истока, представляющего омический контакт, через проводящий канал к стоку, также представляющему омический контакт (рис.4.1). В ПТ с каналом p -типа электроны движутся в противоположном направлении от стока к истоку. Канал имеет длину в направлении протекания тока и соответственно ширину в направлении, перпендикулярном току.

В полевом транзисторе с $p-n$ -переходом управляющим электродом (затвором) является слой полупроводника, тип проводимости которого (p -тип) противоположен типу проводимости канала (n -тип). Управляющий $p-n$ -переход, обратнo смещенный относительно канала

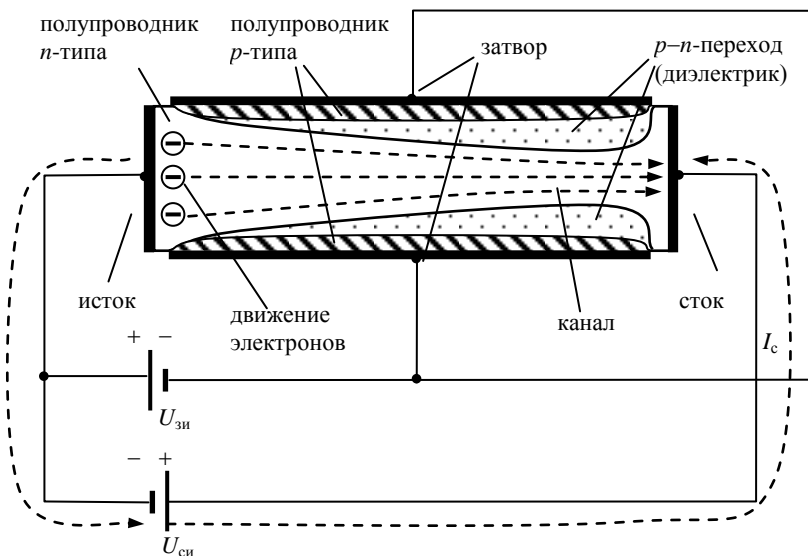


Рис.4.1. Схематическое изображение полевого транзистора с $p-n$ переходом

(на истоке “+”, на затворе “-”), образует изолирующий обедненный слой, который, распространяясь в проводящий канал, эффективно ограничивает его размеры. Увеличение отрицательного напряжения $U_{зи}$ (затвор–исток) вызывает дальнейшее сужение канала и уменьшает его проводимость. Уменьшение отрицательного напряжения $U_{зи}$, наоборот, приводит к расширению канала и увеличивает его проводимость. При определенном значении напряжения на затворе, называемом напряжением отсечки, проводимость канала в идеальном случае уменьшается до нуля.

Нормальная работа ПТ с каналом p -типа обеспечивается подачей положительного смещения на затвор. Полевой транзистор работоспособен, если при включении в электрическую цепь поменять местами электроды истока и стока.

Максимальный ток стока и максимальная крутизна у ПТ с управляющим p - n -переходом (как с каналом p -типа, так и с каналом n -типа) наблюдается при нулевом смещении на затворе. При подаче прямого смещения на затвор ПТ появляется прямой ток через участок затвор–исток и резко уменьшается входное сопротивление транзистора.

На сток ПТ с каналом n -типа необходимо подавать напряжение положительной полярности, а с каналом p -типа – отрицательной полярности относительно истока.

Условное графическое обозначение полевых транзисторов с управляющим p - n -переходом и каналом n - и p -типа показано на рис.4.2.

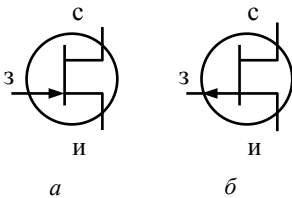


Рис.4.2. Условное обозначение полевого транзистора с управляющим p - n -переходом и каналом: a – n -типа; b – p -типа

4.2. Основные параметры полевого транзистора

Ток насыщения I_{c0} – ток в цепи стока транзистора, включенного по схеме с общим истоком, при затворе накоротко замкнутым с истоком (т.е. при $U_{зи} = 0$).

Ток стока в рабочей точке можно определить по формуле

$$I_c = I_{c0}(1 - U_{зи}/U_{отс})^2, \quad (4.1)$$

где $U_{отс}$ – напряжение отсечки.

Уравнение (4.1) является приближенным для характеристики передачи любого полевого транзистора (особенно с малыми напряжениями отсечки).

Напряжение отсечки $U_{отс}$ – один из основных параметров, характеризующих ПТ. При напряжении на затворе, численно равным напряжению отсечки, практически полностью перекрывается канал полевого транзистора, и ток стока при этом стремится к нулю.

В справочных данных на ПТ всегда указывается, при каком значении тока стока произведены измерения напряжения отсечки. Так, например, для транзисторов КП307Е напряжения $U_{отс} = -0,5 \div -2,5$ В получены при токе стока 0,01 мА.

Крутизна проходной характеристики. Входное сопротивление полевых транзисторов со стороны управляющего электрода составляет $10^7 \div 10^9$ Ом. Так как входные токи ПТ чрезвычайно малы, то управление током в выходной цепи осуществляется входным напряжением. Поэтому усилительные свойства полевого транзистора целесообразно характеризовать крутизной проходной характеристики.

Крутизна проходной характеристики полевых транзисторов $S = \Delta I_c / \Delta U_{зи}$ при $U_{ис} = \text{const}$.

Максимальное значение крутизны проходной характеристики $S_{\text{макс}}$ достигается при $U_{зи} = 0$. При этом численное значение $S_{\text{макс}}$ равно проводимости канала ПТ при нулевых смещениях на его электродах.

Крутизна проходной характеристики полевых транзисторов на $1 \div 2$ порядка меньше, чем у биполярных транзисторов, поэтому при малых сопротивлениях нагрузки коэффициент усиления каскада на ПТ меньше коэффициента усиления аналогичного каскада на биполярном транзисторе.

В большинстве случаев крутизну проходной характеристики полевых транзисторов можно считать частотно-независимым параметром. Поэтому быстродействие электронных схем на ПТ ограничено в основном паразитными параметрами схемы. Выражение для крутизны проходной характеристики в рабочей точке ПТ получим, используя (4.1):

$$S = S_{\text{макс}} (1 - U_{зи} / U_{отс})^2, \quad (4.2)$$

где $U_{зи}$ – напряжение затвор–исток, при котором вычисляется S ;

$$S_{\text{макс}} = 2(I_{c0} / U_{отс}). \quad (4.3)$$

Соотношение (4.3) позволяет по двум известным параметрам считать третий. Для большинства маломощных ПТ S лежит в пределах $2 \div 10$ мА/В. Для мощных ПТ – до 1 А/В (1000 мА/В).

Напряжение пробоя. Механизм пробоя полевого транзистора можно объяснить возникновением лавинного процесса в переходе затвор–канал. Обратное напряжение диода затвор–канал изменяется вдоль длины затвора, достигая максимального значения у стокового конца канала. Именно здесь происходит пробой полевого транзистора.

Лавинный пробой (если он не перешел в тепловой пробой) не приводит к выходу из строя ПТ с управляющим $p-n$ -переходом. После пробоя при возвращении в нормальный рабочий режим эти транзисторы восстанавливают свою работоспособность.

Динамическое сопротивление канала r_k определяется выражением $r_k = \Delta U_{си} / \Delta I_c$ при $U_{зи} = \text{const}$.

Это сопротивление при $U_{си} = 0$ и произвольном смещении $U_{зи}$ можно выразить через параметры транзистора

$$r_k = \frac{U_{отс}}{2I_{c0} \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{отс}}\right)}. \quad (4.4)$$

При малом напряжении исток–сток вблизи начала координат выходной характеристики ПТ ведет себя как переменное омическое сопротивление, зависящее от напряжения на затворе. Минимальное значение сопротивления канала r_{k0} наблюдается при $U_{зи} = 0$. При увеличении обратного напряжения на затворе сопротивление канала нелинейно увеличивается. Значение r_{k0} определяется по стоковой характеристике транзистора как тангенс угла наклона касательной к кривой $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = 0$ в точке $U_{си} = 0$.

Для приближенных расчетов имеет место простое соотношение

$$r_{k0} \approx 1 / S_{\text{макс}}. \quad (4.5)$$

4.2.1. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов

Основными вольт-амперными характеристиками полевого транзистора являются входная, выходная и проходная характеристики, представленные на рис.4.3. Входная характеристика – зависимость тока затвора I_3 от напряжения между затвором и истоком $U_{зи}$ – приведена на рис.4.3,а. Она представляет собой обычную вольт-амперную характеристику полупроводникового диода и практически не зависит от напряжения исток–сток $U_{си}$. Обычно полевой транзистор работает при закрытом $p-n$ -переходе, поэтому ток затвора очень мал.

Семейство выходных характеристик – зависимость тока стока I_c от напряжения исток–сток $U_{си}$ при различных напряжениях на затворе $U_{зи}$ – показано на рис.4.3,б. На рисунке выделено три области: 1 – крутая область; 2 – пологая или область насыщения; 3 – область электрического пробоя. Нормальная работа полевого транзистора как усили-

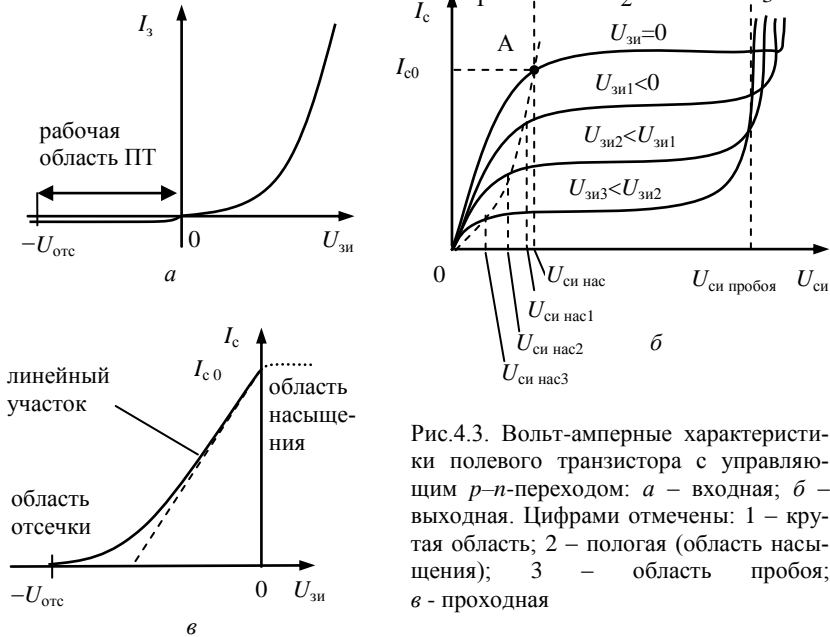


Рис.4.3. Вольт-амперные характеристики полевого транзистора с управляющим $p-n$ -переходом: a – входная; $б$ – выходная. Цифрами отмечены: 1 – крутая область; 2 – пологая (область насыщения); 3 – область пробоя; $в$ – проходная

теля мощности осуществляется в области насыщения. При этом линейному увеличению напряжения на затворе U_{zn} соответствует линейное увеличение тока стока I_c . Зависимость $I_c = f(U_{zn})$ при фиксированном напряжении исток–сток U_c называется проходной характеристикой транзистора. Одна из таких зависимостей приведена на рис.4.3,в. На ней можно выделить линейный участок и два нелинейных. Первый нелинейный участок (область отсечки) наблюдается при напряжениях порядка напряжения отсечки $U_{отс}$. Канал ПТ закрыт, и ток стока мал. Второй нелинейный участок (область насыщения) возникает при подаче открывающего напряжения на затвор транзистора. При этом по каналу течет большой ток I_{c0} . В этом режиме вольт-амперные характеристики ПТ обычно не снимаются, а на рисунке область насыщения нанесена точками.

4.2.2. Частотные свойства полевых транзисторов

Частотные свойства полевых транзисторов находятся в прямой зависимости от времени пролета носителей заряда вдоль канала, т.е. от длины проводящего канала и скорости носителей. Современные технологии позволяют изготавливать ПТ с очень малой длиной канала, достигающей нескольких микрон, а в составе интегральных мик-

росхем – нескольких десятков нанометров. Подвижность электронов выше подвижности дырок, поэтому высокочастотные ПТ обычно выполняют с каналом n -типа. Скорость носителей тока увеличивается при увеличении напряженности поля в канале, однако при напряженности поля больше некоторого значения наступает насыщение скорости. Частотные свойства ПТ зависят также от межэлектродных емкостей транзистора $C_{зи}$ (затвор–исток), $C_{зс}$ (затвор–сток), $C_{си}$ (сток–исток) и сопротивления канала.

Изготавливаемые в настоящее время высокочастотные ПТ работают до частот порядка ГГц, а в составе интегральных микросхем – десятков ГГц. Для низкочастотных ПТ ограничения частотного диапазона обычно связаны с входной емкостью затвора $C_{зи}$, составляющей единицы – десятки пикофард.

4.3. Усилители на полевых транзисторах

Общие сведения об электронных усилителях и их основные характеристики подробно описаны в 3.3.1 и 3.3.2.

4.3.1. Усилитель с общим истоком

В усилителях входной и выходной сигналы обычно имеют один общий провод, соединенный с землей. В зависимости от того, какой электрод полевого транзистора подключен к этому проводу, различают три схемы включения: с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ). Трем возможным схемам включения транзисторов соответствуют три основных типа усилительных каскадов: с общим истоком, общим стоком и общим затвором.

На рис.4.4. приведена схема с общим истоком. Это наиболее часто используемая схема включения полевого транзистора, которая характеризуется высоким входным сопротивлением, высоким выходным сопротивлением, схема усиливает ток и напряжение и, как следствие, обладает большим коэффициентом усиления мощности. Фаза выход-

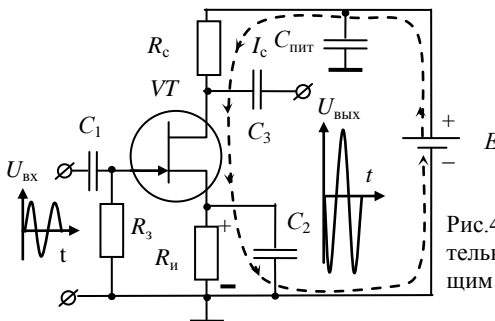


Рис.4.4. Схема усилительного каскада с общим истоком

ного сигнала сдвинута относительно фазы входного сигнала на 180 градусов. К недостаткам схемы с ОИ можно отнести относительно низкую, по сравнению с другими схемами включения, верхнюю границу полосы пропускания.

4.3.2. Графоаналитический метод анализа работы усилителя на полевом транзисторе

Для нормальной работы любого усилительного каскада необходимо, при отсутствии входного сигнала (в режиме покоя), установить напряжение на затворе $U_{зи0}$, ток, протекающий по каналу I_{c0} , и напряжение, падающее на транзисторе U_{c0} . При использовании графоаналитического метода для выбора точки покоя можно воспользоваться проходной (стоко-затворной) характеристикой полевого транзистора при заданном напряжении питания E , как показано на рис.4.5. На графике семейства выходных характеристик полевого транзистора следует построить нагрузочную прямую $U_{си} = E - I_c R_c$. Ввиду малости сопротивления $R_{и}$ (рис.4.4) падением напряжения на нем можно пренебречь. Нагрузочная прямая строится по двум точкам. Одна из них $U_{си} = E$

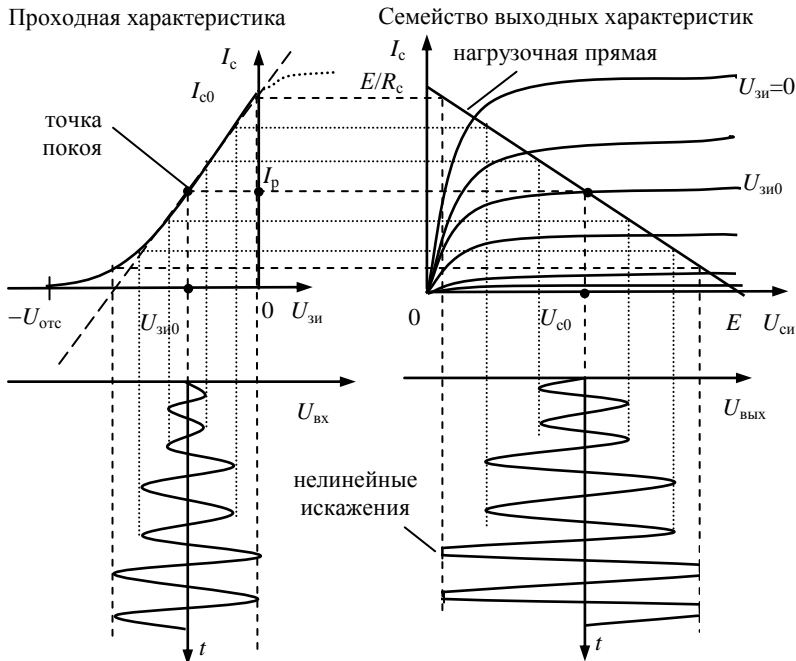


Рис.4.5. Графоаналитический метод анализа работы усилителя на полевом транзисторе

(транзистор полностью закрыт, $I_c = 0$) лежит на оси абсцисс, другая – $I_c = E/R_c$ (транзистор полностью открыт, $U_{си} = 0$) расположена на оси ординат. Все возможные значения токов I_c и напряжений $U_{си}$ на полевом транзисторе лежат в точках пересечения его выходных характеристик с линией нагрузки. Точка пересечения выходной характеристики транзистора при $U_{зи0}$ с нагрузочной прямой определяет напряжение $U_{с0}$.

Под воздействием входного напряжения $U_{вх}$ происходит изменение тока стока I_c , т.е. в цепи стока появляется его переменная составляющая. При активной нагрузке переменная составляющая тока стока находится в фазе с переменным напряжением на затворе транзистора и равна $I_c = S U_{зи}$. Здесь S – крутизна проходной (стоко-затворной) характеристики полевого транзистора. Из рис.4.5 видно, что при повышении напряжения на затворе ток стока возрастает и увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_c . Так как $U_{си} = E - I_c R_c$, а напряжение E есть величина постоянная, то напряжение $U_{си}$ при этом падает. Таким образом, сдвиг фаз между входным и выходным напряжением равен 180° .

Для того чтобы усилитель работал без тока затвора, вносящего нелинейные искажения, и чтобы уменьшить постоянную составляющую тока стока, на затвор транзистора (относительно истока) подается отрицательное напряжение смещения так, чтобы рабочая точка находилась приблизительно на середине прямолинейного участка стоко-затворной (проходной) характеристики, как это показано на рис.4.5. Источником напряжения смещения может служить батарея или мало-мощный выпрямитель. На рис.4.6,а показано включение такого источника в цепь затвора. Более распространенным является автоматическое

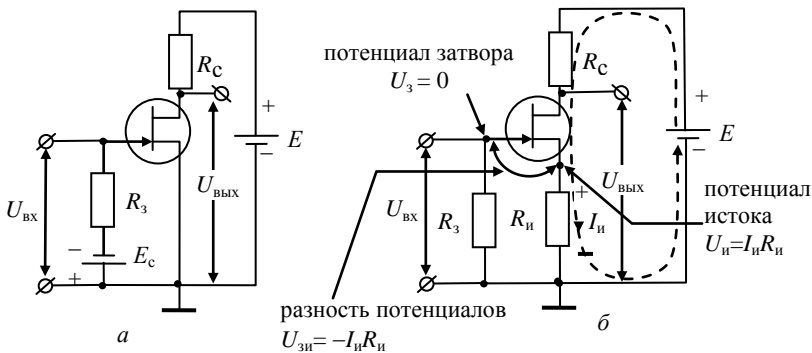


Рис.4.6. Схема смещения затвора: а – дополнительным источником питания, б – автоматического

смещение, в качестве которого используется небольшая часть напряжения источника питания E . Получение автоматического напряжения смещения показано на рис.4.6,б. В цепь истока между истоком и минусом источника E включается сопротивление $R_{и}$, называемое сопротивлением смещения. Постоянная составляющая тока истока $I_{и}$ создает на сопротивлении $R_{и}$ падение напряжения $U_{и} = I_{и}R_{и}$ с полярностью, показанной на рис.4.6,б. Потенциал “земли” (“⊥”) относительно истока равен $-I_{и}R_{и}$, а потенциал затвора $U_{з}$ относительно “земли” равен нулю, так как полевой транзистор работает без тока затвора. Поэтому потенциал затвора относительно истока $U_{зи} = -I_{и}R_{и}$. Например, если $R_{и} = 500$ Ом и $I_{и} = 5$ мА, то напряжение смещения $U_{зи} = -0,05 \cdot 500 = -2,5$ В.

Из рис.4.5 видно, что сначала при увеличении амплитуды входного напряжения амплитуды тока истока и напряжения выходного сигнала линейно увеличиваются, т.е. $\Delta U_{\text{вых}}$ пропорционально $\Delta U_{\text{вх}}$. Это соответствует линейному участку амплитудной характеристики (см. рис.3.9). При дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала форма импульсов тока стока вначале искажается и в дальнейшем ограничивается, что связано с нижним и верхним загибами проходной характеристики полевого транзистора. На амплитудной характеристике (рис.3.9) появляется отклонение от линейности и загиб. Таким образом, при больших входных гармонических сигналах на входе выходной сигнал становится не гармоническим, т.е. появляются нелинейные искажения.

На рис.4.7 приведена принципиальная схема двухкаскадного усилителя с общим истоком. На этой схеме пунктиром показаны паразитные емкости $C_{си}$, $C_{м}$ (монтажа) первого каскада и $C_{зи}$ второго каскада.

Для объяснения формы АЧХ удобно воспользоваться эквивалентными схемами. На рис.4.8 показана эквивалентная схема для всех частот для переменных токов и напряжений первого каскада усилите-

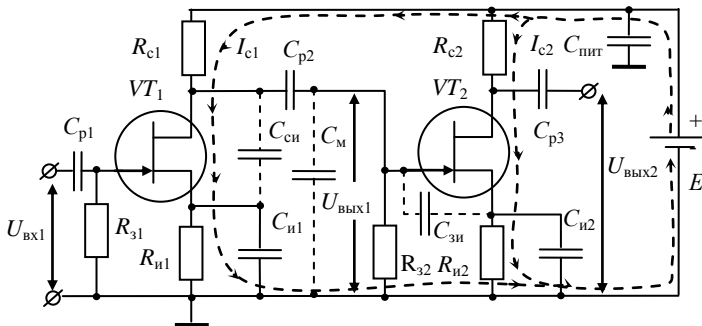


Рис.4.7. Двухкаскадный усилитель с общим истоком

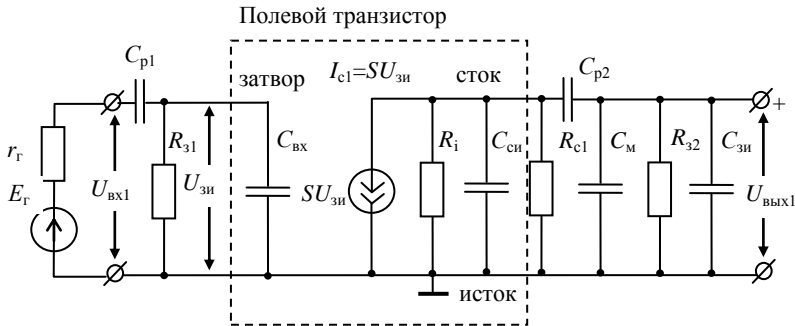


Рис.4.8. Полная эквивалентная схема каскада с общим истоком

ля, изображенного на рис.4.7. На схеме (рис.4.8) полевой транзистор заменен эквивалентным генератором тока ($I_{c1} = SU_{зи}$) с внутренним сопротивлением R_i . Здесь S – крутизна проходной (стоко-затворной) характеристики ПТ. Сопротивление нагрузки R_{c1} одним выводом соединено со стоком, а другим – с истоком через большую емкость $C_{пит}$, подключенную параллельно источнику питания E . Параллельно R_c включена выходная паразитная емкость полевого транзистора сток-исток $C_{си}$. Выходное напряжение с R_{c1} через разделительную емкость C_{p2} подается на сопротивление R_{32} – входное сопротивление второго каскада. Если второго каскада нет, то вместо R_{32} на эквивалентной схеме следует изобразить R_n (сопротивление нагрузки). Параллельно R_{32} включены паразитные емкости C_m и $C_{зи}$. Для понимания процессов, происходящих в схеме, необходимо знать порядки величин сопротивлений и емкостей усилителя. Обычно R_i равняется нескольким сотням кОм, R_{c1} – нескольким единицам или десяткам кОм, R_n должно быть того же порядка величины, что и R_{c1} , или больше (например, это может быть входное сопротивление второго каскада R_{32}). $R_{31} \approx R_{32} \sim 0,5 \div 1,0$ МОм, $C_{p1} \sim C_{p2} \sim 0,01 \div 0,1$ мкФ, $C_{си} \sim 10$ пФ, $C_{зс} \sim 3$ пФ и $C_{си} \sim 1$ пФ, $C_m \sim 2$ пФ.

На нижних частотах сопротивления паразитных емкостей $|\dot{X}_{C_{си}}| \gg R_{c1}$, $|\dot{X}_{C_m}| \gg R_{32}$ и $|\dot{X}_{C_{зи}}| \gg R_{32}$, поэтому их можно не учитывать. Эквивалентная схема для нижних частот приведена на рис.4.9. Эквивалентный генератор тока вырабатывает ток $I_{c1} = SU_{вх1}$, который создает напряжение $U_{11} = -SU_{вх1} \dot{Z}_{11}$. Комплексное сопротивление \dot{Z}_{11} образуется параллельным соединением сопротивлений R_i , R_{c1} и $(R_{32} + \dot{X}_{C_{p2}})$. При $R_{32} \gg R_{c1}$ можно считать, пренебрегая током через цепочку $(R_{32} + \dot{X}_{C_{p2}})$, что $\dot{Z}_{11} \approx \frac{R_i R_{c1}}{R_i + R_{c1}} = R_{11}$, а $U_{11} = I_{c1} R_{11} = -SU_{вх1} R_{11}$. Это

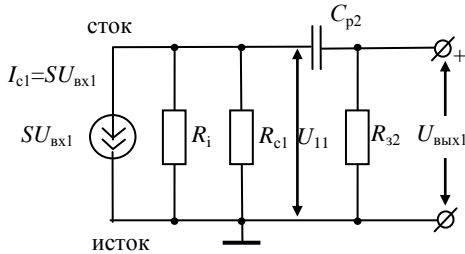


Рис.4.9. Эквивалентная схема усилителя с ОИ в области нижних частот

напряжение должно быть передано на выходные клеммы схемы ($U_{\text{вых1}}$) через делитель напряжения $C_{p2}R_{32}$. Коэффициент передачи делителя $\dot{K} = \frac{R_{32}}{R_{32} + \dot{X}_{C_{p2}}}$. Поэтому $\dot{U}_{\text{вых1}} = U_{11} \frac{R_{32}}{R_{32} + \dot{X}_{C_{p2}}}$. Так как $\dot{X}_{C_{p2}} = -\frac{j}{\omega C_{p2}}$, то \dot{K} зависит от частоты при $f = 0$ $|\dot{X}_{C_{p2}}| = \infty$ и $U_{\text{вых1}} = 0$. При этом все напряжение U_{11} , равное 5 В, падает на конденсаторе C_{p2} . При увеличении частоты сопротивление $|\dot{X}_{C_{p2}}|$ уменьшается, $|\dot{K}|$ увеличивается и $U_{\text{вых1}}$ также увеличивается. На частоте f_H (нижняя граница полосы пропускания на уровне -3 дБ, см. рис.3.10,б) модуль коэффициента передачи делителя

$$|\dot{K}(f_H)| = \frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{R_{32}}{\sqrt{R_{32}^2 + X_{C_{p2}}^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{X_{C_{p2}}^2}{R_{32}^2}}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{(2\pi f_H C_{p2} R_{32})^2}}}$$

Отсюда $f_H = \frac{1}{2\pi R_{32} C_{p2}} = \frac{1}{2\pi \tau_H}$, где $\tau_H = R_{32} C_{p2}$. С этой частоты начинается область средних частот. При дальнейшем увеличении частоты потеря напряжения на конденсаторе C_{p2} уменьшается, а $U_{\text{вых1}}$ растет. На какой-то частоте падение напряжения на C_{p2} становится ничтожно малым и все напряжение с R_{c1} передается на R_{32} без потерь и $U_{\text{вых1}} = 5$ В.

Эквивалентная схема для средних частот (рис.4.10), как следует из приведенных выше рассуждений, не содержит конденсатора C_{p2} и паразитных емкостей, так как все еще выполняется условие $|\dot{X}_{C_{p2}}| \gg R_{32}$. Здесь $C_{\text{п}} = C_{\text{си}} + C_3 + C_{\text{м}}$.

В эквивалентной схеме рис.4.10,а сопротивления R_{c1} и R_{32} можно заменить эквивалентным сопротивлением $R_3 = \frac{R_{c1} R_{32}}{R_{c1} + R_{32}}$ и получить новую эквивалентную схему (рис.4.10,б). При $R_{32} \gg R_{c1}$ сопротивление $R_3 = R_{c1}$. Эквивалентный генератор тока $I_{c1} = SU_{\text{вх1}}$ создает ток в сопротивлениях R_i и R_3 , соединенных параллельно, которые являются экви-

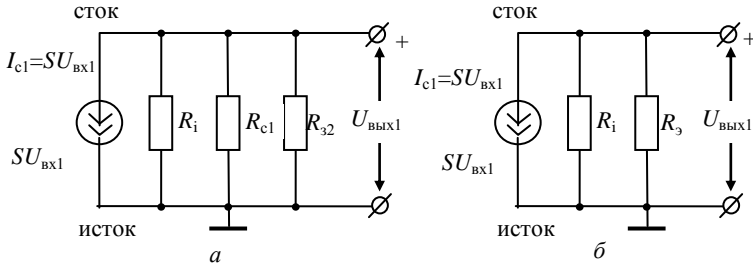


Рис.4.10. Эквивалентные схемы усилителя с ОИ в области средних частот

валентной нагрузкой $R_{ЭН}$ для генератора тока $\frac{1}{R_{ЭН}} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_3}$, или $R_{ЭН} = \frac{R_i R_3}{R_i + R_3}$. Таким образом, коэффициент усиления напряжения на средних частотах $K_{Ucp} = -SR_{ЭН}$, или $K_{Ucp} = -\frac{S}{\frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_3}}$ при $R_{c1} \ll R_{32}$ и $R_{c1} \ll R_i$. $R_{ЭН} \approx R_{c1}$ и $K_{Ucp} \approx -SR_{c1}$. Легко видеть, что АЧХ на средних частотах не зависит от частоты, так как эквивалентная схема не содержит реактивных элементов.

Из эквивалентной схемы для средних частот легко получить зависимость динамического коэффициента усиления каскада от сопротивления нагрузки $R_{ЭН}$ $|K_{Ucp}| = \frac{SR_i R_3}{R_i + R_3}$; если R_3 изменяется от нуля до бесконечности, то $|K_{Ucp}|$ изменяется от нуля до некоторой предельной величины μ , т.е. при $R_3 \rightarrow \infty |K_{Ucp}| \rightarrow SR_i = \mu$.

График зависимости $K_U = f(R_3)$ приведен на рис.4.11. Из рисунка видно, что динамический коэффициент усиления K_U при увеличении R_3 стремится к статическому коэффициенту усиления μ .

При дальнейшем увеличении частоты сопротивление паразитных емкостей уменьшается и становится соизмеримым с R_{c1} и R_{32} . Поэтому

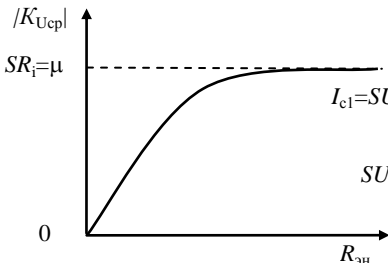


Рис.4.11. Зависимость динамического коэффициента усиления каскада K_U от сопротивления $R_{ЭН}$

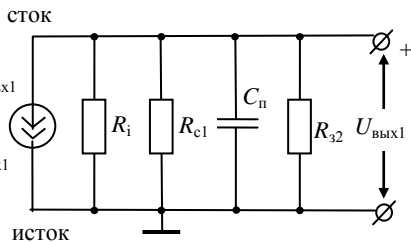


Рис.4.12. Эквивалентная схема усилителя с ОИ в области верхних частот

эквивалентная схема для верхних частот содержит дополнительную паразитную емкость $C_{\Pi} = C_{\text{си}} + C_{\text{м}} + C_{\text{зи}}$ (рис.4.12). В области верхних частот при увеличении частоты влияние (шунтирующее действие) C_{Π} увеличивается, при этом полное сопротивление нагрузки $\dot{Z}_{\text{н}}$ уменьшается, а проводимость нагрузки $\dot{Y}_{\text{н}} = \frac{1}{\dot{Z}_{\text{н}}}$ увеличивается. Коэффициент усиления на верхних частотах $\dot{K}_U = -S\dot{Z}_{\text{н}} = -\frac{S}{\dot{Y}_{\text{н}}}$; здесь $\dot{Y}_{\text{н}} = \frac{1}{\dot{Z}_{\text{н}}} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{\text{с1}}} + \frac{1}{R_{\text{з2}}} + j\omega C_{\Pi} = \frac{1}{R_{\text{эН}}} + j\omega C_{\Pi}$. Вещественная часть проводимости $\frac{1}{R_{\text{эН}}} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_{\text{с1}}} + \frac{1}{R_{\text{з2}}}$ практически равна $\frac{1}{R_{\text{эН}}} \approx \frac{1}{R_{\text{с1}}}$, т.к. $R_{\text{с1}} \ll R_i$ и $R_{\text{с1}} \ll R_{\text{з2}}$. Таким образом, в области верхних частот динамический коэффициент усиления каскада $\dot{K}_U = -\frac{S}{\frac{1}{R_{\text{эН}}} + j\omega C_{\Pi}} = -\frac{SR_{\text{эН}}}{1 + j\omega C_{\Pi}R_{\text{эН}}}$ падает, $U_{\text{вых}}$ при этом уменьшается, что и определяет завал АЧХ усилителя в области верхних частот. На частоте $f_{\text{в}}$ (верхняя граница полосы пропускания на уровне -3дБ , рис.3.10,б) модуль коэффициента усиления каскада $|\dot{K}_{U\text{в}}| = \frac{SR_{\text{эН}}}{\sqrt{1 + (\omega_{\text{в}}C_{\Pi}R_{\text{эН}})^2}}$ уменьшается в $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0,707$, что выполняется при $\omega_{\text{в}}C_{\Pi}R_{\text{эН}} = 1$. С учетом $\omega_{\text{в}} = 2\pi f_{\text{в}}$ получим $f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi C_{\Pi}R_{\text{эН}}} = \frac{1}{2\pi\tau_{\text{в}}}$, где $\tau_{\text{в}} = C_{\Pi}R_{\text{эН}}$, или приближенно ($R_{\text{эН}} \approx R_{\text{с1}}$) $\tau_{\text{в}} = C_{\Pi}R_{\text{с1}}$ и $f_{\text{в}} = \frac{1}{2\pi C_{\Pi}R_{\text{с1}}}$.

Из эквивалентной схемы рис.4.12 следует, что для увеличения верхней границы полосы пропускания необходимо уменьшать величину $R_{\text{з}}$, т.е. $R_{\text{с1}}$.

4.3.3. Резонансный усилитель

Схема резонансного усилителя на полевом транзисторе показана на рис.4.13. Нагрузкой каскада является параллельный LC-контур. Следует иметь в виду, что параллельно контуру включены также паразитные емкости $C_{\text{си}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}}$ ($C_{\text{н}}$ – паразитная емкость нагрузки). Поэто-

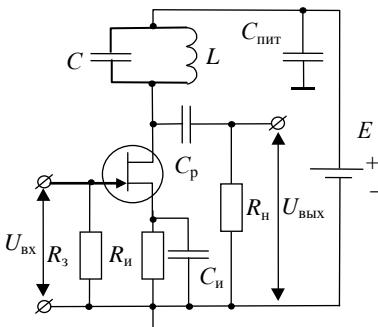


Рис.4.13. Схема резонансного усилительного каскада

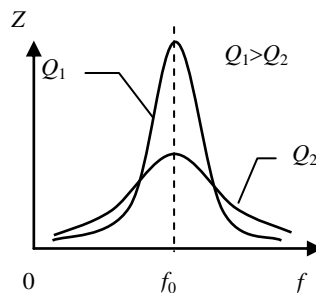


Рис.4.14. Резонансные кривые контуров с различной добротностью

му общая емкость контура $C^* = C + C_{\text{си}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}}$. Импеданс контура Z имеет максимум на резонансной частоте f_0 . На рис.4.14 изображены резонансные кривые двух контуров, имеющих различные добротности Q . На резонансной частоте сопротивление контура является чисто активным. Поскольку усиление каскада тем больше, чем больше сопротивление его нагрузки, то АЧХ резонансного усилителя (рис.3.10,а) повторяет форму резонансной кривой контура (рис.4.14).

4.3.4. Усилитель с общим стоком

Принципиальная схема усилительного каскада с общим стоком (ОС) приведена на рис.4.15,а, а его эквивалентная схема – на рис.4.15,б.

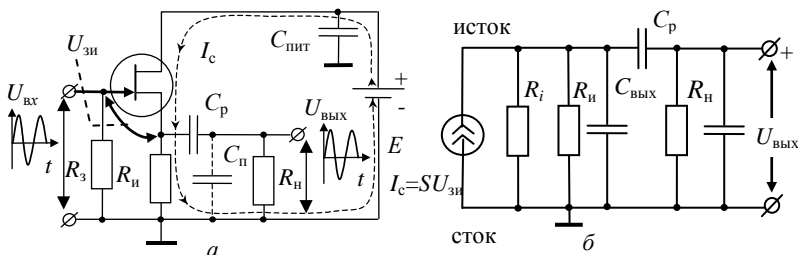


Рис.4.15. Схема усилительного каскада с общим стоком: а – принципиальная, б – эквивалентная

Рассмотрим основные свойства каскада с ОС на средних частотах. Из рис.4.15,а видно, что в любой момент времени $U_{\text{зи}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$. При подаче на затвор полевого транзистора положительного напряжения стоковый ток I_c возрастает, а следовательно, увеличивается падение напряжения на сопротивлении $R_{\text{н}}$, которое является выходным напряжением $U_{\text{вых}} = I_c R_{\text{н}}$. При уменьшении напряжения на входе транзистора выходное напряжение уменьшается. Таким образом, выходное напряжение каскада с общим стоком находится в фазе с входным напряжением. Ток стока полевого транзистора управляется напряжением затвор–исток $U_{\text{зи}}$. Напряжение $U_{\text{зи}}$ складывается из напряжений $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{вых}}$ так, как это показано на рис.4.16. Таким образом, в каскаде с ОС имеется стопроцентная отрицательная обратная связь по напряжению. Все выходное напряжение является напряжением обратной связи: $U_{\beta} = U_{\text{вых}}$ и $\beta = 1$. Формула для коэффициента усиления по напряжению принимает следующий вид: $K_{U, \text{ОС}} = \frac{K_U}{1 + K_U}$, где K_U – коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Если на средних частотах пренебречь влиянием $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{н}}$ и считать $R_{\text{н}} \gg R_i$, то $K_U = S_{\text{д}} R_{\text{н}}$, следо-

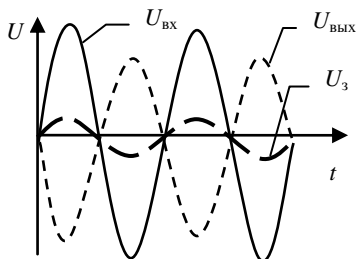


Рис.4.16. Действие отрицательной обратной связи в усилителе с общим стоком

вательно, коэффициент усиления каскада с общим стоком $K_{U,OC} = \frac{S_d R_{и}}{1 + S_d R_{и}}$, где S_d – динамическая крутизна проходной характеристики полевого транзистора. Таким образом, коэффициент усиления напряжения каскада с общим стоком всегда меньше единицы и приближается к единице с увеличением произведения $S_d R_{и}$. Каскад с ОС, у которого коэффициент усиления близок к единице, часто называют истоковым повторителем, так как напряжение на его выходе по величине и фазе повторяет напряжение на входе.

Усилитель с ОС имеет большой коэффициент усиления тока, так как ток стока, являющийся выходным, значительно превосходит ток затвора, который является входным. В соответствии с этим коэффициент усиления мощности каскада с ОС также является большим.

Входное сопротивление у каскада с ОС значительно больше, чем у каскада с ОИ. В схеме с ОИ все напряжение $U_{вх}$ прикладывается ко входу полевого транзистора и напряжение $U_{зи} = U_{вх}$. В схеме с ОС имеется ООС и напряжение $U_{зи} = U_{вх} - U_{вых}$ (с учетом фазы). Поэтому для одного и того же полевого транзистора при одинаковых входных напряжениях входной ток в схеме с ОС значительно меньше, чем в схеме с ОИ. Так как $R_{вх} = U_{вх}/I_{вх}$, и $I_{вх,ОИ} \gg I_{вх,ОС}$, то $R_{вх,ОС} \gg R_{вх,ОИ}$.

Усилитель с ОС имеет более низкое выходное сопротивление по сравнению с каскадом с ОИ. В [4] показано, что $R_{вых} \approx \frac{1}{S_d}$ и оказывается порядка десятков – сотен Ом.

Усилитель с ОС обладает более широкой полосой пропускания по сравнению с усилителем с ОИ в области верхних частот. Как уже было сказано выше, снижение усиления на верхних частотах происходит вследствие шунтирования сопротивления нагрузки паразитными емкостями. Поскольку в усилителях с ОИ и ОС паразитные емкости примерно одинаковы, а выходное сопротивление усилителя с ОС значительно меньше, чем усилителя с ОИ, то и шунтирующее действие выходного сопротивления усилителя с ОС происходит на значительно больших частотах, чем для усилителя с ОИ.

4.3.5. Усилитель с общим затвором

Принципиальная схема усилительного каскада с общим затвором (ОЗ) показана на рис.4.17. Здесь входной сигнал подается на сопротивление $R_{и}$, включенное между истоком и затвором полевого транзистора. Сопротивление $R_{и}$ используется для создания отрицательного сме-

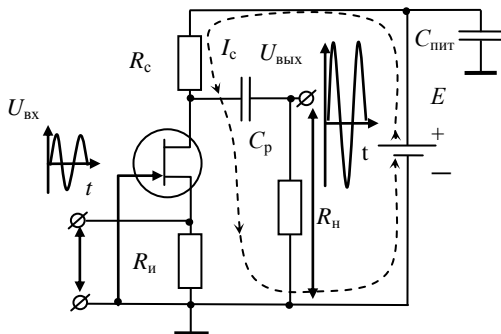


Рис.4.17. Схема реостатного усилительного каскада с общим затвором

щения на затвор и не может быть большим ($R_{и} \ll R_c$). Поэтому входное сопротивление каскада невелико. При положительном входном напряжении $U_{вх}$ на истоке, напряжение на затворе относительно истока отрицательное, канал ПТ перекрывается, ток стока уменьшается, при этом падение напряжения на R_c уменьшается, а напряжение на стоке $U_{ст} = E - IR_c - IR_{и}$ увеличивается. Переменная составляющая тока стока $I_c = -S_d U_{вх}$. Оценка входного сопротивления каскада токова: $R_{вх} = \frac{U_{вх}}{I_c} = \frac{U_{вх}}{S_d U_{вх}} = \frac{1}{S_d}$. При $S_d = 5$ мА/В сопротивление $R_{вх} = 200$ Ом.

Коэффициент усиления по напряжению каскада с ОЗ на средних частотах $K_{U,ОЗ} \approx S \frac{R_i R_c}{R_i + R_c}$, при $R_c \gg R_i$ примерно такой же, как у каскада с общим истоком. Выходное сопротивление каскада с ОЗ $R_{ввых} \approx R_c$ больше входного.

В усилителе с ОЗ имеется параллельная ООС по току. Действительно, при повышении входного напряжения и увеличении за счет этого потенциала истока, ток стока уменьшается и в соответствии с этим уменьшается падение напряжения на сопротивлении $R_{и}$. Таким образом, напряжение на $R_{и}$ увеличивается за счет входного сигнала и уменьшается за счет уменьшения тока стока, т.е. имеет место ООС.

Наличие ООС расширяет полосу пропускания в области высоких частот, поэтому схема с ОЗ используется в качестве усилителя напряжения на высоких частотах. Широкое применение нашли также резонансные усилители с ОЗ, обладающие высокой устойчивостью работы.

4.4. Порядок выполнения работы

4.4.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схема установки приведена на рис.4.18. В комплект экспериментальной установки входят: набор макетов исследуемых усилителей на полевых транзисторах, источник питания макетов MPS-3002LK-1, генератор АК ИП-3407/1, два вольтметра ВЗ-38А и осциллограф GDS-71022 (или аналогичные приборы). На передних панелях лабораторных макетов (рис.4.19, 4.21, 4.22 и 4.23) изображены схемы исследуемых усилителей. В левой нижней части макета расположены две пары входных гнезд X1. Одна пара используется для подключения выхода генератора, т.е. для подачи входного напряжения, а вторая – для подключения вольтметра, измеряющего входное напряжение. В правой нижней части макета находится две пары выходных гнезд X2 для подключения вольтметра, осциллографа и внешних нагрузок. В

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

правой верхней части имеются гнезда X3 для подачи напряжения питания.

4.4.2. Методика выполнения работы

1. Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя и макеты исследуемых усилителей у инженера.

2. С помощью двух проводов с однополюсными вилками соединить клеммы питания макета с клеммами выхода источника питания. **Внимание! Необходимо соблюдать правильность подключения источника питания к макету!** Плюс источника питания соединяется с гнездом +Е розетки X3, а минус источника питания – с общим проводом. После включения источника питания на макете должен загореться светодиодный индикатор.



Рис.4.18. Блок-схема экспериментальной установки

3. С помощью соединительных кабелей подключить ко входу усилителя генератор, вольтметр и вход 1-го канала осциллографа, а к выходу – вольтметр и вход 2-го канала осциллографа (по заданию преподавателя измерения напряжения можно проводить с помощью осциллографа, в этом случае вольтметры не подключаются). На генераторе установить минимальное выходное напряжение. **Внимание! При подаче на вход усилителей с общим истоком и общим затвором напряжения более 3 В исследуемый усилитель может быть ВЫВЕДЕН ИЗ СТРОЯ!** При использовании аналоговых вольтметров входной вольтметр установить на предел измерений 1 В, а выходной – на предел 3 В. После проверки схемы преподавателем (или инженером) подать напряжение на все приборы.

4. Исследование усилителя с общим истоком (рис.4.19)

Исследование усилителя с ОИ производится при различных сопротивлениях в цепи стока R1 или R3, различных подключениях источника к общему проводу “⊥” (через R4, R4+C3 или накоротко), различных внешних сопротивлениях нагрузки, которые подключаются к розетке X2 и различных входных разделительных конденсаторах C1 или C2.

4.1. Снять амплитудные характеристики (АХ): $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при частоте генератора $f = 1000\text{Гц}$. Для правильного выбора шага изменения входного напряжения необходимо определить входное напряжение $U_{\text{вх max}}$ (рис.3.9), при котором на выходе усилителя появятся нели-

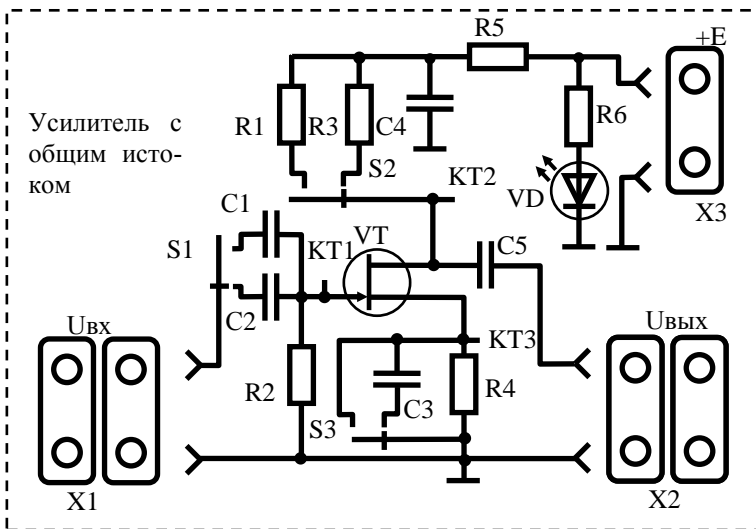


Рис.4.19. Макет усилителя с общим истоком. C1=1,5мкФ, C2=47нФ, C3=470мкФ, C4=100мкФ, C5=15нФ, R1=2,2кОм, R2=680кОм, R3=5,6кОм, R4=2,2кОм, R5=510Ом, R6=1,1кОм, VT–КП302Б, VD–АЛ307БМ

нейные искажения (рис.4.5). Полученную осциллограмму с указанием входного и выходного напряжений, частоты, схемы включения с номиналами резисторов и конденсаторов приложить к отчету (зарисовать на бумаге, сфотографировать или сохранить на внешнем носителе информации и распечатать).

Шаг изменения входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ выбирается следующим образом:

Первое измерение – $U_{\text{вх}} = 0$. При этом на выходе усилителя наблюдаются шумы, наводки от внешних источников и пульсаций напряжения питания. Оценить величину напряжения шумов $U_{\text{ш}}$ (рис.3.9) и записать в тетрадь.

При проведении измерений на линейном участке АХ $\Delta U_{\text{вх}}$ выбрать так, чтобы получилось не менее 6 точек.

В области нелинейных искажений $\Delta U_{\text{вх}}$ увеличить в 3÷5 раз и провести не менее трех измерений.

Построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения.

4.2. Для всех вариантов схем, заданных преподавателем, снять зависимости $U_{\text{вых}} = f(f)$ при $U_{\text{вх}} = \text{const}$. Напряжение $U_{\text{вх}}$ в пределах линейного участка АХ выбрать самостоятельно, по картине на экране осциллографа убедиться в отсутствии нелинейных искажений. Полученную осциллограмму с указанием входного и выходного напряжений, частоты, схемы включения с номиналами резисторов и конденсаторов приложить к отчету.

При снятии зависимости $U_{\text{вых}} = f(f)$ минимальная частота определяется наименьшей частотой используемого генератора (10 или 20Гц). Удобно при каждом следующем измерении примерно удваивать частоту. Например: 10 Гц; 20 Гц; 40 Гц; 80 Гц; 160 Гц; 320 Гц, 640 Гц, 1280 Гц; 2500 Гц; 5000 Гц; 10000 Гц и т.д. Измерения можно заканчивать, если на высокой частоте $U_{\text{вых}}$ уменьшится по сравнению с $U_{\text{вх}}$ на средней частоте не менее чем в два раза.

По результатам исследований построить АЧХ, т.е. зависимости коэффициента усиления по напряжению $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от частоты. АЧХ следует строить в полулогарифмическом масштабе. По вертикальной оси откладывать K_U в линейном масштабе, по горизонтальной оси – f в нелинейном (увеличивая величину частоты по закону логарифма с основанием 2). При этом оцифровка частот дается в Герцах (кГц, МГц), как это показано на рис.4.20. По АЧХ определить $f_{\text{н}}$ и $f_{\text{в}}$ и полосу пропускания усилителя $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$. На графиках указать величину $U_{\text{вх}}$, величину входной разделительной емкости (C_1 или C_2), вариант подклю-

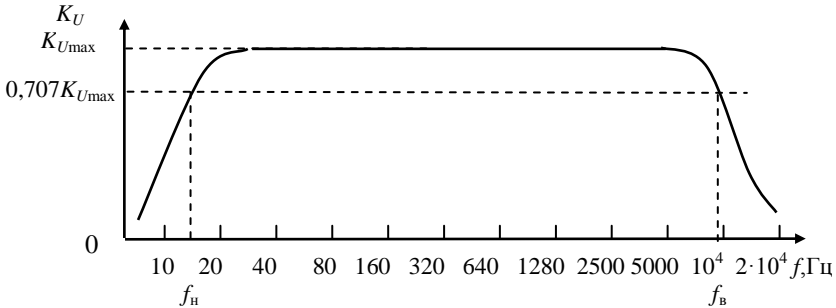


Рис.4.20. Пример построения графика АЧХ усилителя

чения эмиттера к общему проводу, R_k и сопротивление внешней нагрузки.

5. Исследование усилителя с общим затвором (рис.4.21)

Исследование усилителя с ОЗ производится при одном сопротивлении в цепи стока, поэтому точка покоя установлена при отладке схемы. Внешние сопротивления нагрузки подключаются к розетке X2 по заданию преподавателя.

5.1. Снять амплитудные характеристики (АХ): $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при частоте генератора $f = 1000$ Гц. Шаг измерений выбирается по методике, приведенной в 4.1. Построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения.

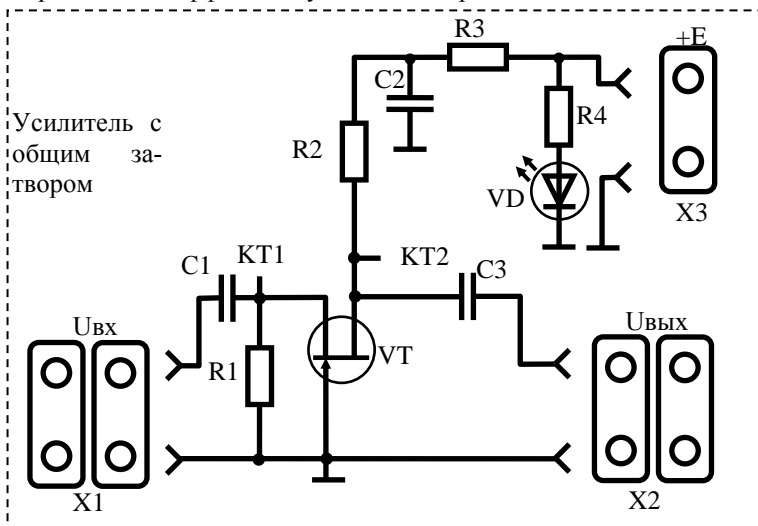


Рис.4.21. Макет усилителя с общим затвором. $C1=C3=1,5$ мкФ, $C2=100$ мкФ, $R1=2,2$ кОм, $R2=5,1$ кОм, $R3=510$ Ом, $R4=1,1$ кОм, VT—КП307Ж, VD—АЛ307БМ

5.2. Снять амплитудно-частотные характеристики по методике, описанной в 4.2.

5.3. По результатам исследований построить графики АХ и АЧХ, рассчитать K_U , определить f_n , f_v и Δf . Осциллограммы, полученные для линейного и нелинейного участков, приложить к отчету.

6. Исследование усилителя с общим стоком (рис.4.22)

Исследование усилителя с ОС производится при одном сопротивлении в цепи истока. Внешние сопротивления нагрузки подключаются к розетке X2 по заданию преподавателя.

6.1. Снять амплитудные характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при частоте генератора $f = 1000\text{Гц}$. Шаг измерений выбирается по методике, приведенной в 4.1. Построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения. Особенностью схемы является большое, порядка половины напряжения источника питания, напряжение $U_{\text{вх max}}$. **Запрещается подавать на вход усилителя напряжение более 8 В.**

6.2. Снять амплитудно-частотные характеристики по методике, описанной в 4.2.

6.3. По результатам исследований построить графики АХ и АЧХ, рассчитать K_U , определить f_n , f_v и Δf . Осциллограммы, полученные для линейного и нелинейного участков, приложить к отчету.

7. Исследование резонансного усилителя (рис.4.23)

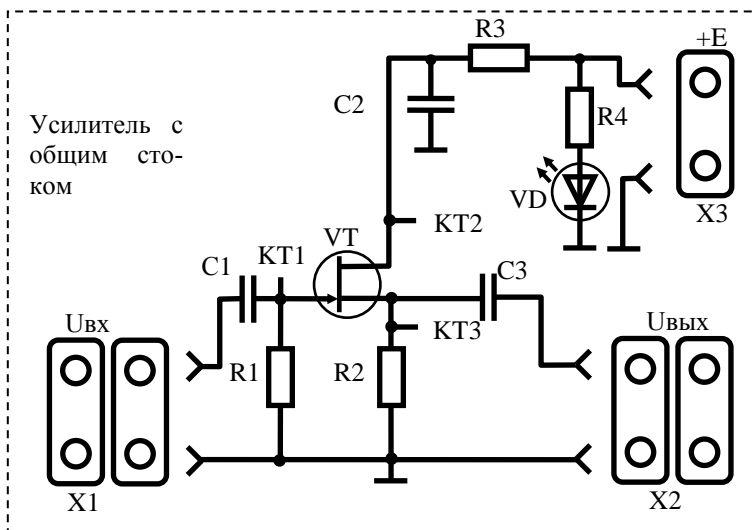


Рис.4.22. Макет усилителя с общим стоком. $C1=1,5\text{мкФ}$, $C2=2000\text{мкФ}$, $C3=33\text{нФ}$, $R1=680\text{кОм}$, $R2=5,1\text{кОм}$, $R3=510\text{Ом}$, $R4=1,1\text{кОм}$, VT–КП302Б, VD–АЛ307БМ

4. Графоаналитический метод анализа работы усилителя. Выбор рабочей точки (точки покоя) на проходной характеристике. Соотношение фаз входного и выходного сигналов.

5. Схемы усилителей: с общим истоком (ОИ), общим стоком (ОС) и общим затвором (ОЗ).

6. Схема усилителя с ОИ. Смещение рабочей точки по постоянному току (точки покоя). Различные способы подачи напряжения смещения. Температурная стабилизация рабочей точки. Соотношение фаз входного и выходного сигналов.

7. Амплитудная характеристика (АХ) усилителя. Нелинейные искажения, коэффициенты нелинейных искажений.

8. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Завал АЧХ на нижних и верхних частотах. Причины появления таких завалов.

9. Отрицательная обратная связь (ООС) в усилителях.

10. Схема усилителя с ОС. Коэффициенты усиления, соотношения фаз входного и выходного сигналов, АХ и АЧХ. Сравнить с усилителем с ОИ.

11. Схема усилителя с ОЗ. Коэффициенты усиления, соотношения фаз входного и выходного сигналов, АХ и АЧХ.

12. Резонансный усилитель. Электрическая схема и принцип действия. Влияние добротности колебательного контура на АЧХ.

13. Объяснить полученные результаты.

4.6. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.

2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.

3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.

4. *Манаев Е.И.* Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1985. 488 с.

5. *Усилители на полевых транзисторах: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, Ю.Г.Светлов; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2003. 31 с.*

Работа 5. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ЭЛЕКТРОННО-ВАКУУМНЫХ ЛАМПАХ

5.1. Реостатный усилительный каскад с общим катодом

Реостатным усилителем (RC -усилителем) называется такой усилитель, у которого нагрузкой лампы является активное сопротивление. Реостатный каскад обычно выполняется на триоде или пентоде. Типичные схемы реостатных каскадов с общим катодом (ОК) показаны на рис.5.1. Работа обеих схем одинакова, и для объяснения процессов, происходящих в усилителе, можно воспользоваться любой из них.

Анализировать работу каскада удобно с помощью анодно-сеточной (проходной) характеристики радиолампы $I_a = f(U_c)$, представленной на рис.5.2. На рисунке даны также графики физических процессов в реостатном усилителе на триоде.

Под воздействием входного напряжения происходит изменение анодного тока, т.е. в анодной цепи лампы появляется его переменная составляющая. При активной анодной нагрузке переменная составляющая анодного тока находится в фазе с переменным напряжением на сетке лампы т.е. $I_a = S_d U_{вх}$. Здесь S_d – крутизна проходной (анодно-

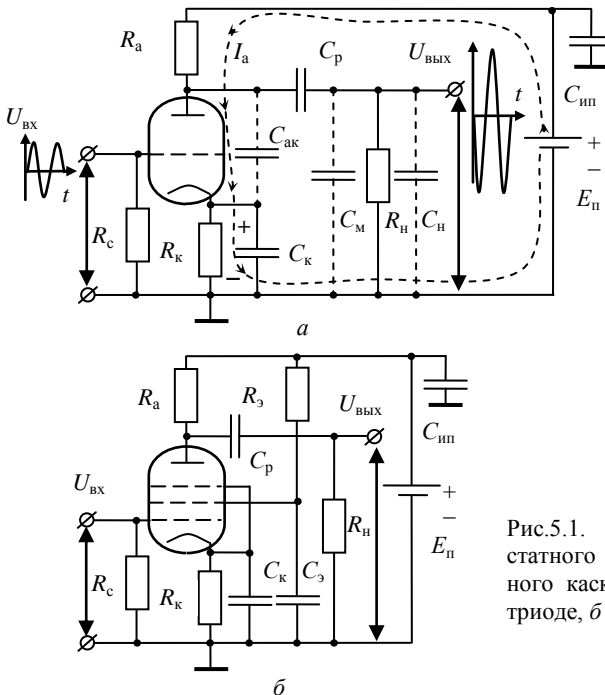


Рис.5.1. Схема реостатного усилительного каскада: а – на триоде, б – пентоде

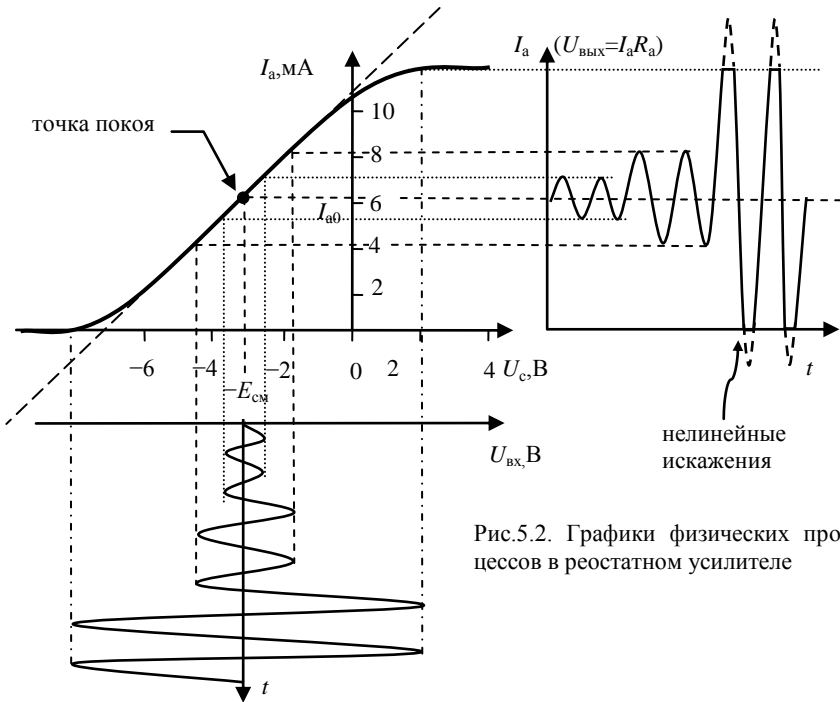


Рис.5.2. Графики физических процессов в реостатном усилителе

сеточной) характеристики лампы. При усилении колебаний средних частот сопротивление анодной нагрузки лампы приблизительно равно R_a . Переменное напряжение на аноде лампы находится в противофазе с переменным напряжением на ее сетке. Действительно, при повышении напряжения на сетке анодный ток возрастает и увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_a . Так как $U_a = E_{п} - I_a R_a$, то напряжение U_a падает. Таким образом, сдвиг фаз между входным и выходным напряжением равен 180° . Коэффициент усиления напряжения на средних частотах

$$K_{U,cp} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = \frac{S R_i R_a}{R_i + R_a} \approx S_d R_a, \text{ при } R_i \gg R_a.$$

Для того, чтобы усилитель работал без сеточного тока, вносящего нелинейные искажения, и уменьшить постоянную составляющую анодного тока на сетку лампы (относительно катода), подается отрицательное напряжение смещения так, чтобы рабочая точка находилась приблизительно на середине прямолинейного участка характеристики, как это показано на рис.5.2. Источником напряжения смещения может служить батарея или маломощный выпрямитель. На рис.5.4 показано включение такого источника в цепь сетки. Более распространенным

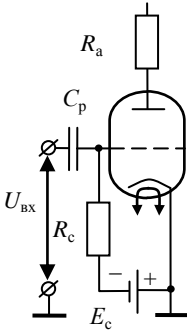


Рис.5.4. Схема подачи напряжения смещения сетки

является автоматическое смещение, в качестве которого используется небольшая часть напряжения анодного источника. Получение автоматического напряжения смещения показано на рис.5.1,*a*. В анодную цепь между катодом и минусом анодного источника $E_{\text{п}}$ включается сопротивление $R_{\text{к}}$, называемое сопротивлением смещения, или катодным сопротивлением. Постоянная составляющая анодного тока $I_{\text{а}}$ создает на сопротивлении $R_{\text{к}}$ падение напряжения $E_{\text{см}} = I_{\text{а}}R_{\text{к}}$. Потенциал земли (“⊥”) относительно катода $-I_{\text{а}}R_{\text{к}}$, а потенциал сетки относительно “земли” равен нулю, так как лампа работает без сеточного тока. Поэтому потенциал сетки относительно катода равен $E_{\text{см}} = -I_{\text{а}}R_{\text{к}}$. Например, если $R_{\text{к}} = 500$ Ом и $I_{\text{а}} = 6$ мА, то напряжение смещения $E_{\text{см}} = -0,06 \cdot 500 = -3$ В.

Из рис.5.2 видно, что сначала при возрастании входного напряжения анодный ток и напряжение выходного сигнала линейно увеличиваются, т.е. $\Delta U_{\text{вых}}$ пропорционально $\Delta U_{\text{вх}}$. Это соответствует линейному участку амплитудной характеристики (рис.3.9). При дальнейшем увеличении амплитуды входного сигнала форма импульсов анодного тока вначале искажается и в дальнейшем ограничивается, что связано с нижним и верхним загибами анодно-сеточной характеристики лампы. На амплитудной характеристике (рис.3.9) появляется отклонение от линейности и загиб. Таким образом, при больших входных гармонических сигналах на входе выходной сигнал становится не гармоническим, т.е. появляются нелинейные искажения.

Как видно из рис.3.10,*б*, частотная характеристика реостатного усилителя имеет спад на нижних и верхних частотах. Для объяснения формы АЧХ удобно воспользоваться эквивалентными схемами. На рис.5.5 показана эквивалентная схема для всех частот для переменных токов и напряжений усилителя, изображенного на рис.5.1,*a*. На этой схеме радиолампа заменена эквивалентным генератором с ЭДС $\mu U_{\text{вх}}$ и внутренним сопротивлением R_{i} . Здесь μ – статический коэффициент усиления лампы, а R_{i} – ее внутреннее сопротивление (указываются в справочнике). Сопротивление нагрузки $R_{\text{а}}$ одним выводом соединено с анодом, а другим – с катодом через большую емкость $C_{\text{ин}}$, подключенную параллельно источнику питания $E_{\text{п}}$. Параллельно $R_{\text{а}}$ включена выходная паразитная емкость лампы анод–катод $C_{\text{ак}}$. Выходное напряжение с $R_{\text{а}}$ через разделительную емкость $C_{\text{р}}$ подается на сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$. Если к выходу первого каскада подключен второй

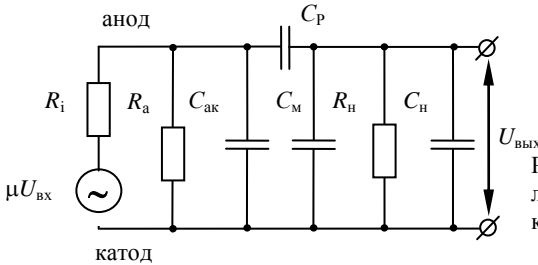


Рис.5.5. Полная эквивалентная схема реостатного каскада с общим катодом

каскад усиления, то R_n есть сопротивление утечки сетки этого каскада. Кроме того, параллельно R_n включена емкость C_n . Если есть второй каскад, то это – входная емкость этого каскада. Емкость монтажа C_m (она является распределенной) также подключается параллельно R_n . Емкости $C_{ак}$, C_m и C_n являются паразитными. Для понимания процессов, происходящих в схеме, необходимо знать порядки величин сопротивлений и емкостей усилителя. Обычно R_i равняется нескольким десяткам кОм, R_a – нескольким десяткам или сотням кОм, R_n должно быть того же порядка величины, что и R_a (или больше). $R_c \approx 0,5 \div 1,0$ МОм, $C_p \approx 0,01 \div 0,1$ мкФ, $C_{ак} \approx 1$ пФ, $C_n = C_{вх} \approx 3$ пФ, $C_m \approx 2$ пФ.

На нижних частотах сопротивления паразитных емкостей $X_{сп} \gg R_a$ и $X_{сп} \gg R_n$, поэтому их можно не учитывать. Эквивалентная схема для нижних частот приведена на рис.5.6. Для примера допустим, что эквивалентный генератор вырабатывает ЭДС $\mu U_{вх} = 100$ В. Пусть $R_a = R_i$ и $R_n \gg R_a$. Тогда на сопротивлении R_a выделится напряжение $U_{11} = 50$ В. Это напряжение должно быть передано на выходные клеммы схемы (к точкам 2,2) через делитель напряжения $C_p R_n$. Коэффициент передачи делителя $K^* = \frac{R_n}{R_n + X_{сп}}$, поэтому $U_{ввых} = U_{22} = U_{11} \frac{R_n}{R_n + X_{сп}}$. Так как $X_{сп} = \frac{1}{\omega C_p}$, то K^* зависит от частоты. При $f = 0$ $X_{сп} = \infty$ и $U_{ввых} = 0$.

При этом все напряжение U_{11} , равное 50 В, падает на конденсаторе C_p . При увеличении частоты сопротивление $X_{сп}$ уменьшается, K^* увеличивается и $U_{ввых}$ также увеличивается. При какой-то частоте $X_{сп}$ становится равным R_n . Тогда $K^* = 0,5$ и $U_{ввых} = 25$ В. При этом половина напряжения $U_{11} = 50$ В падает на $X_{сп}$ и половина поступает на выход ($U_{ввых} = U_{22} = 25$ В). При дальнейшем увеличении частоты потеря напряжения на конденсаторе C_p

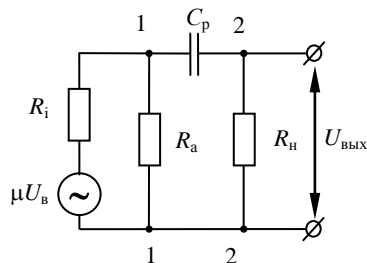


Рис.5.6. Эквивалентная схема реостатного каскада с ОК в области нижних частот

уменьшается, а $U_{\text{вых}}$ растет. На какой-то частоте падение напряжения на C_p становится ничтожно малым и все напряжение с R_a передается на R_n без потерь и $U_{\text{вых}} = 50$ В. С этой частоты начинается область средних частот.

Эквивалентная схема для средних частот (рис.5.7), как следует из приведенных выше рассуждений, не содержит конденсатора C_p и паразитных емкостей, так как все еще выполняется условие $X_{\text{сш}} \gg R_n$.

В эквивалентной схеме рис.5.7,а сопротивления R_a и R_n можно

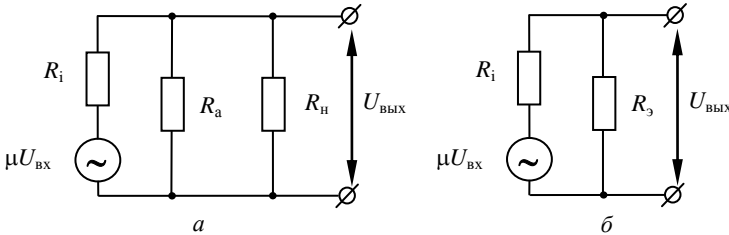


Рис.5.7. Эквивалентная схема реостатного каскада с ОК в области средних частот – а; с эквивалентным сопротивлением – б

заменить эквивалентным сопротивлением $R_э = \frac{R_a R_n}{R_a + R_n}$ и получить новую эквивалентную схему (рис.5.7,б). При $R_n \gg R_a$ сопротивление $R_э = R_a$. Легко видеть, что АЧХ на средних частотах не зависит от частоты, так как эквивалентная схема не содержит реактивных элементов.

Из эквивалентной схемы для средних частот легко получить зависимость динамического коэффициента усиления каскада от сопротивления нагрузки $R_э$. Под действием ЭДС $\mu U_{\text{вх}}$ в цепи эквивалентный генератор– R_i – $R_э$, протекает ток $I = \frac{\mu U_{\text{вх}}}{R_i + R_э}$. Протекая по $R_э$, этот ток создает на нем падение напряжения, равное $U_{\text{вых}} = IR_э = \frac{\mu U_{\text{вх}} R_э}{R_i + R_э}$. Динамический коэффициент усиления $K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{\mu U_{\text{вх}} R_э}{(R_i + R_э) U_{\text{вх}}} = \frac{\mu R_э}{R_i + R_э}$. При $R_n \gg R_a$ $K_U = \frac{\mu R_a}{R_i + R_a}$.

График зависимости $K_U = f(R_э)$ приведен на рис.5.8. Из рисунка видно, что динамический коэффициент усиления K_U при увеличении $R_э$ стремится к статическому коэффициенту усиления μ .

При дальнейшем увеличении частоты сопротивление паразитных емкостей уменьшается и становится соизмеримым с R_a и R_n . Поэтому эквивалентная схема для верхних частот содержит дополнительно паразитную емкость $C_{\text{п}} = C_{\text{ак}} + C_{\text{м}} + C_{\text{н}}$ (рис.5.9). В области верхних частот при увеличении частоты влияние (шунтирующее действие) $C_{\text{п}}$ увели-

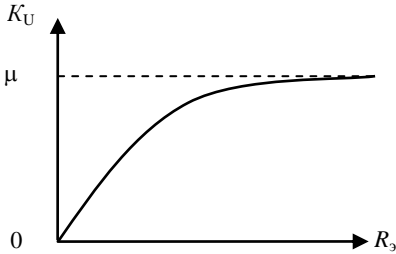


Рис.5.8. Зависимость динамического коэффициента усиления каскада K_U от сопротивления R_3

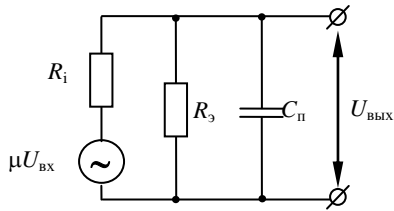


Рис.5.9. Эквивалентная схема реостатного каскада с ОК в области верхних частот

чивается и сопротивление нагрузки, равное $R_H^* = \frac{R_3 X_{п}}{R_3 + X_{п}}$, уменьшается.

Из рис.5.8 видно, что динамический коэффициент усиления каскада и $U_{\text{вых}}$ при этом уменьшаются. Таким образом, АЧХ реостатного каскада горизонтальна на средних частотах и имеет завалы на нижних и верхних частотах (рис.3.10,б). Граничные частоты реостатного усилителя на уровне -3 дБ равны: $\omega_H = \frac{1}{\tau_H}$, $\omega_B = \frac{1}{\tau_B}$, где $\tau_H = C_p R_H$, $\tau_a = \frac{C_{п} R_i R_3}{R_i + R_3}$. Из эквивалентной схемы рис.5.9, следует, что для увеличения верхней границы полосы пропускания необходимо уменьшать величину R_3 , т.е. R_a .

5.2. Широкополосный усилитель

В ряде случаев необходимо расширить диапазон частот усилителя. Для усиления колебаний более высоких частот следует применять лампы с более высокой крутизной и малой входной емкостью. Большое распространение получили такие широкополосные усилители, в которых с помощью дополнительных реактивных сопротивлений осуществляется коррекция частотной характеристики.

На рис.5.10,а показана схема реостатного усилителя с низкочастотной коррекцией. В отличие от обычной схемы здесь имеется два дополнительных элемента R_{ϕ} и C_{ϕ} (сопротивление и емкость фильтра). Эквивалентная схема каскада для низких частот представлена на рис.5.10,б.

Из рис.5.10,б видно, что на низких частотах, когда сопротивление емкости фильтра C_{ϕ} велико, последовательно с R_a включено сопротивление фильтра $\frac{R_{\phi} X_{\phi}}{R_{\phi} + X_{\phi}}$ и общее сопротивление нагрузки становится равным $R_a + \frac{R_{\phi} X_{\phi}}{R_{\phi} + X_{\phi}}$, т.е. увеличивается. Это приводит к возрастанию усиления на низких частотах и низкочастотный завал АЧХ сдвигается в

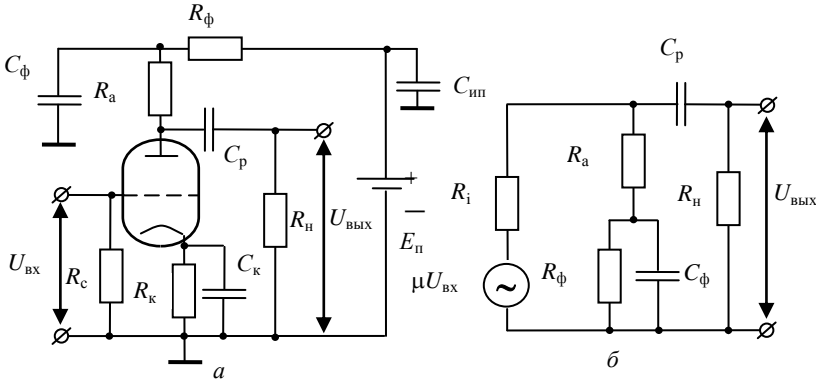


Рис.5.10. Схема широкополосного усилительного каскада с коррекцией по нижней частоте: *а* – принципиальная, *б* – эквивалентная

сторону более низких частот. Чтобы эффект подъема усиления на нижних частотах был достаточно заметен, обычно берут R_ϕ в несколько раз больше R_a . На средних и верхних частотах сопротивление емкости C_ϕ настолько мало, что нагрузочным сопротивлением является только R_a .

На рис.5.11,*а* показана схема усилителя с высокочастотной коррекцией, дающая расширение полосы частот в область более высоких частот. В этой схеме последовательно с R_a включен корректирующий дроссель L_a . Он входит в состав параллельного колебательного контура, который также содержит паразитную емкость C_π и сопротивление R_a . Эквивалентная схема каскада изображена на рис.5.11,*б*.

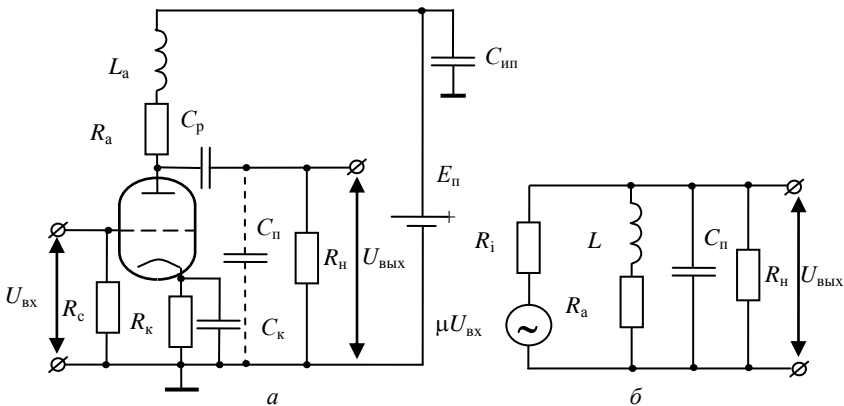


Рис.5.11. Схема широкополосного усилительного каскада с коррекцией по верхней частоте: *а* – принципиальная, *б* – эквивалентная

Колебательный контур $L_a R_a C_n$ является нагрузочным сопротивлением для лампы на верхних частотах. На какой-то достаточно высокой частоте в контуре возникает резонанс токов. Сопротивление контура при резонансе возрастает, и за счет этого увеличивается коэффициент усиления каскада. Чтобы контур имел резонансные свойства, сопротивление R_a приходится брать сравнительно небольшим (порядка единиц килоОм). Вследствие этого коэффициент усиления широкополосного усилителя получается значительно ниже, чем в обычных RC -усилителях. Форма амплитудно-частотной характеристики в области верхних частот зависит от добротности контура Q . На рис.5.12 представлена схема усилителя с низкочастотной и высокочастотной коррекцией, а на рис.5.13 – его частотная характеристика.

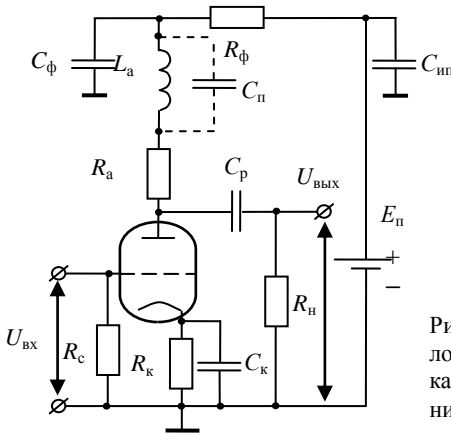


Рис.5.12. Схема широкополосного усилительного каскада с коррекцией АЧХ по низким и высоким частотам

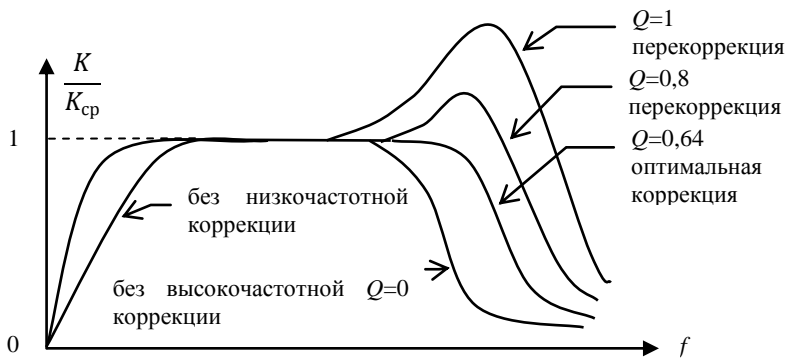


Рис.5.13. Форма АЧХ широкополосного усилителя с коррекцией в области нижних и верхних частот

5.3. Резонансный усилитель

Схема резонансного усилителя на пентоде показана на рис.5.13. Нагрузкой каскада является параллельный LC -контур. Следует иметь в виду, что параллельно контуру включены также паразитные емкости $C_{ак}+C_{м}+C_{н}$. Поэтому общая емкость контура $C^* = C+C_{ак}+C_{м}+C_{н}$. Импеданс контура Z имеет максимум на резонансной частоте f_0 . На рис.5.14 изображены резонансные кривые двух контуров, имеющих различные добротности Q . На резонансной частоте сопротивление контура является чисто активным. Поскольку усиление каскада тем больше, чем больше сопротивление его нагрузки, то частотная характеристика резонансного усилителя (рис.3.10,*a*) повторяет форму резонансной кривой контура (рис.5.14).

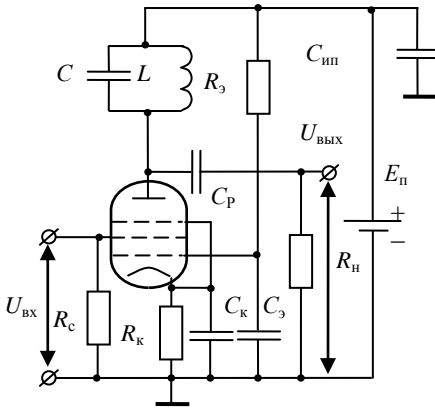


Рис.5.13. Схема резонансного усилительного каскада на пентоде

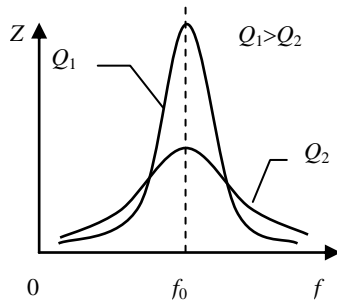


Рис.5.14. Резонансные кривые контуров с различной добротностью

5.4. Реостатный усилительный каскад с общим анодом

Принципиальная схема усилительного каскада с общим анодом (ОА) – катодного повторителя – приведена на рис.5.15,*a*, а его эквивалентная схема – на рис.5.15,*б*.

Рассмотрим основные свойства каскада с катодной нагрузкой на средних частотах. Из рис.5.15,*a* видно, что в любой момент времени $U_c = U_{вх} - U_{вых}$. При подаче на сетку лампы положительного напряжения анодный ток I_a увеличивается, а следовательно, увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_k , которое является выходным напряжением $U_{вых} = I_a R_k$. При уменьшении напряжения на входе лампы выходное напряжение уменьшается. Таким образом, выходное напряжение каскада с общим анодом находится в фазе с входным напряже-

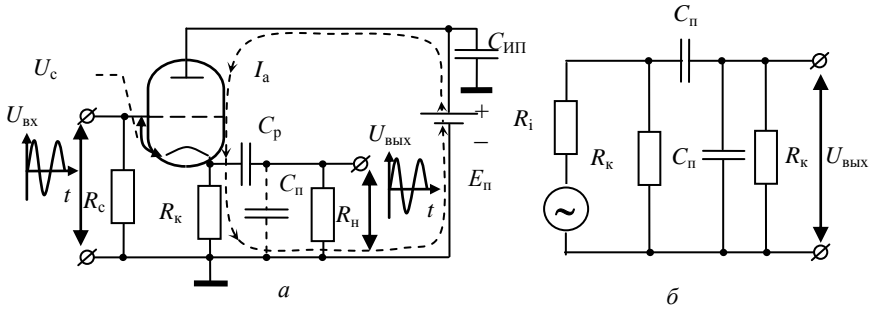


Рис.5.15. Схема широкополосного усилительного каскада с общим анодом: *а* – принципиальная, *б* – эквивалентная

нием. Анодный ток лампы управляется напряжением сетка–катод U_c . Напряжение U_c складывается из напряжения $U_{вх}$ и $U_{вых}$ так, как это показано на рис.5.16. Таким образом, в каскаде с катодной нагрузкой имеется стопроцентная отрицательная обратная связь по напряжению.

Все выходное напряжение является напряжением обратной связи $U_\beta = U_{вых}$ и $\beta = 1$. Формула для коэффициента усиления напряжения принимает следующий вид: $K_{U,OA} = \frac{K_U}{1+K_U}$, где K_U – коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Он равен $K_U = S_d R_k$, следовательно, на средних частотах $K_{U,OA} = \frac{S_d R_k}{1+S_d R_k}$,

где S_d – динамическая крутизна лампы. Таким образом, коэффициент усиления напряжения каскада с общим анодом всегда меньше единицы и приближается к единице с увеличением произведения $S_d R_k$. Каскад с катодной нагрузкой, у которого коэффициент усиления близок к единице, часто называют катодным повторителем, так как напряжение на его выходе по величине и фазе повторяет напряжение на входе.

Усилитель с катодной нагрузкой имеет большой коэффициент усиления тока, так как анодный ток, являющийся выходным, значительно превосходит ток сетки, который является входным. В соответствии с этим коэффициент усиления мощности каскада с ОА является также большим.

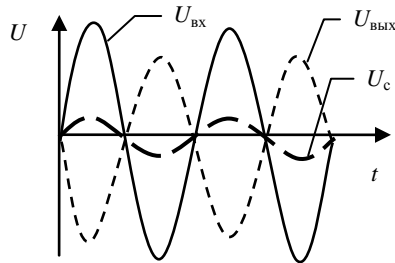


Рис.5.16. Действие отрицательной обратной связи в усилителе с общим анодом

Усилитель с общим анодом (катодной нагрузкой) имеет более высокое входное сопротивление и более низкое выходное сопротивление по сравнению с каскадом с общим катодом. Можно показать, что при $\mu \gg 1$ $R_{\text{вых}} \approx \frac{1}{S_d}$ и оказывается порядка сотен Ом.

Входное сопротивление у каскада с ОА значительно больше, чем у каскада с ОК. В схеме с ОК все напряжение $U_{\text{вх}}$ прикладывается ко входу лампы и напряжение $U_{\text{сн}} = U_{\text{вх}}$. В схеме с ОА напряжение $U_{\text{сн}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}}$ (с учетом фазы). Поэтому для одной и той же лампы при одинаковых входных напряжениях входной ток в схеме с ОА значительно меньше, чем в схеме с ОК. Так как $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}}$ и $I_{\text{вх,ОК}} \gg I_{\text{вх,ОА}}$, то $R_{\text{вх,ОА}} \gg R_{\text{вх,ОК}}$.

Катодный повторитель обладает более широкой полосой пропускания по сравнению с усилителем с ОК в области верхних частот. Как уже было сказано выше, снижение усиления на верхних частотах происходит вследствие шунтирования сопротивления нагрузки паразитными емкостями. Поскольку в усилителях с ОК и ОА паразитные емкости примерно одинаковы, а выходное сопротивление усилителя с ОА значительно меньше, чем усилителя с ОК, то и шунтирующее действие выходного сопротивления усилителя с ОА происходит на значительно больших частотах, чем для усилителя с ОК.

5.5. Реостатный усилительный каскад с общей сеткой

Принципиальная схема усилительного каскада с общей сеткой (ОС) показана на рис.5.17. Здесь входной сигнал подается на сопротивление $R_{\text{к}}$, включенное между катодом и сеткой лампы. Сопротивление $R_{\text{к}}$ используется для создания отрицательного смещения на сетку и не может быть большим ($R_{\text{к}} \ll R_{\text{а}}$). Поэтому входное сопротивление

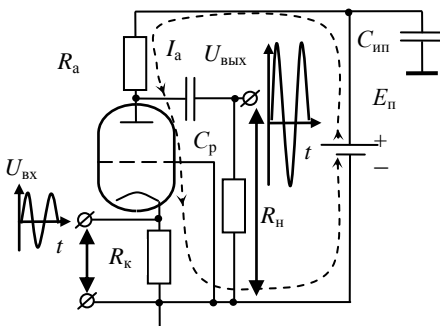


Рис.5.17. Схема реостатного усилительного каскада с общей сеткой

каскада невелико. При поступлении положительного периода входного напряжения $U_{\text{вх}}$ на катод на сетку попадает отрицательная полуволна этого напряжения и анодный ток уменьшается. Напряжение на аноде увеличивается, так как падение напряжения на $R_{\text{а}}$ при этом уменьшается ($U_{\text{а}} = E - IR_{\text{а}} - IR_{\text{к}}$). Переменная составляющая анодного тока $I_{\text{а}} = -S_d U_{\text{вх}}$. Оценка входного

сопротивления каскада дает: $R_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{а}}} = \frac{U_{\text{вх}}}{S_{\text{д}} U_{\text{вх}}} = \frac{1}{S_{\text{д}}}$. При $S_{\text{д}} = 5$ мА/В сопротивление $R_{\text{вх}} = 200$ Ом.

Коэффициент усиления напряжения на средних частотах $K_{\text{У,ОС}} = \frac{(1+\mu)R_{\text{а}}}{R_{\text{г}}+R_{\text{а}}}$. Так как обычно $\mu \gg 1$, то коэффициент усиления каскада с общей сеткой примерно такой же, как у каскада с общим катодом. Выходное сопротивление каскада с ОС $R_{\text{вых}} \approx R_{\text{а}}$, т.е. большое.

В усилителе с ОС имеется параллельная ООС по току. Действительно, при повышении входного напряжения и увеличении за счет этого потенциала катода анодный ток уменьшается и в соответствии с этим уменьшается падение напряжения на сопротивлении $R_{\text{к}}$. Таким образом, напряжение на $R_{\text{к}}$ увеличивается за счет входного сигнала и уменьшается за счет падения анодного тока, т.е. имеет место ООС.

Широкое применение нашли резонансные усилители с ОС, обладающие высокой устойчивостью работы.

5.6. Порядок выполнения работы

5.6.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схема установки приведена на рис.5.18. В ее комплект входит: лабораторный макет, включающий в себя исследуемые усилители и источник питания, генератор АКИП-3407/1, два вольтметра ВЗ-38А и осциллограф GDS-71022 (или аналогичные приборы). На передней панели лабораторного макета изображены схемы исследуемых усилителей: резонансный, широкополосный и три реостатных (RC) – ОК, ОС, ОА. Здесь же находятся ручки переключателей: “вид усилителя” – резонансный, широкополосный, RC (реостатный). Выбор вида RC-усилителя производится с помощью переключателя “RC-усилитель” – ОА, ОС, ОК. Выбор сопротивления нагрузки ($R_{\text{А}}$) любого RC-усилителя осуществляется переключателем “ $R_{\text{Н}}$, кОм” в пределах $0 \div 250$ кОм.



Рис.5.18. Блок-схема экспериментальной установки

В левой нижней части панели расположены две пары входных гнезд усилителей. Одна пара используется для подключения выхода генератора, т.е. для подачи входного напряжения, а вторая – для подключения вольтметра, измеряющего входное напряжение. В правой нижней части панели находится одна пара выходных гнезд для подключения вольтметра. Осциллограф подключается параллельно клеммам вольтметров, оборудованных специальными гнездами.

5.6.2. Методика выполнения работы

1. Переключатель “вид усилителя” поставить в положение *RC*

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

(реостатный). Переключатель “*RC*-усилители” поставить в положение ОК (общий катод). Переключателем “ R_n кОм” установить нагрузку усилителя R_a . Величину сопротивления R_a сообщает преподаватель.

2. С помощью соединительных кабелей подключить к входу усилителя генератор, вольтметр и вход 1-го осциллографа, а к выходу – вольтметр и вход 2-го осциллографа. На генераторе установить минимальное выходное напряжение. Входной вольтметр установить на предел 10 В, а выходной – на предел 100 В. В процессе работы пределы измерения вольтметров придется переключать. После проверки схемы преподавателем (или лаборантом) подать напряжения на все приборы.

3. Снять амплитудные характеристики (АХ): $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при частоте генератора $f = 1000$ Гц для двух сопротивлений R_a . Величины R_a сообщает преподаватель. Входное напряжение изменять в пределах $0 \div 10$ В с шагом 0,5 В. На одном листе построить оба графика АХ. Рассчитать коэффициенты усиления напряжения.

4. Снять амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) усилителей $U_{\text{вых}} = f(f)$ для двух выбранных значений R_a при $U_{\text{вх}} = \text{const}$. Напряжение $U_{\text{вх}}$ выбрать в пределах линейного участка АХ ($U_{\text{вх}} \approx 1$ В). При снятии АЧХ минимальная частота определяется наименьшей частотой используемого генератора (10 или 20 Гц). Удобно при каждом следующем измерении удваивать частоту. Например: 10 Гц; 20 Гц; 40 Гц; 80 Гц; 160 Гц; 320 Гц; 640 Гц; 1280 Гц; 2560 Гц; 5120 Гц; 10240 Гц и т.д. Измерения можно заканчивать, если на высокой частоте $U_{\text{вых}}$ уменьшится по сравнению с $U_{\text{вых}}$ на средней частоте не менее чем в два раза. Построить АЧХ на одном листе для двух выбранных значений R_a в полупологарифмическом масштабе. По вертикальной оси откладывать $U_{\text{вых}}$ в вольтах, по горизонтальной оси – $\lg f$. При этом оцифровка частот дается в Герцах (кГц, МГц), как это показано на рис.5.19.

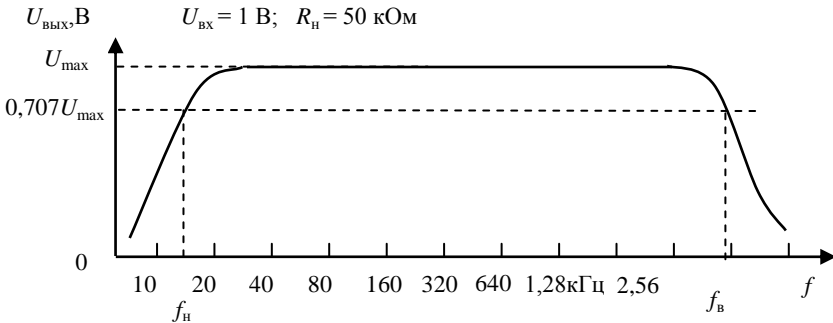


Рис.5.19. Пример построения графика АЧХ усилителя

По АЧХ определить f_n и f_v и полосу пропускания усилителя. На графиках указать также величины $U_{вх}$ и R_a . АЧХ можно построить также в координатах $K_U = f(lgf)$.

5. Переключатель “RC-усилители” поставить в положение ОС и снять АХ усилителя при двух выбранных ранее сопротивлениях R_a . Построить графики АХ $U_{вых} = f(U_{вх})$ на одном листе. Рассчитать коэффициенты усиления напряжения.

6. Снять АЧХ усилителя для выбранных R_a при $U_{вх} = \text{const}$, которое выбирается в пределах линейной части амплитудной характеристики ($U_{вх} \approx 1$ В). На одном листе построить графики АЧХ, как это было сказано в 4.

7. Включить усилитель с ОА и при выбранных сопротивлениях нагрузки снять АХ. Построить их графики на одном листе. Рассчитать коэффициенты усиления напряжения.

8. Снять АЧХ усилителя с ОА для двух выбранных сопротивлений нагрузки. Построить графики АЧХ.

9. Поставить переключатель “вид усилителя” в положение “широкополосный” и снять амплитудные и частотные характеристики широкополосного усилителя без коррекции и с коррекцией. Построить графики АХ и АЧХ.

10. Поставить переключатель “вид усилителя” в положение “резонансный”. Установить входное напряжение 0,1 В и, изменяя частоту генератора, найти резонансную частоту усилителя. Вольтметр, измеряющий $U_{вых}$, поставить на предел 100 В. При $U_{вх} = 0,1$ В снять АЧХ резонансного усилителя на триоде и пентоде. Частоту изменять так, чтобы на резонансной кривой АЧХ было достаточно большое число точек вблизи резонанса. Построить графики АЧХ на одном листе.

5.7. Контрольные вопросы

1. Конструкция и принцип действия электронно-вакуумных ламп триода и пентода.
2. Основные характеристики электронно-вакуумных ламп. Прходные и выходные характеристики. Крутизна проходной характеристики.
3. Принцип работы любого усилителя. Коэффициент усиления тока, напряжения и мощности.
4. Усилитель с общим катодом. Электрическая схема, принцип действия. Смещение рабочей точки по постоянному току (точки по-коя). Соотношение фаз входного и выходного сигналов. Амплитудная характеристика (АХ). Нелинейные искажения, коэффициент нелинейных искажений. Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ). Причины завалов АЧХ на нижних и верхних частотах. Коррекция АЧХ в области низких и высоких частот. Широкополосный усилитель.
5. Усилитель с общим анодом. Коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, соотношение фаз входного и выходного сигналов, АХ и АЧХ.
6. Усилитель с общей сеткой. Коэффициенты усиления напряжения, тока и мощности, соотношение фаз входного и выходного сигналов, АХ и АЧХ.
7. Резонансный усилитель. Схема включения. АЧХ.
8. Объяснить полученные результаты.

5.8. Список литературы

1. *Жеребцов И.П.* Радиотехника. М.: Связь, 1965. 656 с.
2. *Бонч-Бруевич А.М.* Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М.: Наука, 1966. 768 с.
3. *Молчанов А.П.* Курс электротехники и радиотехники. М.: Наука, 1976. 479 с.
4. *Усилители:* метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1997. 24 с.

Работа 6. ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

6.1. Основные параметры операционных усилителей

Операционный усилитель (ОУ) – это высококачественный усилитель постоянного напряжения, имеющий дифференциальный вход, несимметричный выход и обладающий высоким коэффициентом усиления напряжения (коэффициент усиления напряжения ОУ может составлять $K_U = 10^3 \div 10^6$). ОУ имеют высокое входное и низкое выходное сопротивление.

Варианты условных графических изображений операционных усилителей показаны на рис.6.1. ГОСТом рекомендован вариант *а*. Такое обозначение используется при оформлении технической документации. Первый вход, обозначенный кружком, называется инвертирующим, второй – неинвертирующим. Иногда эти входы обозначают символами “+” и “–”. ОУ может иметь дополнительные выводы для согласования с логическими схемами. В литературе по радиоэлектронике часто встречается вариант обозначения *б*. Этот вариант наиболее нагляден и удобен для анализа схем на ОУ.

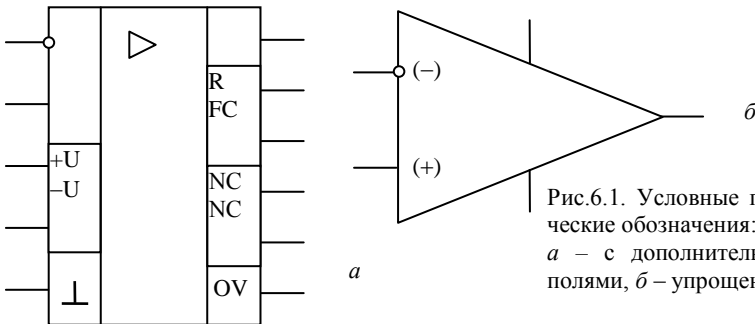


Рис.6.1. Условные графические обозначения:
а – с дополнительными полями, *б* – упрощенное

При разработке схем на ОУ следует учитывать некоторые правила:

1. Ввиду очень большого коэффициента усиления линейные устройства на ОУ (активные фильтры, усилители, сумматоры, интеграторы, дифференциаторы) могут работать только при наличии отрицательной обратной связи (ООС). ООС вводит операционный усилитель в линейный режим. Операционный усилитель с ООС работает таким образом, что между инвертирующим и неинвертирующим входами поддерживается почти нулевая разность потенциалов.

2. Ввиду очень высокого входного сопротивления ток через входы ОУ можно пренебречь. Выходное сопротивление идеального ОУ стремится к нулю.

Первое и второе правила существенно упрощают анализ и расчёт работы схем на ОУ.

Операционный усилитель имеет на входе дифференциальный каскад. Это означает, что ОУ усиливает только разностный сигнал $\Delta U = U_+ - U_-$, где U_+ – разность потенциалов между неинвертирующим входом и общим проводом, а U_- – разность потенциалов между инвертирующим входом и общим проводом.

Операционный усилитель передает и некоторую долю входного синфазного сигнала. Качество ОУ по этой характеристике принято оценивать коэффициентом ослабления синфазного сигнала. Он определяется как отношение напряжения синфазного сигнала, поданного на оба входа, к дифференциальному сигналу, который обеспечивает то же напряжение на выходе. $K_{ос.сф} = U_{вх.сф} / U_{вх.диф}$ при $U_{вых.сф} = U_{вых.диф}$.

Для питания схем обычно используются два источника напряжения, подключённые к микросхеме ОУ так, как показано на рис.6.2.

Правила 1 и 2 применяются для анализа работы линейных схем на идеальных ОУ. Для анализа работы нелинейных схем, например компараторов, они применимы не всегда. Формулы, полученные для схем на идеальных ОУ, для схем на реальных операционных усилителях могут оказаться приближёнными.

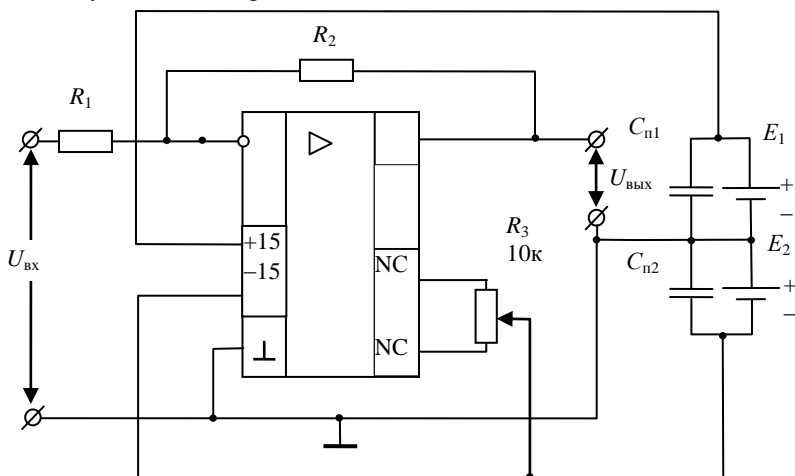


Рис.6.2. Схема включения ОУ

Для качественного анализа работы ОУ будем считать операционный усилитель идеальным. Идеальный усилитель имеет характеристики, отображённые в табл.6.1. Кроме перечисленных в ней параметров для описания реального ОУ нужно знать предельно допустимые параметры.

Таблица 6.1

Характеристики идеального и реального операционных усилителей

Характеристика	Идеальный ОУ	Реальный ОУ
Входное сопротивление	∞	100 кОм ÷ 10 ГОм
Выходное сопротивление	0	1 ÷ 100 Ом
Коэффициент усиления по напряжению	∞	$10^3 \div 10^6$
Коэффициент ослабления синфазного сигнала	∞	$10^3 \div 10^5$
Выходное напряжение при равенстве потенциалов на входах	0	0 ÷ 50 мВ
Максимальная скорость нарастания выходного сигнала	∞	0,005 ÷ 30 В/мкс
Максимальное выходное напряжение	∞	$U_{\text{пит}}$

6.2. Масштабные усилители

Рассмотрим работу масштабных усилителей, изображённых на рис.6.3. Каким образом отрицательная обратная связь выравняет потенциалы на инвертирующем и неинвертирующем входах? Обратим внимание на инвертирующий масштабный усилитель. Самое простое объяснение: напряжение на выходе ОУ, охваченного ООС и работающего в линейном режиме, имеет вполне определённое конечное значение.

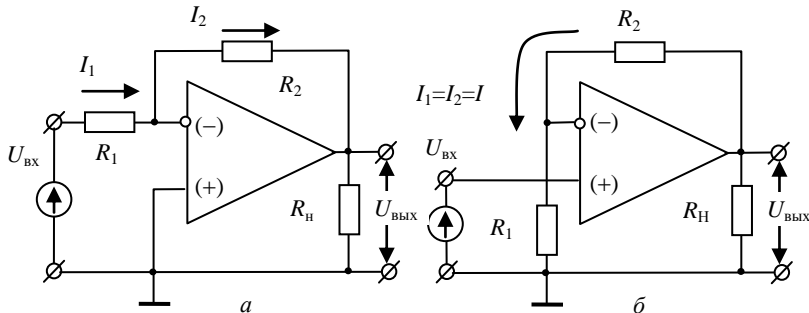


Рис.6.3. Масштабные усилители: а – инвертирующий, б – неинвертирующий

ние: $U_{\text{ВЫХ}} = A U_0$, где $U_{\text{ВЫХ}}$ – выходное напряжение, U_0 – напряжение между входами ОУ, A – коэффициент усиления ОУ. Ввиду того что $U_0 = U_{\text{ВЫХ}}/A$ и $A = \infty$, напряжение между входами $U_0 = 0$. Таким образом, мы доказали правило 1.

Поскольку потенциалы входов “–” и “+” одинаковы (правило 1), напряжение $U_{\text{ВХ}}$ приложено к сопротивлению R_1 . Тогда входной ток $I_1 = U_{\text{ВХ}}/R_1$. Из аналогичных соображений выходной ток $I_2 = -U_{\text{ВЫХ}}/R_2$. Воспользуемся правилом 2, из которого следует, что $I_1 = I_2$, и получим простое выражение для коэффициента усиления напряжения масштабного инвертирующего усилителя: $K_U = -U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = -R_2/R_1$.

Рассмотрим теперь схему неинвертирующего масштабного усилителя. Как и предыдущая, эта схема имеет отрицательную обратную связь. Следовательно, напряжение на резисторе R_1 равно $U_{\text{ВХ}}$. Вспомним о правиле 2 и рассмотрим делитель $R_1 R_2$. Ввиду того что входной ток ОУ равен нулю, напряжение на резисторе R_1 составляет $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} R_1 / (R_1 + R_2)$, а коэффициент усиления напряжения данного масштабного усилителя $K_U = 1 + R_2/R_1$.

6.3. Повторитель и сумматор

На базе рассмотренных двух схем можно собрать инвертор, повторитель, сумматор и некоторые другие схемы. В схеме повторителя напряжения (рис.6.4,а) входное напряжение $U_{\text{ВХ}}$ подается непосредственно на неинвертирующий вход ОУ. Так как напряжение между входами “+” и “–” равно нулю, то $U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}}$. При этом входное и выходное напряжения совпадают не только по величине, но и по знаку. Коэффициент усиления $K_U = U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = 1$. Полное входное сопро-

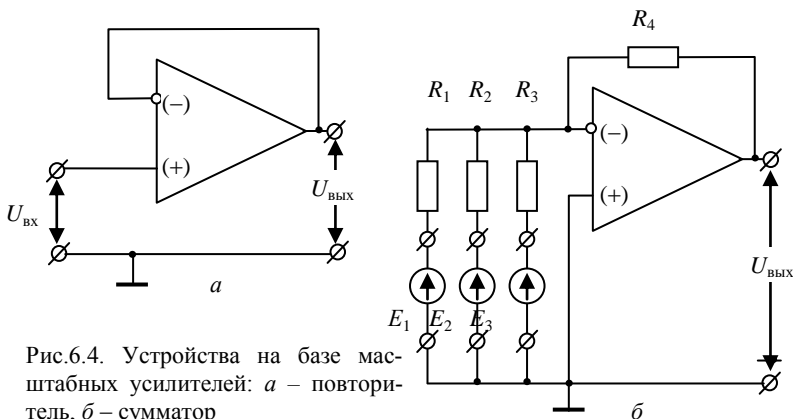


Рис.6.4. Устройства на базе масштабных усилителей: а – повторитель, б – сумматор

тивление схемы со стороны входа “+” очень велико. Поэтому напряжение на выходе изолировано от входного напряжения.

Остановимся на сумматоре (рис.6.4,б). Пусть ко входам сумматора подключены источники ЭДС E_1 , E_2 и E_3 . Токи через входные резисторы будут соответственно равны: $I_1 = E_1/R_1$, $I_2 = E_2/R_2$ и $I_3 = E_3/R_3$. Ток через резистор обратной связи будет равен сумме токов $I = I_1 + I_2 + I_3 = E_1/R_1 + E_2/R_2 + E_3/R_3$. Напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}} = -IR_4$, следовательно, $U_{\text{ВЫХ}} = -(E_1/R_1 + E_2/R_2 + E_3/R_3) \cdot R_4$. В случае равенства номиналов резисторов $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}} = -(E_1 + E_2 + E_3)$.

6.4. Дифференциатор и интегратор

На рис.6.5 изображён дифференциатор. Пусть на его вход подано напряжение $U_{\text{ВХ}}$. Разность потенциалов между входами ОУ, охваченного ООС, равна нулю – значит, напряжение на конденсаторе $U_c = U_{\text{ВХ}}$. Ток через конденсатор $I = \frac{dq}{dt} = \frac{d(U_{\text{ВХ}}C)}{dt} = -\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R}$ или $U_{\text{ВЫХ}} = -RC \frac{dU_{\text{ВХ}}}{dt}$, т.е. такое устройство выполняет операцию дифференцирования. Если на вход дифференциатора подать периодический сигнал прямоугольной формы, то на выходе получим последовательность острых импульсов чередующихся полярностей (рис.6.6). В случае идеальных компонентов цепи и вертикальных фронтов импульсов должна получиться последовательность δ -функций.

Обратимся к схеме интегратора (рис.6.7). Следует заметить, что в данной схеме ток обратной связи – это ток зарядки конденсатора. Легко получить выражение $I_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{R} = I_c = -\frac{dq}{dt} = -\frac{d(U_{\text{ВЫХ}}C)}{dt}$, из которого следует, что $U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{1}{RC} \int U_{\text{ВХ}}(t)dt$. Значит, подобное устройство выполняет операцию интегрирования. Если в момент $t_0 = 0$ конденсатор C был разряжен и $U_{\text{ВЫХ}}(t_0) = 0$, то справедливо выражение $U_{\text{ВЫХ}}(t) =$

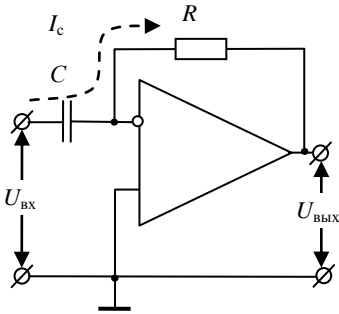


Рис.6.5. Дифференциатор

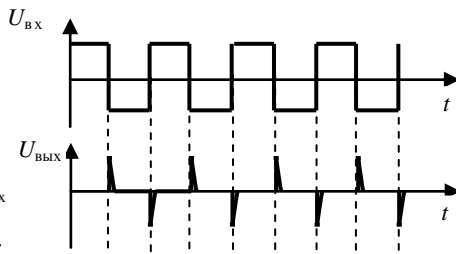


Рис.6.6. Напряжение на входе и выходе дифференциатора

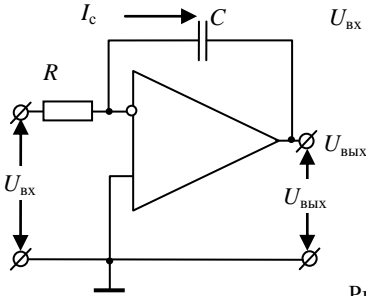


Рис.6.7. Интегратор

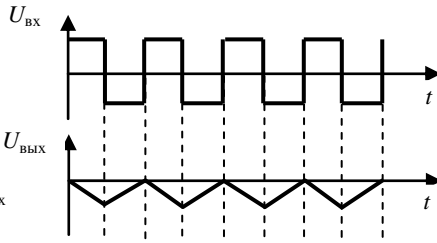


Рис.6.8. Напряжение на входе и выходе интегратора

$-\frac{1}{RC} \int_0^t U_{\text{вх}}(t) dt$. Если на вход интегратора подать постоянное напряжение $U_{\text{вх}} = \text{const}$, то $U_{\text{вых}}(t) = -\frac{t}{RC} U_{\text{вх}}$.

На рис.6.8 изображён сигнал на выходе интегратора при поступлении на его вход периодического сигнала прямоугольной формы со скважностью 2 (меандр) с нулевой постоянной составляющей. Такой сигнал называется треугольным – это одна из разновидностей линейно изменяющегося напряжения. Если входной сигнал будет содержать постоянную составляющую, то она также внесёт вклад в выходной сигнал в виде линейно растущего напряжения. Напряжение в реальном ОУ будет линейно расти не до бесконечности, а примерно до напряжения питания. Тогда усилитель выйдет из линейного режима и перейдёт в режим насыщения.

Можно заметить, что, чем больше скорость изменения сигнала на входе дифференциатора и чем больше производная от этого сигнала, тем больше амплитуда выходного сигнала. Более высокие скорости изменения входного напряжения отвечают более высоким частотам, т.е. дифференциатор – фильтр верхних частот. Интегратор, напротив, является фильтром нижних частот. На выходе реального операционного усилителя, в отличие от идеального, даже при замкнутых входах (когда $\Delta U_{\text{вх}} = 0$) обязательно присутствует небольшое напряжение. Это напряжение, поделённое на коэффициент усиления напряжения ОУ, называется напряжением смещения и показывает, какой источник ЭДС нужно подключить между входами усилителя, чтобы получить ноль на выходе. Напряжение смещения, поданное на дифференциальный вход ОУ, а также выходное напряжение ОУ подвержены дрейфу и нестабильны. Эти факты нарушают правильную работу интегратора – конденсатор может постепенно зарядиться до напряжения питания. Тогда операционный усилитель выйдет из линейного режима, т.е. перейдёт в режим насыщения, и интегратор работать не будет. Во избежание это-

го, конденсатор либо периодически разряжают, либо шунтируют резистором.

6.5. Операционный усилитель К140УД708

До сих пор мы рассматривали операционный усилитель как некий чёрный ящик, к тому же обладающий идеальными, недостижимыми на практике свойствами. Давайте заглянем внутрь этого интересного прибора. Сразу скажем, что, спилив крышку корпуса микросхемы операционного усилителя, мы обнаружим кристалл кремния и несколько тонких проводников. Разглядеть отдельные транзисторы, резисторы и конденсаторы нам не удастся. Когда мы говорим, что заглядываем внутрь, мы исследуем принципиальную схему аналогичного ОУ, собранного на дискретных элементах, – модель реального операционного усилителя. Далеко не все физические процессы, происходящие в микросхемах, могут быть смоделированы таким способом. Рассмотрим несколько упрощённую схему операционного усилителя К140УД708, использованного в данной лабораторной работе. Эта схема представлена на рис. 6.9. На схеме не показаны цепи защиты и некоторые второстепенные элементы. На входе ОУ установлен каскодный дифференциальный каскад на транзисторах VT1–VT7. К его высокоомному выходу подключён усилительный каскад, выполненный по

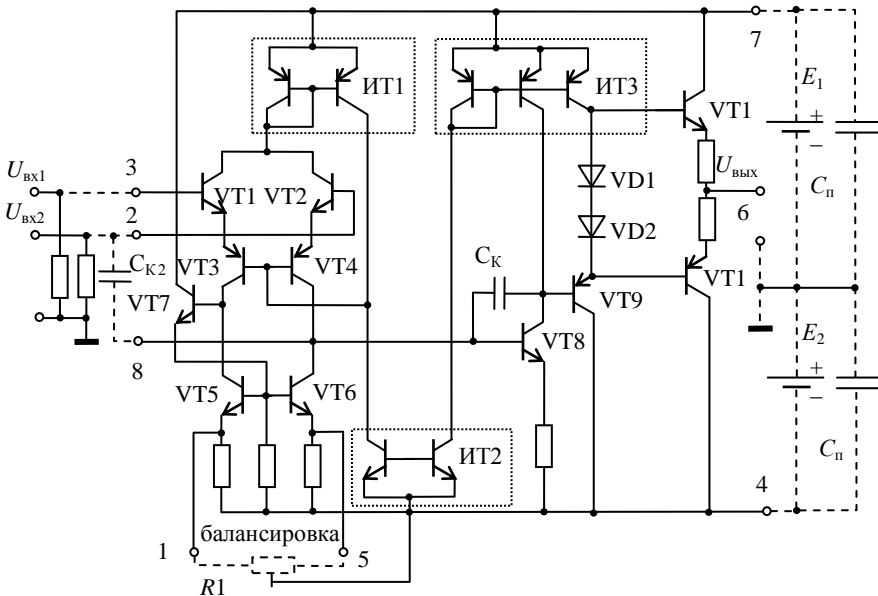


Рис. 6.9. Упрощенная принципиальная схема ОУ KP140УД708

схеме с ОЭ на транзисторе VT8. На транзисторах VT10, VT11 выполнен усилитель мощности. Для увеличения сопротивления нагрузки каскада на транзисторе VT8 в цепь его коллектора включен управляемый источник тока ИТ3, а выходной каскад подключен через дополнительный эмиттерный повторитель, собранный на транзисторе VT9 с высокоомной динамической нагрузкой ИТ3. Управляемые источники тока ИТ1, ИТ2, ИТ3 взаимосвязаны, и выходной ток одного из них является входным током другого. Благодаря этому обеспечивается высокая температурная и временная стабильность ОУ. Усилитель имеет встроенную частотную коррекцию, выполненную с помощью конденсатора C_k . Конденсатор создаёт отрицательную обратную связь в каскаде на транзисторе VT8. Так как ёмкостное сопротивление конденсатора уменьшается с повышением частоты, то глубина ООС повышается, а коэффициент усиления падает. В табл.6.2 приведены основные характеристики микросхемы КР140УД708.

Таблица 6.2

Основные характеристики микросхемы КР140УД708

Коэффициент усиления	$K_U=5 \cdot 10^4$
Напряжение смещения нуля	$U_{см}=4$ мВ
Верхняя частота усиления	$F=0,8$ МГц
Входное сопротивление	$R_{вх}=0,4$ МОм
Входные токи	$I_{вх}=0,2$ мкА
Разность входных токов	$\Delta I_{вх}=0,05$ мкА
Максимальное напряжение на выходе	$U_{вых.мах}=10,5$ В
Минимальное сопротивление нагрузки	$R_{н.мин}=2$ кОм
Напряжение питания	$U_{пит}=\pm 15$ В
Потребляемый ток	$I_{п}=2,8$ мА

6.6. Порядок выполнения работы

6.6.1. Блок-схема экспериментальной установки

В комплект экспериментальной установки входят: макет лабораторной работы, генератор АКПП-3407/1, два вольтметра ВЗ-38А, вольтметр GDM-8245 и осциллограф GDS-71022 (или аналогичные приборы). Внутри макета смонтирован блок питания, инвертирующий и неинвертирующий масштабные усилители, повторитель напряжения, инвертирующий сумматор напряжения, дифференциатор и интегратор. Могут быть использованы другие макеты с аналогичными характеристиками. Изображение передней панели лабораторного макета представлено на рис.6.10.

6.6.2. Методика выполнения работы

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производится после проверки схемы преподавателем или инженером.

Перед выполнением работы необходимо ознакомиться с настоящим методическим описанием лабораторной работы, макетом и измерительными приборами. **Внимание! номиналы резисторов и конденсаторов по состоянию на 19.10.2012 указаны на рис.6.10.**

1. Включить тумблер “сеть”. Снять амплитудную характеристику (АХ) неинвертирующего усилителя для двух полярностей входного напряжения при двух сопротивлениях в цепи обратной связи (ОС): $R_{OC} = 100 \text{ кОм}$ и $R_{OC} = 100 \text{ кОм} || 10 \text{ кОм}$. Резистор 10 кОм подключается с помощью тумблера T_5 . Тумблер T_6 установить в положение 1 (вверх). Полярность входного напряжения (+,-) устанавливается тумблером T_4 . Постоянное входное напряжение следует изменять с помощью “Регулятора постоянного напряжения”. В табл.6.3 приведены значения входных напряжений, соответствующих различным положениям переключателя (рекомендуется проверить с помощью вольтметра).

Таблица 6.3

Положение переключателя	$U_{вх}$, В
0	0
1	0,30
2	0,62
3	0,95
4	1,28
5	1,59
6	1,90
7	2,19
8	2,50
9	2,82
10	3,10

Выходное напряжение измерять вольтметром постоянного тока. Построить амплитудные характеристики для двух сопротивлений в цепи ОС. Определить коэффициент усиления напряжения. Рассчитать коэффициенты усиления неинвертирующего усилителя для двух сопротивлений в цепи ОС и сравнить их с полученными экспериментально.

2. Аналогичным образом снять и построить АХ для повторителя напряжения. Из АХ определить коэффициенты усиления и сравнить с расчетными.

3. Снять АХ неинвертирующего усилителя на переменном токе с частотой 1000 Гц для двух сопротивлений в цепи ОС. Для этого тумблер T_6 установить в положение 2. Входной сигнал подавать на гнезда “Вход”, изменяя его в пределах $0 \div 2,5$ В через 0,25 В. Входное и выходное напряжения измерять вольтметром переменного тока. Построить амплитудные характеристики, определить из них коэффициенты усиления напряжения и сравнить их с расчетными.

4. Снять АХ инвертирующего усилителя на переменном токе с частотой 1000 Гц. Для двух сопротивлений в цепи ОС построить графики АХ, определить коэффициенты усиления напряжения и сравнить их с расчетными. Входное напряжение изменять в пределах $0 \div 2,5$ В, через 0,25 В.

5. Снять амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) инвертирующего усилителя при двух сопротивлениях в цепи ОС. При снятии зависимости $U_{\text{вых}} = f(f)$ минимальная частота определяется наименьшей частотой используемого генератора (10 или 20 Гц). Удобно при каждом следующем измерении примерно удваивать частоту. Например: 10 Гц; 20 Гц; 40 Гц; 80 Гц; 160 Гц; 320 Гц; 640 Гц; 1280 Гц; 2500 Гц; 5000 Гц; 10000 Гц и т.д. Измерения можно заканчивать, если на высокой частоте $U_{\text{вых}}$ уменьшится по сравнению с $U_{\text{вых}}$ на средней частоте не менее чем в два раза.

По результатам исследований построить АЧХ, т.е. зависимости коэффициента усиления напряжения $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ от частоты. АЧХ следует построить в полулогарифмическом масштабе. По вертикальной оси откладывать K_U в линейном масштабе, по горизонтальной оси – f в нелинейном (увеличивая величину частоты по закону логарифма с основанием 2). При этом оцифровка частот дается в Герцах (кГц, МГц), как это показано на рис.6.11. По АЧХ определить f_H и f_V и полосу пропускания усилителя $\Delta f = f_V - f_H$ на уровне -3 дБ (0,707 от $U_{\text{вых}}$ на частоте 1000 Гц). В подрисуночной подписи указать: величину $U_{\text{вх}}$, величину сопротивления в цепи обратной связи $R_{\text{ос}}$ (для каждого графика) – см. пример на рис.6.11. Для частоты $f = 0$ Гц значение K_U взять из опыта на постоянном токе и нанести точку на график. Дополнительно записать величину K_U , рассчитанную по формуле и определенную экспериментально.

6. Снять АХ повторителя напряжения на частоте 1000 Гц, изменяя входное напряжение от 0 до 10 В через 1 В. Построить график АХ и определить коэффициент усиления напряжения.

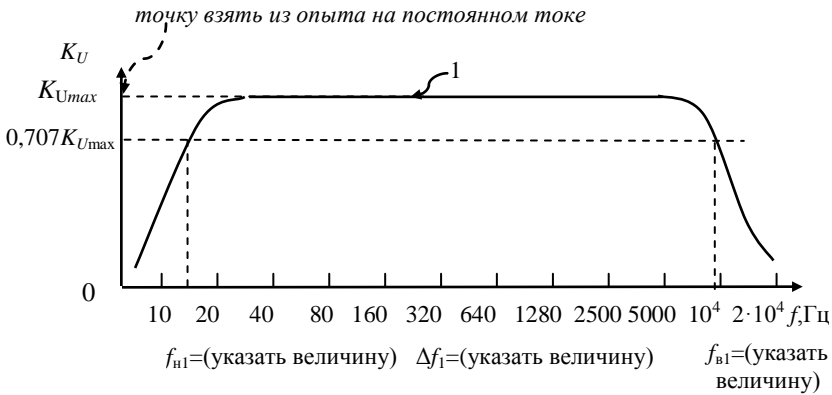


Рис. (указать номер рисунка). АЧХ неинвертирующего усилителя. $U_{вх} = 0,2 \text{ В}$; график 1: $R_{oc} = 100 \text{ кОм}$; $K_U =$ (рассчитанная по формуле); $K_U =$ (определенная из графика 1); график 2: $R_{oc} = 100 \text{ кОм} \parallel 10 \text{ кОм}$; $K_U =$ (рассчитанная по формуле); $K_U =$ (определенная из графика 2)

Рис.6.11. Пример построения графика АЧХ усилителя и пример подрисочной подписи. График 2 на рисунке не показан, но в отчете должен

7. Снять АЧХ повторителя напряжения при $U_{вх} = 5 \text{ В}$. Частоту входного сигнала изменять, как это указано в п. 5. Измерения можно заканчивать, если на высокой частоте $U_{вых}$ уменьшится по сравнению с $U_{вых}$ на частоте 1000 Гц не менее чем в два раза.

Построить графики АЧХ. Определить полосу пропускания повторителя на уровне -3 дБ ($0,707$ от $U_{вых}$ на частоте 1000 Гц).

8. Исследовать инвертирующий сумматор напряжения. Вольтметром переменного тока измерить ЭДС E_1 , E_2 и E_3 . После этого вольтметр подключить к выходу сумматора и измерить выходное напряжение при $R_{oc} = 50 \text{ кОм}$ для трех случаев:

1) на вход сумматора подана только ЭДС E_1 (тумблеры T_1 и T_2 выключены),

2) на вход подаются E_1 и E_2 (тумблер T_1 включен, а T_2 выключен),

3) на вход подаются E_1 , E_2 и E_3 (тумблеры T_1 и T_2 включены).

Рассчитать выходные напряжения и сравнить их с экспериментальными.

Провести подобные измерения и расчеты при сопротивлении $R_{oc} = 50 \text{ кОм} \parallel 11 \text{ кОм}$.

9. Исследовать дифференциатор. Для этого на его вход от генератора подать прямоугольное напряжение с размахом $0,1 \text{ В}$. Напряжение с генератора (со входа дифференциатора) подать на вход 1-го осцилло-

графа, а с выхода дифференциатора – на вход 2-го осциллографа. Зарисовать сигналы на входе и выходе дифференциатора. Объяснить работу дифференциатора.

10. Исследовать интегратор. На вход интегратора подать от генератора напряжение прямоугольной формы с размахом 10 В. Входное и выходное напряжения пронаблюдать и зарисовать с экрана осциллографа. Объяснить работу интегратора.

В процессе эксплуатации макетов номиналы радиодеталей могут быть изменены.

6.7. Контрольные вопросы

1. Применение многокаскадных усилителей для увеличения коэффициентов усиления тока, напряжения и мощности. Связь между отдельными усилительными каскадами: непосредственная (гальваническая), емкостная и трансформаторная.

2. Операционный усилитель (ОУ): идеальный и реальный. Основные характеристики и параметры. Графическое изображение ОУ в схемах.

3. Отрицательная обратная связь в усилителях.

4. Подача напряжений питания на микросхему.

5. Повторители напряжения инвертирующие и неинвертирующие. Схемы. Принцип действия.

6. Масштабные усилители инвертирующие и неинвертирующие. Схемы. Расчет коэффициентов усиления напряжения. АХ и АЧХ.

7. Сумматоры. Схема. Принцип действия.

8. Дифференциатор. Схема. Принцип действия. Временные диаграммы входного и выходного сигналов.

9. Интегратор. Схема. Принцип действия. Временные диаграммы входного и выходного сигналов.

10. Объяснить полученные в работе результаты.

6.8. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.

2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.

3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.

4. *Операционные усилители: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, А.А.Федоренко; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2000. 16 с.*

Работа 7. ИССЛЕДОВАНИЕ LC -АВТОГЕНЕРАТОРОВ

7.1. LC -генератор электромагнитных колебаний

Генератором электромагнитных колебаний (далее – генератор) называется устройство для получения электромагнитных колебаний требуемого вида. В настоящей работе будут рассмотрены только генераторы, преобразующие энергию постоянного тока в энергию гармонических колебаний. В аналоговых схемах часто используют LC -генераторы, содержащие параллельный колебательный контур.

На рис.7.1 изображена схема для исследования затухающих электрических колебаний в параллельном колебательном контуре. При замыкании ключа K конденсатор C заряжается до напряжения источника питания $U_{\text{п}}$, затем ключ размыкается, в LC колебательном контуре возникает ток перезаряда конденсатора через катушку индуктивности L и на экране осциллографа наблюдается картина затухающих колебаний напряжения на обкладках конденсатора C . Основными источниками потерь энергии в контуре являются: омический разогрев проводов, излучение энергии и потери на входном сопротивлении осциллографа. Для поддержания незатухающих колебаний эти потери необ-

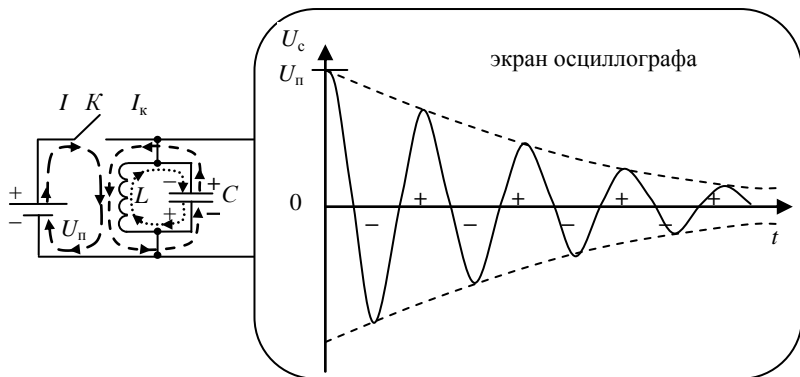


Рис.7.1. Схема колебаний в параллельном LC -контуре

ходимо скомпенсировать за счет периодического поступления энергии от источника питания. С этой целью в положительные полупериоды колебаний необходимо замыкать ключ K , при этом ток от внешнего источника I и ток перезарядки конденсатора $I_{\text{к}}$ текут через катушку в одном направлении и энергия в контуре увеличивается. В отрицательные полупериоды ключ необходимо размыкать. В реальных LC -генераторах механический ключ заменяется электронным, например

транзисторным усилителем. Для управления усилителем используется цепь обратной связи, которая в нужные промежутки времени открывает транзистор и пропускает ток источника питания через колебательный контур.

7.2. Конструкция и принцип действия генератора с трансформаторной обратной связью

Для того чтобы в колебательном контуре генератора происходили колебания высокой частоты, необходимо подавать на базу биполярного транзистора соответствующее напряжение возбуждения U_6 . По способу возбуждения колебаний генераторы делятся на генераторы с независимым (внешним) возбуждением и автогенераторы.

В генераторах с независимым возбуждением напряжение U_6 подается от постороннего источника ЭДС высокой частоты. В принципе генератор с независимым возбуждением является резонансным усилителем колебаний.

В генераторах с самовозбуждением (автогенераторах) напряжением возбуждения служит часть напряжения, снимаемая с колебательного контура самого генератора и подводимая к базе биполярного транзистора с помощью специальной цепи обратной связи. Только наличие обратной связи создает возможность для возбуждения в схеме устойчивых колебаний без воздействия внешнего источника. На рис.7.2 приведена схема автогенератора с индуктивной (трансформаторной) обратной связью.

В этой схеме E_k служат для создания коллекторного питания, а E_6 – для создания смещения на базе транзистора (относительно эмиттера). Все источники питания шунтированы конденсаторами для уменьшения их сопротивления переменному току.

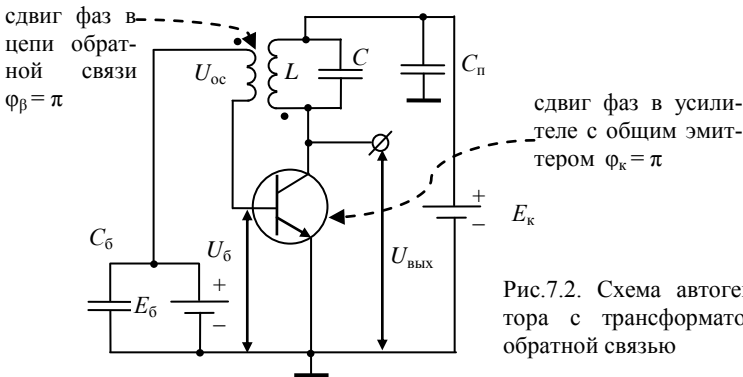


Рис.7.2. Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью

7.3. Условия самовозбуждения генератора

Возникновение колебаний в автогенераторе можно представить следующим образом. В момент включения схемы во всех цепях генератора проходят кратковременные импульсы токов, заряжающих емкости схемы. Одиночный импульс образует сплошной спектр колебаний, одно из которых обязательно совпадет с собственной частотой колебательной системы генератора. В контуре возникнут колебания с частотой, зависящей от параметров L и C (ударное возбуждение). По цепи обратной связи напряжение данной частоты поступит на базу биполярного транзистора. Под действием этого напряжения коллекторный ток транзистора будет изменяться с той же частотой. Переменная составляющая этого тока, проходя через контур, будет усиливать возникшие в нем колебания. Амплитуда колебаний будет нарастать до тех пор, пока энергия, вносимая в контур, не сравняется с энергией потерь. После этого в схеме установятся колебания с постоянной амплитудой.

Процесс возникновения колебаний в автогенераторе называется самовозбуждением. Для получения в контуре незатухающих колебаний необходимо выполнение условий самовозбуждения. Представим автогенератор как генератор с внешним возбуждением, вход и выход которого соединены линией обратной связи. Выше говорилось, что генератор с внешним возбуждением является усилителем. Тогда автогенератор можно представить в виде схемы, изображенной на рис.7.3.

Применим к данной схеме теорию усилителей с обратной связью. Коэффициент усиления усилителя с обратной связью $\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}}$, где \dot{K} – комплексный коэффициент усиления усилителя без обратной связи, $\dot{\beta}$ – комплексный коэффициент обратной связи. Если на некоторой



Рис.7.3. Представление генератора в виде усилителя с обратной связью

частоте ω произведение $\dot{K}\dot{\beta}$ – действительное положительное число, то при $\dot{K}\dot{\beta} \rightarrow 1$ будет происходить неограниченное увеличение \dot{K}_{oc} . Для усилителя с обратной связью равенство $\dot{K}\dot{\beta} = 1$, выполняемое на соответствующей частоте, определяет амплитуду незатухающих колебаний, возникающих в усилителе, превращающемся в этом случае в генератор незатухающих колебаний. Любое слабое возмущение на входе

системы (рис.7.3) начнет циркулировать по кольцу, его амплитуда увеличивается в усилителе и убывает в цепи обратной связи. Если коэффициент передачи при этом движении по кольцу по модулю больше единицы, то колебания будут нарастать, а если меньше единицы – будут убывать.

Для того чтобы в кольце существовали незатухающие колебания, на вход системы из цепи обратной связи должен поступать сигнал, амплитуда и фаза которого совпадают с амплитудой и фазой сигнала на входе, вызвавшего распространение колебаний по кольцу обратной связи (положительная обратная связь). Это может иметь место только в том случае, когда коэффициент передачи по разомкнутому кольцу в виде последовательного соединения “усилитель + система обратной связи” (рис.7.4) $K_{\text{кос}} = 1$. $K_{\text{кос}} = K\beta = K\beta e^{j\varphi_K} e^{j\varphi_\beta} = 1$ или $K_{\text{кос}} = K\beta e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = 1$. Это уравнение распадается на два:

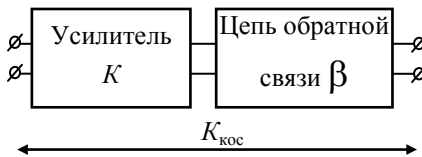


Рис.7.4. Последовательное соединение “усилитель + система обратной связи”

- 1) $K\beta = 1$ – условие баланса амплитуд,
- 2) $\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$ – условие баланса фаз. Здесь $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

Условия 1 и 2 являются условиями существования стационарных (установившихся) колебаний в кольце обратной связи. Из условия баланса амплитуд можно определить амплитуду установившихся колебаний при выбранном значении коэффициента обратной связи β . Ответ на вопросы, как нужно выбирать коэффициент β и как этот выбор влияет на амплитуду колебаний в схеме, можно получить из колебательных характеристик генератора. Для их построения воспользуемся представлением автогенератора в виде генератора с независимым возбуждением, вход и выход которого соединены цепью обратной связи (рис.7.3). Теперь разорвем обратную связь. Тогда получим генератор с внешним возбуждением.

Рассмотрим генератор на биполярном транзисторе. Пусть на базе имеется переменное напряжение $U_б$. В коллекторной цепи транзистора будет протекать ток, первая гармоника которого $I_k = h_{213} I_б$. Здесь h_{213} – коэффициент усиления тока базы в схеме с общим эмиттером. На контуре появится напряжение $U_k = I_k R_{\text{экв}}$, здесь $R_{\text{экв}} = \frac{L}{RC}$ – сопротивление контура на резонансной частоте, а R – омическое сопротивление контура. В первом приближении $I_б$ пропорционально $U_б$. Тогда $I_k = f(U_б)$ и $U_k = f(U_б)$.

В генераторах на биполярном транзисторе учитывается только ток первой гармоники I_k и, соответственно, падение напряжения на контуре только за счет этих гармоник, так как для всех остальных гармоник сопротивление контура очень мало. Зависимость первой гармоники коллекторного тока генератора или напряжения на контуре за счет этих гармоник в генераторе с разомкнутой цепью обратной связи от напряжения возбуждения U_{δ} , снятая при постоянном смещении на базе E_{δ} , называется колебательной характеристикой.

Рассмотрим теперь транзисторный автогенератор. Прходная характеристика кремниевого транзистора $I_k = f(U_{\delta})$, включенного по схеме с общим эмиттером, представлена на рис.7.5. При напряжении смещения $E_{\delta} = 0,6$ В (рабочая точка А) первоначальное увеличение переменного напряжения на базе приводит к пропорциональному увеличению коллекторного тока, так как транзистор работает на линейном участке характеристики. При дальнейшем увеличении сигнала на входе транзистора форма импульсов коллекторного тока сначала искажается, а затем ограничивается из-за верхнего и нижнего загибов проходной характеристики. Поэтому колебательная характеристика $U_k = f(U_{\delta})$ будет линейной при малых и нелинейной при больших амплитудах U_{δ} (кривая 1 на рис.7.6).

При работе с малым напряжением смещения (рабочая точка В, рис.7.5) колебательная характеристика $U_k = f(U_{\delta})$ будет иметь S-

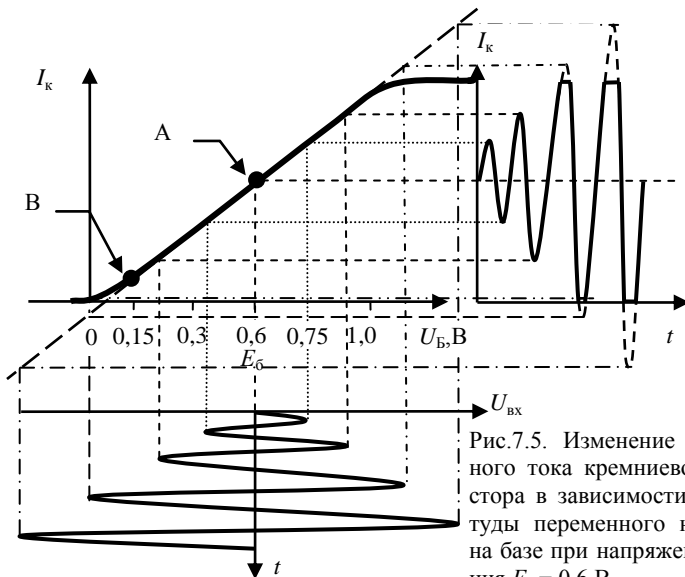


Рис.7.5. Изменение коллекторного тока кремниевого транзистора в зависимости от амплитуды переменного напряжения на базе при напряжении смещения $E_{\delta} = 0,6$ В

образную форму (кривая 2, рис.7.6).

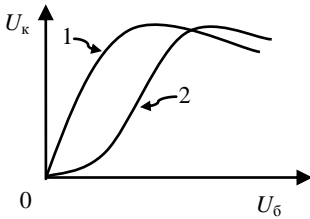


Рис.7.6. Колебательные характеристики при различных напряжениях смещения:
1 – $E_б = 0,6$ В, 2 – $E_б = 0,15$ В

Теперь замкнем цепь обратной связи, т.е. перейдем от усилителя или генератора с независимым возбуждением к автогенератору. Колебательные характеристики при этом останутся прежними. В генераторе с самовозбуждением величина переменного напряжения, подаваемого на базу транзистора, зависит от коэффициента обратной связи: $U_б = \beta U_к$. Можно также записать $U_{вх} = \beta U_{вых}$, так как $U_б$ есть входное напряжение, а $U_к$ – выходное. При заданных β и K величина напряжения возбуждения зависит от величины выходного напряжения $U_к$ и эта зависимость выражается прямой линией. На рис.7.7 в увеличенном масштабе изображены колебательная характеристика, ранее показанная на рис.7.6 (кривая 1), и семейство прямых обратной связи, построенных для различных β , причем $\beta_1 < \beta_2 < \beta_3 < \beta_4$.

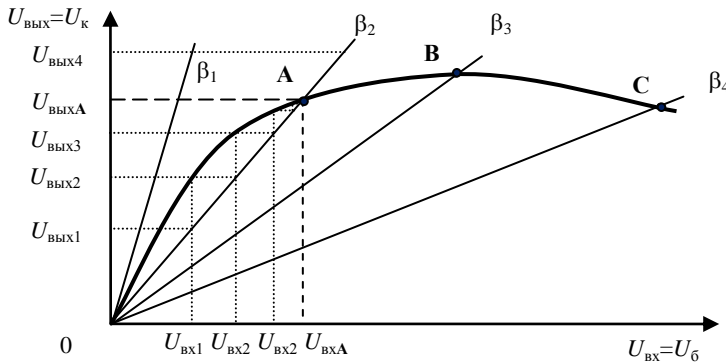


Рис.7.7. Колебательная характеристика и семейство прямых обратной связи при мягком режиме возбуждения генератора

Пусть коэффициент обратной связи равен β_2 . Предположим, что при включении генератора в контуре возникнут слабые колебания $U_{вых1}$, которые благодаря обратной связи создадут на входе напряжение $U_{вх1}$. Напряжение $U_{вх1}$, усилившись, даст на выходе напряжение $U_{вых2}$. За счет обратной связи на входе появится напряжение $U_{вх2} > U_{вх1}$. Напряжение $U_{вх2}$ после усиления даст на выходе напряжение $U_{вых3}$.

Таким образом, колебания будут нарастать до тех пор, пока система не придет в состояние, соответствующее точке А, т.е. точке пересечения колебательной характеристики с линией обратной связи. В этом случае генератор будет иметь выходное напряжение $U_{\text{выхА}}$. Если при включении генератора в контуре возникнут весьма большие колебания с напряжением $U_{\text{вых4}}$, то при обратной связи β_2 , как видно из рис.7.7, их амплитуда уменьшится и генератор придет в состояние, соответствующее точке А. Аналогичным образом можно получить установившиеся выходные напряжения $U_{\text{вых}}$ при коэффициентах обратной связи β_3 и β_4 . Выходные напряжения $U_{\text{вых}}$ в этом случае определяются точками В и С. Легко видеть, что при обратной связи β_1 любые колебания, возникшие в контуре, будут затухать.

Из рис.7.7 видно, что по мере увеличения β напряжение $U_{\text{вых}}$ постепенно нарастает. При уменьшении β амплитуда колебаний постепенно уменьшается. Режим самовозбуждения, при котором колебания в генераторе начинают плавно нарастать от нуля, т.е. возбуждаются самостоятельно без внешнего толчка, носит название мягкого режима самовозбуждения. Во всех случаях, когда прямая обратной связи находится под кривой колебательной характеристики, произведение $K \cdot \beta > 1$. Когда же прямая β лежит выше колебательной характеристики, $K \cdot \beta < 1$. В точке пресечения прямой β и колебательной характеристики $K \cdot \beta = 1$.

По колебательной характеристике и набору прямых обратной связи легко получить зависимость $U_{\text{вых}} = f(\beta)$, которая изображена на рис.7.8.

Иной характер имеет самовозбуждение при S-образной колебательной характеристике. На рис.7.9 приведена колебательная характеристика и семейство прямых обратной связи. Линия, соответствующая

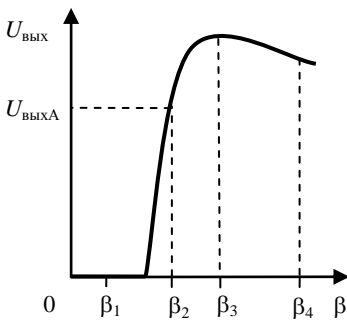


Рис.7.8. Зависимость $U_{\text{вых}} = f(\beta)$, полученная по данным рис.7.7

связи β_2 , пересекает колебательную характеристику в двух точках: А и С. Легко убедиться, что в точке А система будет находиться в неустойчивом состоянии. Действительно, если в момент включения возникнут колебания, которые создадут возбуждение, меньшее, чем $U_{\text{вых1}}$, то их амплитуда уменьшится до нуля.

При амплитудах возбуждения больших, чем $U_{\text{вых1}}$, амплитуда колебаний будет нарастать до значения, определяемого точкой С. Если же

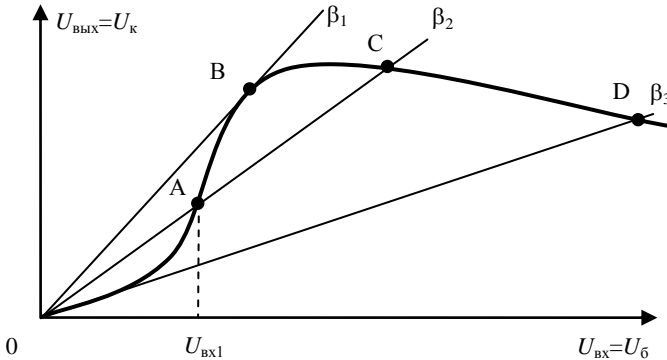


Рис.7.9. Колебательная характеристика и семейство прямых обратной связи при жестком режиме возбуждении генератора

колебания возникнут в тот момент, когда система находится в состоянии, обозначенном точкой А, то в зависимости от случайных обстоятельств амплитуда колебаний либо уменьшится до нуля, либо система перейдет в устойчивое состояние, соответствующее точке С. Очевидно, что при любом коэффициенте обратной связи $\beta > \beta_1$ колебания возникнут, если в момент включения в контуре появятся достаточно сильные колебания, которые смогут далее самостоятельно нарастать до амплитуд, соответствующих точкам С и D. Сильные колебания можно вызвать резким включением напряжения питания генератора. Если увеличивать напряжение питания начиная от нуля, то колебания при коэффициентах связи $\beta < \beta_3$ не возникнут. Если включить напряжение питания генератора при $\beta = 0$, а затем начать увеличивать обратную связь, то колебания возникнут только тогда, когда β достигнет величины β_3 , и будут существовать при всех $\beta > \beta_3$. Скачкообразное возникновение колебаний при увеличении обратной связи характерно для жесткого режима самовозбуждения.

В транзисторном генераторе режим работы транзистора может быть задан с помощью фиксированного смещения, как это показано на рис.7.2. Если ЭДС батареи $E_6 = 0,6$ В, то рабочая точка на проходной характеристике кремниевого транзистора (рис.7.5) находится на прямолинейном участке (точка А) и генератор работает в режиме мягкого самовозбуждения. При $E_6 = 0,15$ В (точка В) или меньше генератор работает в жестком режиме. Колебательные характеристики генератора, работающего в мягком и жестком режиме, показаны на рис.7.6. Кривая 1 относится к генератору с мягким самовозбуждением, кривая 2 – с жестким.

транзистор присоединяется к колебательному контуру тремя точками: коллектором, эмиттером и базой, поэтому такие генераторы получили название трехточечных.

Рассмотрим основные свойства трехточечных генераторов. Обозначим сопротивление части колебательной системы, включенной между коллектором и эмиттером X_1 , между эмиттером и базой X_2 , между базой и коллектором X_3 (рис.7.11,а). Колебания в генераторе могут возникнуть только на собственной частоте его колебательного контура. На этой частоте сумма реактивных сопротивлений колебательного контура равна нулю:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (7.1)$$

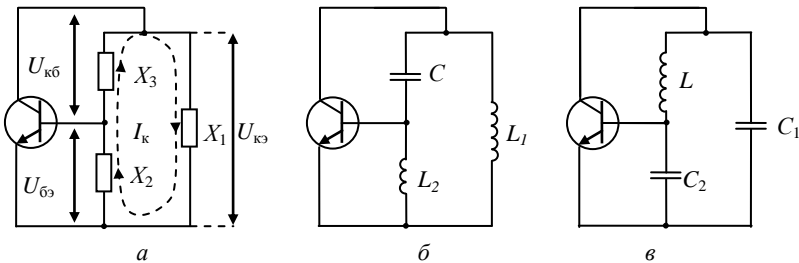


Рис.7.11. Эквивалентные схемы трехточечных генераторов: а – в общем виде, б – индуктивного, в – емкостного

Контурный ток проходит последовательно по указанным реактивным сопротивлениям. Напряжение между коллектором и эмиттером можно определить как произведение тока I_k в колебательной системе и сопротивления X_1 , включенного между этими электродами:

$$U_{кэ} = I_k X_1. \quad (7.2)$$

Напряжение между эмиттером и базой

$$U_{эб} = I_k X_2. \quad (7.3)$$

Напряжение возбуждения (напряжение обратной связи) отсчитывается от базы к эмиттеру:

$$U_{бэ} = -U_{эб} = -I_k X_2. \quad (7.4)$$

Из выражений (7.2) и (7.4) вытекает, что

$$U_{бэ} = -U_{кэ} \frac{X_2}{X_1}. \quad (7.5)$$

Для пополнения энергии в контуре напряжение возбуждения должно быть в противофазе по отношению к напряжению между коллектором и эмиттером. Указанное условие будет выполнено, если отношение $\frac{X_2}{X_1} > 0$. Из выражения (7.5) следует, что это отношение является коэффициентом обратной связи генератора:

$$\frac{X_2}{X_1} = -\frac{U_{63}}{U_{к3}} = \beta. \quad (7.6)$$

Условие $\frac{X_2}{X_1} > 0$ выполняется, если одновременно оба сопротивления X_1 и X_2 либо положительные (индуктивные), либо отрицательные (емкостные). Для выполнения условия (7.1) сопротивление X_3 должно иметь обратный двум другим сопротивлениям знак.

Если $X_1 > 0$, $X_2 > 0$ и $X_3 < 0$, то эквивалентные схемы (схемы без источников питания и цепей смещения), в которых учитываются только переменные составляющие токов и напряжений автогенераторов, имеют вид, изображенный на рис.7.11,б. Это схемы индуктивных трехточечных автогенераторов.

Если $X_1 < 0$, $X_2 < 0$ и $X_3 > 0$, то эквивалентные схемы трехточечных автогенераторов имеют вид, показанный на рис.7.11, в. Это емкостные трехточечные автогенераторы.

Принципиальные схемы трехточечных генераторов с параллельным питанием представлены на рис.7.12,а и б. В этих схемах дроссель L_2 включен для предотвращения замыкания токов высокой частоты через источник питания. Конденсатор C_p не позволяет постоянной составляющей коллекторного тока протекать через катушку колебательного контура.

Транзисторные генераторы, изображенные на рис.7.12,а и б, работают в жестком режиме, так как на базы транзисторов здесь не подано начальное напряжение смещения. Для того чтобы эти генераторы работали в мягком режиме, необходимо нижний конец резистора R_6 подключить к положительному полюсу источника питания $E_{п.}$.

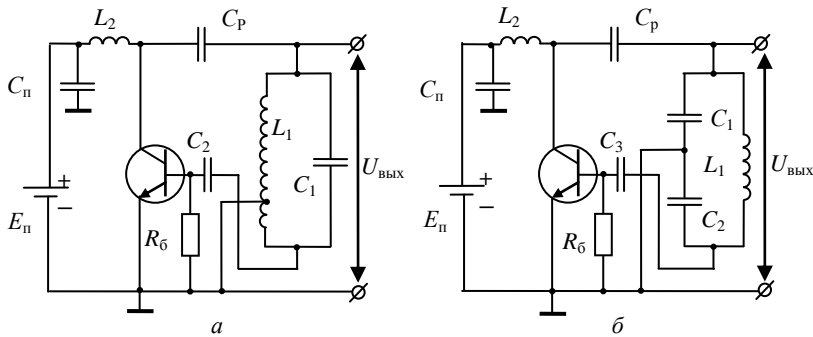


Рис.7.12. Принципиальные схемы трехточечных генераторов:
а – индуктивного, б – емкостного

7.5. Фигуры Лиссажу

Фигуры Лиссажу – замкнутые траектории, прочерчиваемые точкой, совершающей одновременно два гармонических колебания в двух взаимно перпендикулярных направлениях. На рис.7.13 изображено построение простейшей фигуры – прямой линии, наклоненной под углом 45° , которая получается при подаче на пластины горизонтального и вертикального отклонений осциллографа двух гармонических сигналов равной частоты $f_{\text{ген}} = f_{\text{эт}}$, амплитуды $U_{\text{ген}} = U_{\text{эт}}$ и фазы $\varphi_{\text{ген}} =$

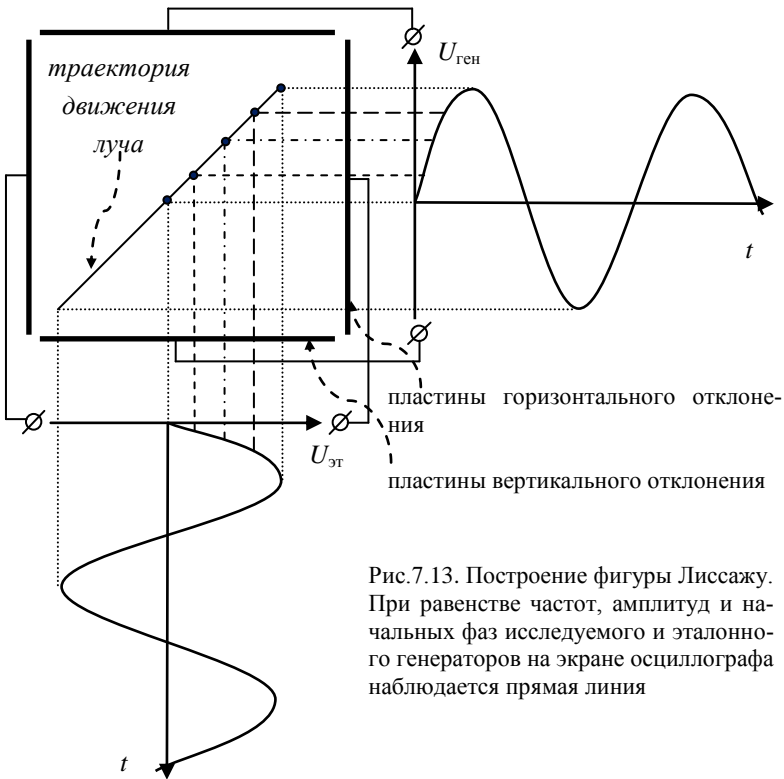


Рис.7.13. Построение фигуры Лиссажу. При равенстве частот, амплитуд и начальных фаз исследуемого и эталонного генераторов на экране осциллографа наблюдается прямая линия

$\varphi_{\text{эт}}$.

7.5.1. Измерение разности фаз между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты с помощью фигур Лиссажу

Если фазы исследуемого и эталонного генераторов различаются, то фигура принимает форму эллипса рис.7.14. Фазовый сдвиг между сигналами рассчитывается по формуле

$$\varphi = (\varphi_{\text{эт}} - \varphi_{\text{ген}}) = \arcsin \frac{A}{B}$$

На рис.7.15 изображено несколько возможных фигур Лиссажу, соответствующих сдвигу фаз от 0 до 360° между гармоническими сигналами одинаковой амплитуды. На осциллограммах стрелками показаны направления движения светящейся точки при указанных сдвигах фаз φ . При сдвиге фаз более чем на 360° фигуры будут повторяться.

7.5.2. Измерение частоты с помощью эталонного генератора по фигурам Лиссажу

Плавно изменяя частоту эталонного генератора, получите на экране осциллографа фигуру Лиссажу в виде эллипса (круга, прямой линии), как показано на рис.7.15. В этом случае частота исследуемого генератора совпадает с частотой эталонного генератора: $f_{\text{ген}} = f_{\text{эт}}$.

В случае целого кратного отношения частот исследуемого и эталонного генераторов $nf_{\text{ген}} = mf_{\text{эт}}$ (n и m – число пересечений светящейся точкой горизонтальной x и вертикальной y осей) на экране получаются более сложные фигуры Лиссажу, например, как показано на рис.7.16.

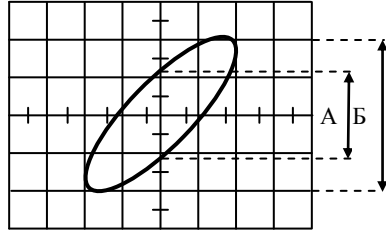
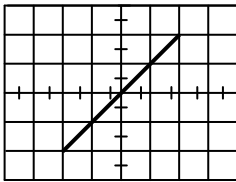
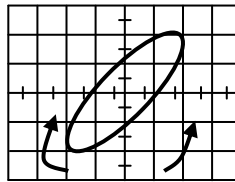


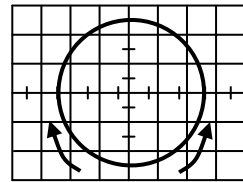
Рис.7.14. Измерение разности фаз между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты с помощью фигур Лиссажу



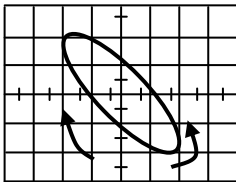
$\varphi=0^\circ$



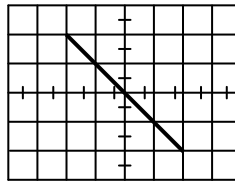
$\varphi=30^\circ$ или 330°



$\varphi=90^\circ$ или 270°



$\varphi=150^\circ$ или 210°



$\varphi=180^\circ$

Рис.7.15. Фигуры Лиссажу, при сдвиге фаз между сигналами φ от 0 до 360°

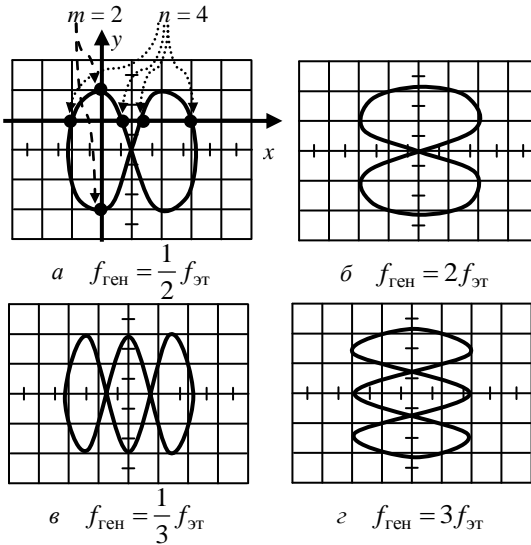


Рис.7.16. Фигуры Лиссажу в случае целого кратного отношения частот исследуемого и эталонного генераторов $nf_{\text{ген}} = mf_{\text{эт}}$:

а – $n=4, m=2$;
 б – $n=2, m=4$;
 в – $n=6, m=2$;
 г – $n=2, m=6$

7.6. Порядок выполнения работы

В комплект экспериментальной установки входят: набор макетов исследуемых генераторов, источник питания макетов MPS-3002LK-1, генератор АКИП-3407/1, два вольтметра ВЗ-38А и осциллограф GDS-71022 (или аналогичные приборы).

Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя и макеты исследуемых усилителей у инженера.

7.6.1. Исследование автогенератора с трансформаторной обратной связью

1. Передняя панель макета LC-генератора с трансформаторной обратной связью представлена на рис.7.17. В левой нижней части ма-

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

кета расположены две пары входных гнезд Х1. Одна пара используется для подключения выхода эталонного генератора, т.е. для подачи входного напряжения, а вторая – для подключения вольтметра, измеряющего входное напряжение. В правой нижней части макета находится две пары выходных гнезд Х2 для подключения вольтметра, осциллографа и внешних нагрузок. В правой верхней части имеются гнезда Х3 для подачи напряжения питания.

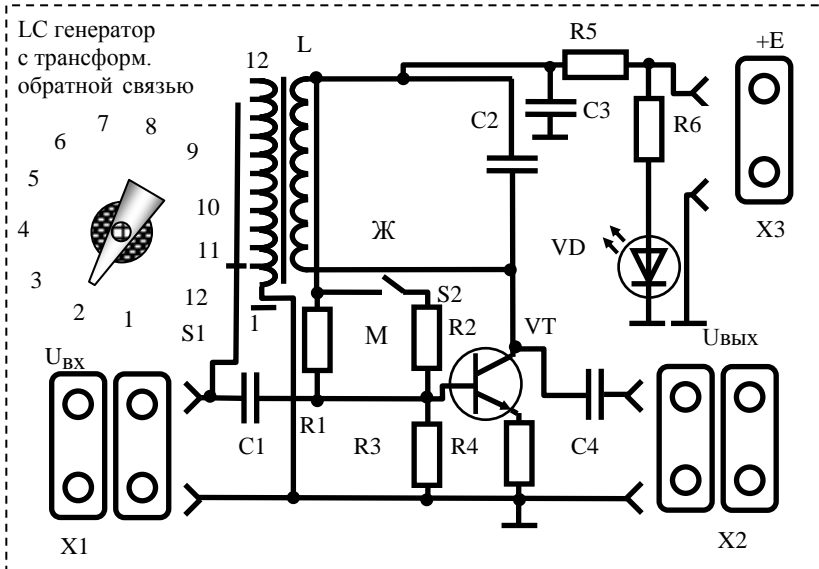


Рис.7.17. Макет LC-генератора с трансформаторной обратной связью: $C1=2,2\text{мкФ}$, $C2=1\text{нФ}$, $C3=100\text{мкФ}$, $C4=1,5\text{мкФ}$, $R1=270\text{кОм}$, $R2=13\text{кОм}$, $R3=620\text{кОм}$, $R4=1,2\text{кОм}$, $R5=510\text{Ом}$, $R6=1,1\text{кОм}$, VT—КТ503Г, VD—АЛ307БМ

2. Собрать экспериментальную установку по схеме, приведенной на рис.7.18. С помощью двух проводов с однополюсными вилками соединить клеммы питания макета с клеммами выхода источника питания. **Внимание! Необходимо соблюдать правильность подключения источника питания к макету!** Плюс источника питания соединяется с гнездом +E розетки X3, а минус источника питания – с общим проводом. После включения источника питания на макете должен загореться светодиодный индикатор.

3. С помощью соединительных кабелей подключить к выходу генератора, вольтметр и вход 1-го канала осциллографа (по заданию преподавателя измерения напряжения можно проводить с помощью осциллографа, в этом случае вольтметр не подключаются).

4. Переключатель S2 установить в положение М, при этом напряжение на базе кремниевого транзистора E_6

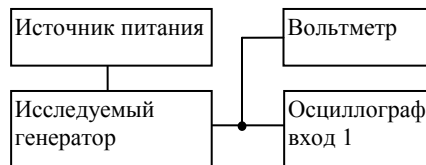


Рис.7.18. Блок-схема экспериментальной установки для исследования автогенератора

= 0,6 В, что соответствует мягкому режиму возбуждения генератора. Изменяя переключателем величину обратной связи β (см. табл.7.1), снять зависимость $U_{\text{вых}} = f(\beta)$, построить график. Установить переключатель в положение обеспечивающее устойчивую генерацию. Зарисовать, сфотографировать, или записать на внешний носитель информации и распечатать, осциллограмму с экрана осциллографа. Определить форму колебаний, период T и частоту $f_{\text{ген}}$ и записать в тетрадь.

Таблица 7.1

Зависимость коэффициента β от положения переключателя

Положение переключателя	Коэффициент обратной связи β
1	0
2	0,01
3	0,02
4	0,03
5	0,04
6	0,05
7	0,06
8	0,07
9	0,09
10	0,11
11	0,13
12	0,15

5. Переключатель S2 установить в положение Ж, при этом напряжение на базе транзистора $E_b = 0,2$ В, что соответствует жесткому режиму возбуждения генератора. Снять зависимость $U_{\text{вых}} = f(\beta)$.

6. Построить графики зависимостей $U_{\text{вых}} = f(\beta)$ для мягкого и жесткого режима работы генератора на одном листе.

7. Собрать экспериментальную установку по схеме, приведенной на рис.7.19.

С помощью цифрового осциллографа и генератора по фигурам Лиссажу точно определить частоту исследуемого генератора $f_{\text{ген}}$. Сигнал $U_{\text{ген}}$ с выхода исследуемого генератора подавать на вход 2-го канала

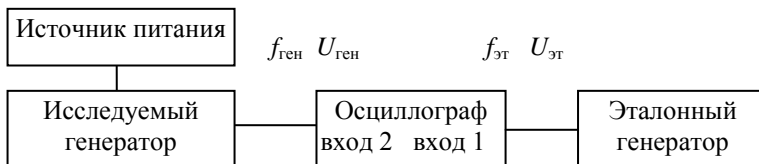


Рис.7.19. Блок-схема экспериментальной установки для определения частоты генератора по фигурам Лиссажу

ла осциллографа, а сигнал $U_{эт}$ с выхода эталонного генератора – на вход 1-го канала. Установить режим работы X–Y-вход. В этом случае сигналами разверток вдоль осей X и Y являются напряжения $U_{эт}$ и $U_{ген}$, подаваемые на входы каналов 1 и 2 соответственно. При $f_{ген} = f_{эт}$ на экране должен появиться эллипс, круг или прямая линия (рис.7.15).

При использовании аналогового осциллографа $U_{эт}$ подать на вход горизонтальной развертки X. Собственная развертка осциллографа при этом должна быть выключена. Для этого ручку осциллографа “синхронизация” следует поставить в нижнее положение X (“вход X”). В осциллографе С1-77 вход X находится на его правой боковой панели. Сигнал $U_{ген}$ подать на вход 1.

8. Собрать экспериментальную установку по схеме, приведенной на рис.7.20. Переключатель величины обратной связи установить в положение 1, при котором $\beta = 0$ и генератор превращается в резонансный усилитель. Резонансная частота усилителя $f_{рез}$ немного отличается от частоты генератора $f_{ген}$.



Рис.7.20. Блок–схема экспериментальной установки для снятия колебательных характеристик

Переключатель S2 установить в положение M, при этом напряжение на базе кремниевого транзистора $E_b = 0,6$ В, что соответствует мягкому режиму возбуждения генератора. На вход резонансного усилителя подать напряжение $U_{вх} = 10$ мВ с частотой $f_{ген}$, а затем, путем плавного изменения частоты генератора определить $f_{рез}$ по максимальному напряжению на выходе резонансного усилителя. Сравнить полученную $f_{рез}$ с $f_{ген}$.

9. Снять колебательную характеристику $U_{вых} = f(U_{вх})$ на частоте $f_{рез}$. Для правильного выбора шага изменения входного напряжения $\Delta U_{вх}$ необходимо определить входное напряжение $U_{вх\ max}$, при котором на выходе усилителя появятся нелинейные искажения.

Шаг изменения входного напряжения $\Delta U_{\text{вх}}$ выбирается следующим образом:

Первое измерение – $U_{\text{вх}} = 0$. При этом на выходе резонансного усилителя наблюдаются шумы, наводки от внешних источников и пульсаций напряжения питания. Оценить величину напряжения шумов $U_{\text{ш}}$ и записать в тетрадь.

При проведении измерений на линейном участке колебательной характеристики $\Delta U_{\text{вх}}$ выбрать так, чтобы получилось не менее 6 точек.

В области нелинейных искажений $\Delta U_{\text{вх}}$ увеличить в 3÷5 раз и провести не менее трех измерений. Последнее измерение провести при $U_{\text{вх}} = 1,0 \text{ В}$.

10. Переключатель S2 установить в положение Ж, при этом напряжение на базе транзистора $E_{\text{б}} = 0,2 \text{ В}$, что соответствует жесткому режиму возбуждения генератора. Снять колебательную характеристику $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ на частоте $f_{\text{рез}}$.

11. Построить колебательные характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ для мягкого и жесткого режимов на одном графике. На графиках колебательных характеристик построить прямые обратной связи для всех β , указанных в табл.7.1.

Прямую обратной связи легко построить, если в уравнение этой прямой $U_{\text{вх}} = \beta U_{\text{вых}}$ подставить значения β и $U_{\text{вых}}$. Например: при $\beta = 0,1$ и $U_{\text{вых}} = 4 \text{ В}$ $U_{\text{вх}} = 0,1 \cdot 4 = 0,4 \text{ В}$. Таким образом, одной точкой прямой обратной связи с $\beta = 0,1$ является точка с координатами $U_{\text{вых}} = 4 \text{ В}$ и $U_{\text{вх}} = 0,4 \text{ В}$. Вторая точка имеет координаты $U_{\text{вых}} = 0$ и $U_{\text{вх}} = 0$, так как любому значению β при $U_{\text{вых}} = 0$ соответствует напряжение $U_{\text{вх}} = 0$.

По точкам пересечения колебательной характеристики и прямых обратной связи получить зависимости $U_{\text{вых}} = f(\beta)$ для мягкого и жесткого режимов. Графики этих зависимостей построить на том же листе, где построены аналогичные графики, полученные экспериментально, в пунктах 4 и 5.

Сравнить экспериментальные и теоретические графики зависимостей $U_{\text{вых}} = f(\beta)$. Всего 4 графика.

7.6.2. Исследование емкостного трехточечного автогенератора

1. Передняя панель макета емкостного трехточечного автогенератора представлена на рис.7.21. В правой нижней части макета находится две пары выходных гнезд X1 для подключения вольтметра, осциллографа и внешних нагрузок. В правой верхней части имеются гнезда X2 для подачи напряжения питания.

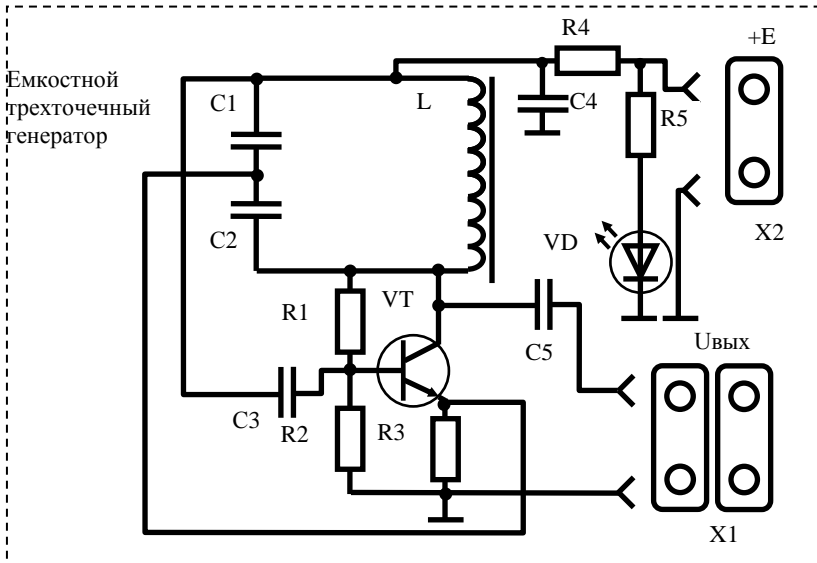


Рис.7.21. Макет емкостного трехточечного автогенератора: $C1=15\text{нФ}$, $C2=220\text{пкФ}$, $C3=1,5\text{мкФ}$, $C4=1000\text{мкФ}$, $C4=100\text{мкФ}$, $R1=130\text{кОм}$, $R2=10\text{кОм}$, $R3=2,4\text{кОм}$, $R4=510\text{Ом}$, $R5=1,2\text{кОм}$, VT—КТ503Г, VD—АЛ307БМ

2. Собрать экспериментальную установку по схеме, приведенной на рис.7.18. Определить форму колебаний, амплитуду, действующее значение $U_{\text{вых}}$, период T и частоту $f_{\text{ген}}$ и записать в тетрадь.

3. Собрать экспериментальную установку по схеме, приведенной на рис.7.19. Для трех фигур Лиссажу: эллипса, восьмерки в горизонтальном и вертикальном направлениях (рис.7.15 и 7.16) – определить частоту $f_{\text{ген}}$, найти ее среднюю величину и доверительный интервал.

7.7. Контрольные вопросы

1. Основные характеристики параллельного колебательного контура: L , C , r , f_0 , ρ , Q и $|\dot{Z}(\omega)|$. Затухающие гармонические колебания в контуре.

2. Основные параметры и характеристики транзисторов. Проходная характеристика. Выбор рабочей точки по постоянному току (точки покоя).

3. LC-автогенератор с трансформаторной обратной связью, схема и принцип действия. Самовозбуждение генератора, условие баланса амплитуд и фаз. Мягкий и жесткий режимы работы. Частота генерации $f_{\text{ген}}$. Колебательная характеристика. Почему частота $f_{\text{рез}}$ резонансного

усилителя немного отличается от $f_{\text{ген}}$. Зависимость выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от коэффициента обратной связи β . Построение зависимости $U_{\text{вых}} = f(\beta)$ по колебательным характеристикам и прямым обратной связи.

4. Индуктивный трехточечный автогенератор. Принцип действия, эквивалентная и электрическая схемы.

5. Емкостной трехточечный автогенератор. Принцип действия, эквивалентная и электрическая схемы.

6. Способы определения частоты генератора. Можно ли измерить частоту исследуемых в работе генераторов, включив стандартный частотомер на выход генератора? Почему вольтметры и осциллографы, подключенные к выходу генератора, практически не изменяют режима его работы? Какими способами можно измерить частоту генератора с помощью цифрового осциллографа? Измерение частоты с помощью фигур Лиссажу.

7. Объяснить полученные результаты.

7.8. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.
4. *LC-автогенераторы: метод. указ. к выполнению лаб. раб.* / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1998. 31 с.

Работа 8. ИССЛЕДОВАНИЕ RC-АВТОГЕНЕРАТОРОВ

8.1. Общие принципы работы генератора

Для получения колебаний переменного тока заданной частоты используются генераторы электрических сигналов. Генератор – это преобразователь энергии постоянного электрического тока (питания) в

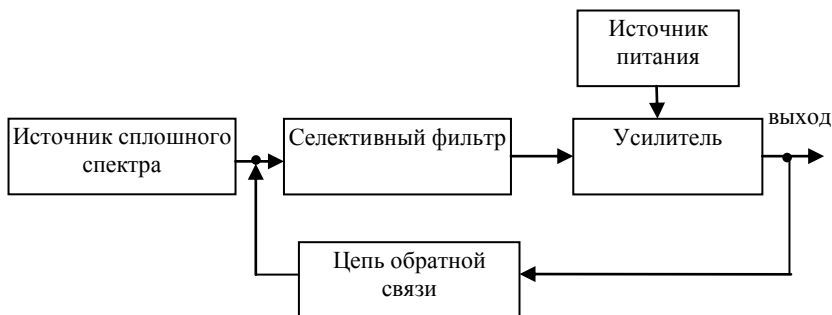


Рис.8.1. Блок-схема генератора

энергию переменного электрического тока нужной частоты. Любой генератор гармонических колебаний можно представить в виде структурной блок-схемы, изображенной на рис.8.1.

Источником сплошного спектра служит импульс тока, связанный с начальным включением схемы. Кроме того, таким источником могут служить шумы схемы с равномерно распределенной спектральной плотностью (тепловой шум). Узкополосный избирательный фильтр служит для подавления всех частот спектра, кроме заданной и близких к ней частот. Поэтому он должен обладать достаточно высокой добротностью. Усилитель восстанавливает потери амплитуды сигнала в фильтре. Если с выхода усилителя подать сигнал обратно на избирательный фильтр, то в результате многократной фильтрации на выходе останется только колебания заданной частоты.

8.2. Обратная связь в усилительных устройствах

Во многих усилительных схемах бывает необходимо подать частично или полностью сигнал с выхода схемы обратно на вход. Цепи, через которые проходит сигнал, прежде чем попасть с выхода на вход, называются цепями обратной связи (ОС). Эти цепи могут преобразовывать выходной сигнал по всем характеристикам: амплитуде, фазе, частоте. Чаще всего цепи ОС бывают пассивными и частотнозависимыми, т.е. их модуль коэффициента передачи и фазовый сдвиг не ос-

таются постоянными с изменением частоты. По соотношению фаз входного сигнала усилителя и сигнала, пришедшего по цепи ОС, различают положительную и отрицательную обратную связь. Если сигнал подан с выхода в противофазе, т.е. так, чтобы гасить сигнал на входе, то обратная связь называется отрицательной (ООС). ООС уменьшает коэффициент усиления схемы, однако существенно улучшает линейность. В схемах с операционными усилителями с увеличением глубины ООС уменьшается зависимость внешних характеристик усилителя от свойств самого операционного усилителя. Другой способ подачи сигнала с выхода на вход, когда фазы сигналов совпадают, называется положительной обратной связью (ПОС). Ее используют, например, в генераторах.

8.3. Условия возникновения устойчивых колебаний в автогенераторе

Для анализа работы генератора применим теорию усилителей с обратной связью. На рис.8.2 изображена блок-схема такого усилителя.

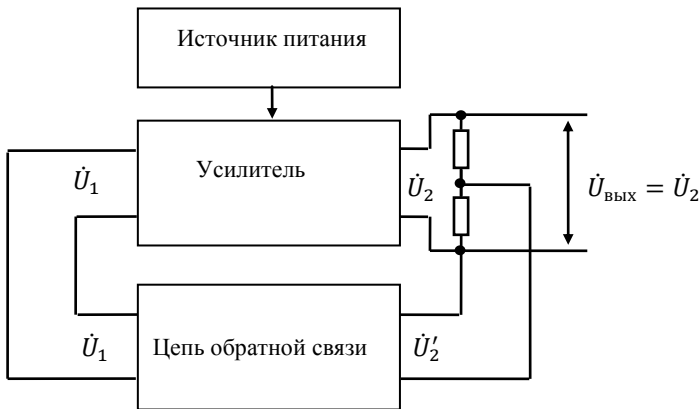


Рис.8.2. Блок-схема усилителя с обратной связью

Усилитель без обратной связи усиливает сигнал в \dot{K} раз. Здесь \dot{K} – комплексный коэффициент усиления напряжения, т.е. отношение комплексной амплитуды сигнала на выходе усилителя к комплексной амплитуде сигнала на его входе $\dot{K} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}$. Комплексный коэффициент обратной связи $\dot{\beta} = \frac{\dot{U}'_1}{\dot{U}'_2}$, где \dot{U}'_2 – часть выходного напряжения усилите-

ля. Коэффициент усиления усилителя с обратной связью $\dot{K}_{oc} = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{\beta}}$.

Если на некоторой частоте произведение $\dot{K}\dot{\beta}$ – действительное положительное число, то при $\dot{K}\dot{\beta} \rightarrow 1$ будет происходить неограниченное увеличение \dot{K}_{oc} . Для усилителя с обратной связью равенство $\dot{K}\dot{\beta} = 1$, выполняемое на соответствующей частоте, определяет амплитуду незатухающих колебаний, возникающих в усилителе. В этом случае усилитель превращается в генератор незатухающих колебаний. Таким образом, автогенератор является усилителем собственных колебаний.

Если комплексные амплитуды напряжения на входе и выходе представить в виде

$$\begin{aligned}\dot{U}_1 &= U_1 \exp(j\varphi_1), \\ \dot{U}_2 &= U_2 \exp(j\varphi_2), \\ \dot{U}'_2 &= U'_2 \exp(j\varphi_2),\end{aligned}$$

то для комплексных коэффициентов передачи K и $\dot{\beta}$ получим

$$\dot{K} = \frac{U_2 \exp(j\varphi_2)}{U_1 \exp(j\varphi_1)} = K \exp[j(\varphi_2 - \varphi_1)] = K \exp(j\varphi_K),$$

$$K = \frac{U_2}{U_1}, \quad \varphi_K = \varphi_2 - \varphi_1$$

$$\dot{\beta} = \frac{U_1 \exp(j\varphi_1)}{U'_2 \exp(j\varphi_2)} = \beta \exp[j(\varphi_1 - \varphi_2)] = \beta \exp(j\varphi_\beta),$$

$$\beta = \frac{U_1}{U'_2}, \quad \varphi_\beta = \varphi_1 - \varphi_2.$$

Для установления в системе, изображенной на рис.8.2, режима стационарных колебаний необходимо выполнить условия самовозбуждения при малых начальных амплитудах. На вход усилителя из цепи ОС должен поступать сигнал, амплитуда и фаза которого совпадают с амплитудой и фазой сигнала на входе, вызвавшего распространение колебаний по кольцу положительной обратной связи. Это может иметь место в том случае, когда коэффициент передачи напряжения по разомкнутому кольцу в виде последовательного соединения “усилитель + система обратной связи” равняется единице.

$$\dot{K}_{Koc} = \dot{K}\dot{\beta} = K \exp(j\varphi_K) \beta \exp(j\varphi_\beta) = K \beta \exp[j(\varphi_K + \varphi_\beta)] = 1.$$

Это уравнение распадается на два:

- 1) $K\beta = 1$ – условие баланса амплитуд;
- 2) $\varphi_K + \varphi_\beta = 2\pi n$, где $n = 0, 1, 2, 3, \dots$ – условие баланса фаз.

Физически первое условие означает, что усилитель увеличивает амплитуду сигнала ровно во столько раз, во сколько раз цепь обратной связи ее ослабляет. В этом случае амплитуда сигнала на выходе генератора остается постоянной. Баланс амплитуд является положением

равновесия между двумя процессами. При $K\beta < 1$ усилитель восстанавливает потери в фильтре не полностью и колебания затухают. Наоборот, при $K\beta > 1$ имеет место переусиление и амплитуда колебаний нарастает.

Второе условие означает, что если усилитель повернул фазу входного сигнала на φ_k , то цепь обратной связи должна повернуть фазу сигнала на $\varphi_\beta = \varphi_k$, но в противоположную сторону.

Таким образом, условием устойчивости автогенерации схемы является совпадение сигнала на входе усилителя с сигналом, прошедшим по цепи ОС, по частоте, фазе и амплитуде.

8.4. RC-генераторы гармонических колебаний

В состав генераторов гармонических колебаний входят электрические цепи, обладающие избирательными свойствами. Благодаря им условия баланса амплитуд и баланса фаз выполняются в узкой полосе частот. Среди таких цепей наибольшее распространение получили LC -цепи, RC -цепи и кварцевые резонаторы. Кварц используется в схемах, где требуется очень высокая стабильность генерируемой частоты (например, при задании тактовой частоты микропроцессора).

LC -генераторы чаще всего применяются для генерации средних и высоких частот в диапазоне от единиц кГц до сотен МГц. Существенным их достоинством является то, что у них мал коэффициент нелинейных искажений (гармоник) и сравнительно высокая стабильность частоты. Однако они имеют значительную массу и габариты. Технические характеристики LC -генераторов в диапазоне низких частот существенно снижаются, так как увеличиваются индуктивность и емкость колебательного контура. Это приводит к увеличению омического сопротивления обмотки катушки и токов утечки конденсатора, снижению добротности колебательного контура и стабильности частоты автогенератора. Поэтому в автогенераторах гармонических колебаний низкочастотного диапазона используются частотно-избирательные цепочки из элементов R и C и, в зависимости от создаваемого ими фазового сдвига на частоте селекции, инвертирующие и неинвертирующие усилители.

По габаритным и весовым характеристикам в области частот от единиц Гц до сотен кГц RC -генераторы имеют значительные преимущества перед LC -генераторами. Частоту f_0 генерируемых колебаний RC -генератора легко перестраивать в широких пределах, так как она пропорциональна $\frac{1}{RC}$, а не $\frac{1}{\sqrt{LC}}$, как у LC -генераторов.

Для получения на выходе генератора синусоидального выходного сигнала в RC -генераторах всегда предусматривают цепь автоматиче-

ского регулирования амплитуды (ООС). При этом коэффициент нелинейных искажений составляет 0,5-1%. Такой цепью регулирования ООС может служить, например, маломощная лампочка накаливания, сопротивление которой увеличивается с увеличением на ней падения напряжения.

Существует много разновидностей RC -генераторов. Прежде всего, они различаются использованием различных усилительных элементов (электронные лампы, транзисторы, операционные усилители и др.). Кроме этого, в цепи ПОС усилителя могут применяться различные частотно-избирательные цепочки.

Для примера на рис.8.3 и 8.4 представлены RC -генераторы, в цепях ПОС которых находятся фазосдвигающие RC -цепочки. Необходимый фазовый сдвиг 180° в этих генераторах задается при помощи RC -цепочек, состоящих из трех и более звеньев, сдвигающих фазу как в сторону опережения (рис.8.3), так и в сторону отставания (рис.8.4). В этих схемах используются усилители, инвертирующие фазу.

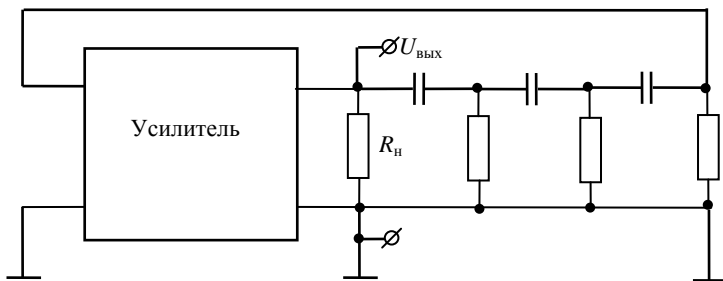


Рис.8.3. Схема генератора с RC -цепью, сдвигающей фазу в сторону опережения

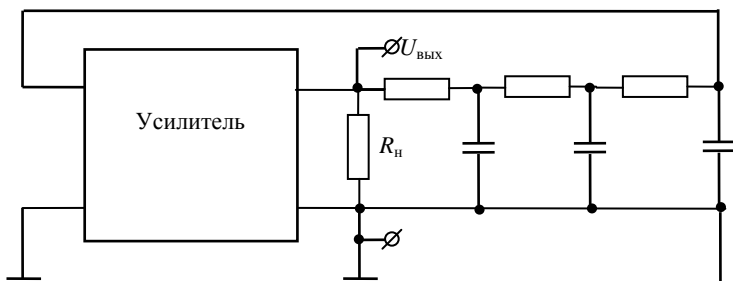


Рис.8.4. Схема генератора с RC -цепью, сдвигающей фазу в сторону отставания

Широкое применение находят RC -генераторы, в которых используются последовательно-параллельные частотно-избирательные цепочки, например фильтр Вина (рис.8.5). Для получения хорошей стабильности частоты требуется наличие схемы ПОС, фазово-частотная характеристика которой имела бы в точке перехода через нуль как можно большую крутизну. Именно таким свойством обладает цепочка Вина.

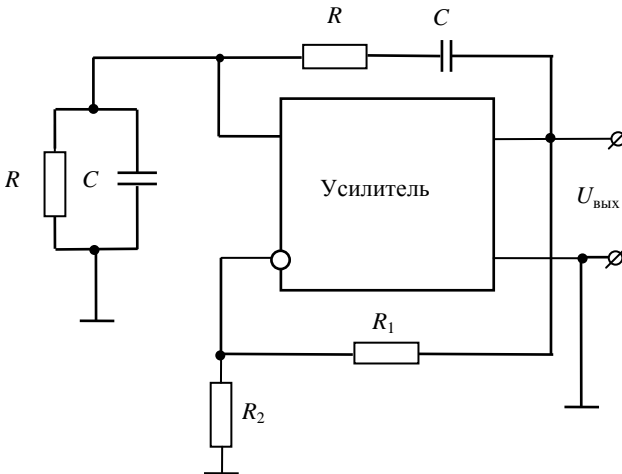


Рис.8.5. Структурная схема RC -генератора с фильтром Вина в цепи ПОС и делителем напряжения R_1 , R_2 в цепи ООС

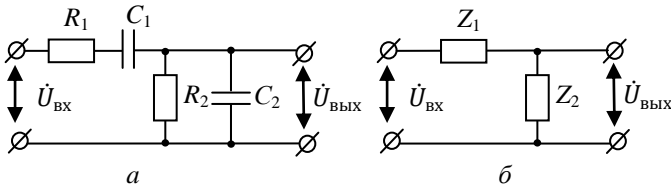
В данной лабораторной работе исследуется RC -генератор, собранный на операционном усилителе с фильтром Вина в цепи ПОС. Поэтому для понимания работы генератора, сначала рассмотрим отдельно цепочку Вина и операционный усилитель.

8.5. Расчет фильтра Вина

Фильтр Вина представляет собой последовательно-параллельную частотно-зависимую цепь, состоящую из пассивных элементов (рис.8.6,а). Величины R_1 , R_2 , C_1 и C_2 могут быть различными, но чаще всего выбирают какой-нибудь вид зависимости: R_1 от R_2 и C_1 от C_2 .

Проведем расчет фильтра Вина в частном случае, когда $R_1 = R_2 = R$ и $C_1 = C_2 = C$. Эквивалентная схема цепочки Вина представлена на рис.8.6,б. Комплексный коэффициент передачи для такой схемы имеет вид

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2}$$

Рис.8.6. Схема цепи Вина: *a* – полная, *б* – эквивалентная

В соответствии с эквивалентной схемой

$$\dot{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega C}, \quad \dot{Z}_2 = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}$$

$$\begin{aligned} \dot{A} = \frac{\dot{U}_{\text{ВЫХ}}}{\dot{U}_{\text{ВХ}}} &= \frac{\frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C} + \frac{1}{\frac{1}{R} + j\omega C}} = \frac{1}{R\left(\frac{1}{R} + j\omega C\right) + \frac{1}{j\omega C} + 1} \\ &= \frac{1}{1 + j\omega RC + \frac{1}{j\omega RC} + 1 + 1} = \frac{1}{3 + j\left(\omega RC - \frac{1}{\omega RC}\right)}. \end{aligned}$$

Введем безразмерную нормированную частоту $\Omega = \omega RC$. Тогда

$$\dot{A} = \frac{1}{3 + j\left(\Omega - \frac{1}{\Omega}\right)}.$$

Из этого соотношения определяется модуль коэффициента передачи и фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями:

$$|\dot{A}| = \frac{1}{\sqrt{9 + \left(\frac{1}{\Omega} - \Omega\right)^2}}, \quad \text{tg}\varphi = \frac{1 - \Omega^2}{3\Omega}.$$

Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) цепочки Вина имеет вид “колокола”, причем максимум находится при $\Omega = 1$. Учитывая, что $\Omega = \omega RC$, получим квазирезонансную частоту фильтра: $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$. АЧХ и фазово-частотная характеристика (ФЧХ) фильтра представлены на рис.8.7,*a* и *б*. Из рисунка видно, что на частоте квазирезонанса фильтр обеспечивает нулевой фазовый сдвиг $\varphi_0 = 0$ и максимальный коэффициент передачи $A_0 = \frac{1}{3}$.

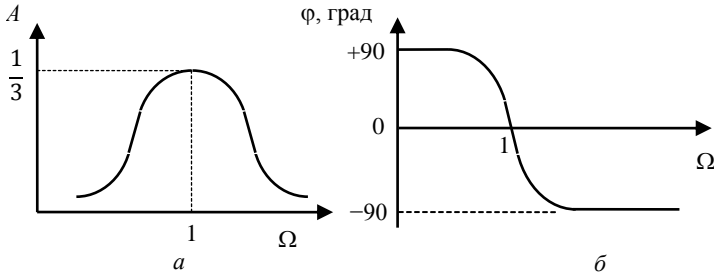


Рис.8.7. Частотные характеристики фильтра Вина: *а* – АЧХ, *б* – ФЧХ

8.6. Операционные усилители

Основные характеристики операционных усилителей подробно описаны в 6.1.

Если считать операционный усилитель идеальным, то расчет схем упростится. Рассмотрим две основные схемы включения операционного усилителя.

1. Инвертирующий усилитель (рис.8.8,*а*).

Потенциал т. *В* равен нулю. Поскольку ОУ не потребляет тока, то потенциал т. *А* равен потенциалу т. *В*. Нуль в т. *А* называется квазизаземлением. Токи, текущие по резисторам R_1 и R_2 , одинаковы по модулю. С учетом знака напряжения можно записать: $\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_2} = -\frac{U_{\text{ВХ}}}{R_1}$. Тогда коэффициент усиления напряжения $K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = -\frac{R_2}{R_1}$.

Ввиду квазизаземления т. *А* $R_{\text{вх}} = R_1$. Поскольку $R_1 < R_2$, то R_1 не может быть взято очень большим и входное сопротивление инвертирующего усилителя невелико. Этот недостаток устраняет неинвертирующее включение операционного усилителя.

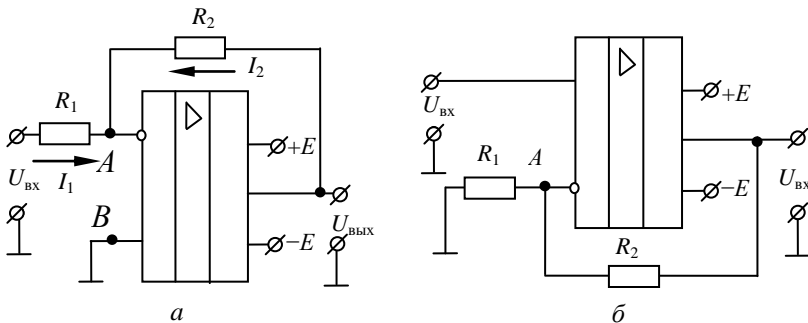


Рис.8.8. Схемы масштабных усилителей на ОУ: *а* – инвертирующего, *б* – неинвертирующего

2. Неинвертирующий усилитель (рис.8.8,б).

В приближении идеального ОУ входной импеданс такой схемы бесконечен, а коэффициент усиления напряжения определяется следующим образом. В силу квазизаземления $U_A = U_{вх}$. С другой стороны, U_A снимается с выхода через делитель напряжения R_1 , R_2 и $U_A = U_{ввых} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$. Таким образом,

$$K_U = \frac{U_{ввых}}{U_{вх}} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

В исследуемом RC -генераторе для усиления сигнала положительной обратной связи используется неинвертирующее включение ОУ. Поэтому требуется знать усилительные свойства такого усилителя. Эти свойства определяются амплитудной характеристикой. На рис.8.9 приведены две АХ усилителя с различным отношением R_2/R_1 . Кривая 1 соответствует коэффициенту усиления K_1 , а кривая 2 – K_2 , при $K_1 > K_2$. Верхние и нижние загибы АХ связаны с приближением выходного напряжения к напряжению источников питания ОУ $+E$ и $-E$.

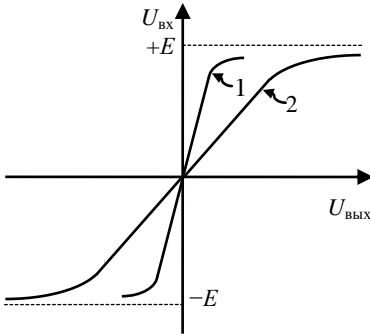


Рис.8.9. Амплитудные характеристики масштабного усилителя

Из рис.8.9 видно, что при подаче на вход усилителя гармонического сигнала малой или средней амплитуды выходное напряжение будет также гармоническим. При подаче на вход сигнала с большой амплитудой верхушки синусоиды будут искажены или даже срезаны, что означает появление нелинейных искажений, которые возникают за счет верхних и нижних загибов амплитудной характеристики.

8.7. RC -автогенератор на операционном усилителе

Принципиальная схема автогенератора показана на рис.8.10. Усилитель состоит из усилителя напряжения на ОУ К14ОУД7, к выходу которого подключен усилитель мощности, собранный по двухтактной схеме на паре комплементарных ($p-n-p$ и $n-p-n$) транзисторов с общим коллектором. Усилитель мощности имеет $K_U \approx 1$ и работает в классе В, т.е. напряжение смещения на базах транзисторов отсутствует. Для предохранения пробоя транзисторов за счет резкого возрастания их коллекторных токов при обрыве в цепи ООС в коллекторах установлены небольшие ограничительные сопротивления (49 Ом). Ре-

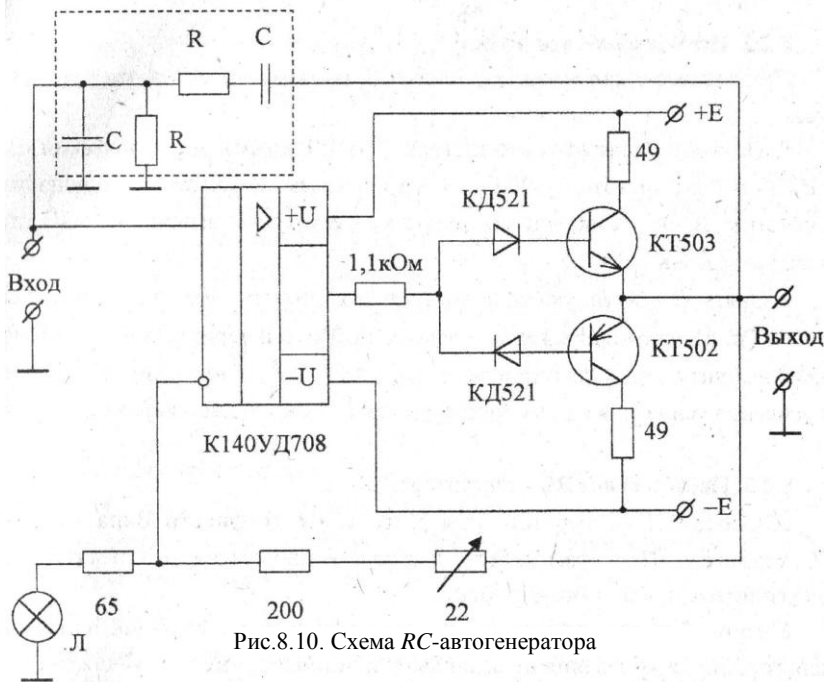


Рис.8.10. Схема RC-автогенератора

зистор с номиналом 1,1 кОм, подключенный к выходу ОУ, предназначен для ограничения его выходного тока, а диоды КД 521 – для подачи на базы транзисторов только положительных полуволн для $p-n-p$ -транзистора и отрицательных полуволн для $n-p-n$ -транзистора (режим класса В).

Частотно-избирательные свойства схемы генератора определяют фильтром Вина в цепи ПОС. Фильтр Вина с частотой квазирезонанса $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ обеспечивает прохождение с выхода на неинвертирующий вход ОУ только колебаний основной частоты f_0 с нулевым сдвигом фаз. Коэффициент положительной обратной связи на частоте f_0 $\beta_+ = \frac{1}{3}$. Следовательно, для выполнения условия баланса амплитуд $K\beta_+ = 1$ необходимо получить коэффициент усиления напряжения усилителя $K \geq 3$. Такой коэффициент усиления схемы задается за счет цепи отрицательной обратной связи, состоящей из резисторов, номиналами 22 Ом, 200 Ом, 65 Ом и лампочки накаливания Л.

При включении питания генератора и возникновении малых колебаний необходимо, чтобы эти колебания нарастали. Поэтому должно

выполняться условие $K\beta_+ > 1$. Поскольку $\beta_+ = \frac{1}{3}$, то K должно быть больше трех. После нарастания колебаний при $K\beta_+ > 1$ установившейся формой колебаний будет “обрезанный” синус. Чтобы избежать искажений, применяется автоматически регулируемая ООС. Для этого в цепь ООС включена лампочка накаливания L . При увеличении амплитуды сигнала на выходе металлическая нить накала лампочки разгорается и ее сопротивление увеличивается. Это приводит к увеличению глубины ООС и уменьшению K . При установившихся колебаниях $K\beta_+ = 1$.

Применение в схеме генератора усилителя мощности связано с тем, что один операционный усилитель не может дать выходной ток, обеспечивающий нагрев нити накала лампочки. Несмотря на применение усилителя мощности, работающего в классе В, нелинейные искажения схемы не превышают $0,5 \div 1,0\%$ при амплитуде выходного сигнала ~ 10 В.

8.8. Порядок выполнения работы

Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя и макеты исследуемых усилителей у инженера.

8.8.1. Блок-схема экспериментальной установки

В комплект экспериментальной установки входят: лабораторный макет, генератор АКПП-3407/1, два вольтметра ВЗ-38А и осциллограф GDS-71022 (или аналогичные приборы).

Слева на передней панели лабораторного макета расположены:

- гнезда входа цепочки Вина (сдвоенные) для подключения генератора и вольтметра;
- гнезда выхода цепочки Вина (сдвоенные) для подключения вольтметра и осциллографа;
- гнезда малого диаметра для установки панельки с цепочкой Вина в макет.

Справа на передней панели лабораторного макета расположены:

- гнезда входа усилителя (сдвоенные) для подключения генератора и вольтметра;
- гнезда выхода усилителя (сдвоенные) для подключения вольтметра и осциллографа;
- рукоятка регулятора величины ООС усилителя;
- лампочка накаливания в цепи ООС усилителя (при включении усилителя накал лампы не всегда наблюдается);
- гнезда малого диаметра для установки панельки с цепочкой Вина в цепь ПОС исследуемого генератора.

8.8.2. Исследование фильтра Вина

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

1. Получить панельку с фильтром Вина у инженера и вставить ее в соответствующие гнезда в левой части панели макета.

2. Собрать схему для измерения АЧХ и ФЧХ фильтра Вина, приведенную на рис.8.11. Снять АЧХ и ФЧХ фильтра. Для этого на вход



Рис.8.11. Блок-схема экспериментальной установки для измерения АЧХ и АХ фильтра Вина

цепочки Вина подать гармонический сигнал с генератора напряжением $U_{\text{вх}} = 1 \text{ В}$. Величину напряжения на входе и на выходе измерять вольтметрами или по заданию преподавателя с помощью осциллографа.

Сдвиг фаз измерить с помощью осциллографа (на рис.8.12 приведены временные зависимости напряжения на входе и выходе фильтра Вина). Определить период колебаний T и время задержки τ (на цифровом осциллографе это удобно сделать с помощью курсорных измерений), как показано на рисунке, и рассчитать сдвиг фаз

$$\varphi = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}} = -\frac{\tau}{T} 360^\circ.$$

Если изменение выходного напряжения опережает изменение входного, то знак $-$ в формуле изменяется на $+$.

При снятии зависимости $U_{\text{вых}} = f(f)$ минимальная частота

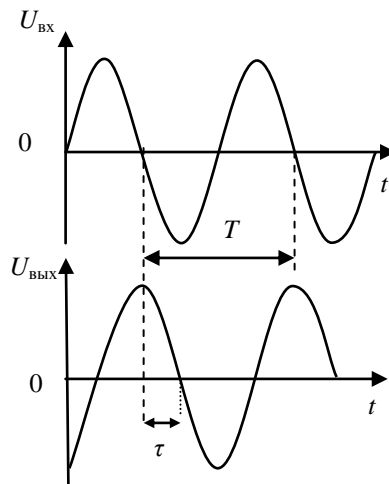


Рис.8.12. Измерение сдвига фаз входного и выходного напряжения с помощью осциллографа

определяется наименьшей частотой используемого генератора (10 или 20 Гц). Удобно при каждом следующем измерении примерно удваивать частоту. Например: 10 Гц; 20 Гц; 40 Гц; 80 Гц; 160 Гц; 320 Гц, 640 Гц, 1280 Гц; 2500 Гц; 5000 Гц; 10000 Гц и т.д. Измерения можно заканчивать, если на высокой частоте $U_{\text{вых}}$ уменьшится по сравнению с $U_{\text{вых}}$ на средней частоте не менее чем в два раза.

По результатам исследований построить АЧХ и ФЧХ, т.е. зависимости коэффициента усиления напряжения $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ и φ от частоты. Графики следует построить в полулогарифмическом масштабе. По вертикальной оси откладывать K_U или φ в линейном масштабе, по горизонтальной оси – f в нелинейном (увеличивая величину частоты по закону логарифма с основанием 2). При этом оцифровка частот дается в Герцах (кГц, МГц), например, как это показано на рис.3.27. По АЧХ определить $f_{0 \text{ изм.}}$. На графиках указать величину $U_{\text{вх}}$, номиналы резисторов R и конденсаторов C .

3. По номиналам R и C цепочки Вина методом комплексных амплитуд рассчитать АЧХ и ФЧХ фильтра. Расчетные графики АЧХ и ФЧХ построить на тех же листах, что и экспериментальные. Сравнить экспериментальные АЧХ и ФЧХ с теоретическими. Вычислить квази-резонансную частоту $f_{0 \text{ выч}} = \frac{1}{2\pi RC}$ и сравнить ее с измеренной $f_{0 \text{ изм.}}$

8.8.3. Исследование усилителя

При исследовании усилителя фильтр Вина в цепи ПОС должен отсутствовать.

1. В схеме, показанной на рис.8.11, фильтр Вина заменить исследуемым усилителем. На вход усилителя с генератора подать гармонический сигнал с $U_{\text{вх}} = 1$ В с частотой 1000 Гц. Поворачивая рукоятку регулятора величины ООС, добиться усиления $K \approx 3 \div 3,5$.

2. Снять амплитудную характеристику усилителя $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$ при $f = 1000$ Гц. Входное напряжение изменять от 0 до 5 В через 0,25 В. Построить график амплитудной характеристики $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$. Определить коэффициент усиления напряжения усилителя на различных участках амплитудной характеристики.

8.8.4. Исследование RC-генератора

1. Собрать RC-генератор. Для этого вставить фильтр Вина в гнезда ПОС усилителя. При этом кабель, подающий напряжение с генератора на вход усилителя, должен отсутствовать.

2. Пронаблюдать на экране осциллографа форму колебаний на выходе генератора. Если колебания не возникают или имеют заметные

искажения, то необходимо добиться колебаний и убрать искажения, изменяя величину ООС рукояткой потенциометра.

Убедиться, что выполняется условие баланса амплитуд $K\beta_+ = 1$.

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}, \beta_+ = |A| = \frac{U_{\text{вых цеп Вина}}}{U_{\text{вх цеп Вина}}}.$$

Здесь K – коэффициент усиления усилителя с ООС, β_+ – коэффициент ПОС, который равен коэффициенту передачи фильтра Вина на частоте квазирезонанса f_0 .

3. С помощью осциллографа и генератора по фигурам Лиссажу точно определить частоту исследуемого генератора $f_{\text{ген}}$. Напряжение с выхода исследуемого генератора подавать на вертикальный вход осциллографа, а напряжение с эталонного генератора $f_{\text{эт}}$ – на горизонтальный. При $f_{\text{ген}} = f_{\text{эт}}$ на экране должен появиться эллипс. Более подробно методика проведения измерений описана в 7.5.2 и 7.6.1, п. 7.

8.9. Контрольные вопросы

1. Принцип работы RC -автогенераторов гармонических колебаний.
2. Автогенераторы с RC -цепочками, сдвигающими фазу в сторону опережения и отставания.
3. Фильтр Вина. Схемы электрическая и эквивалентная. Расчет АЧХ и ФЧХ.
4. Операционный усилитель (ОУ): идеальный и реальный. Основные характеристики и параметры. Графическое изображение ОУ в схемах.
5. Расчет коэффициентов усиления инвертирующего и неинвертирующего масштабных усилителей на ОУ.
6. Генератор на ОУ и цепочке Вина. Принцип работы генератора. Условия баланса амплитуд и фаз.
7. Автоматическая регулировка усиления в генераторе.
8. Определение частоты генератора с помощью цифрового осциллографа. Измерение частоты с помощью фигур Лиссажу.
9. Объяснить полученные результаты.

8.10. Список литературы

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.

4. *RC-автогенератор*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1998. 20 с.

5. *Операционные усилители*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, А.А.Федоренко; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2000. 16 с.

Работа 9. ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА

9.1. Работа транзистора в ключевом режиме

Основным элементом многих импульсных схем является транзистор, работающий в ключевом режиме. Такой транзистор имеет два стационарных состояния: в одном он закрыт и обладает большим сопротивлением постоянному току ($r \sim 100$ кОм), в другом открыт и имеет малое сопротивление ($r \sim 1$ Ом).

Наиболее распространенной схемой включения транзисторного ключевого элемента является схема с общим (заземленным) эмиттером (ОЭ), представленная на рис.9.1,*а* (транзистор открыт) и рис.9.1,*б* (транзистор закрыт). За положительное направление токов в транзисторе принято направление токов открытого транзистора, показанное на рис.9.1,*а*. Если к базе транзистора приложен положительный относительно эмиттера потенциал (рис.9.1,*б*), то для основных носителей тока оба $p-n$ -перехода в транзисторе закрыты. Через них текут лишь тепловые токи, образованные неосновными носителями. Эти токи называются обратными. Обратный ток в базовой цепи $I_{Б0}$ противоположен по направлению току базы открытого транзистора $i_{б}$, ток $I_{э60}$ также противоположен по направлению току $i_{э}$, а направления $I_{к60}$ и $i_{к}$ в коллекторной цепи совпадают. Из-за того, что площадь эмиттера меньше площади коллектора, ток $I_{э60}$ значительно меньше тока $I_{к60}$. Поэтому можно считать, что $I_{б0} = I_{э60} + I_{к60} \approx I_{к60}$. У маломощных германиевых транзисторов ток $I_{к60}$ порядка 10 мкА. Он слабо зависит от величины положительного потенциала базы, но значительно возрастает с повышением температуры. Например, у транзисторов МП42 ток $I_{к60}$ при 20°C равен 25 мкА, а при 60°C – 250 мкА. При расчетах схем в качестве $I_{к60}$ следует брать это увеличенное на порядок значение, чтобы учесть возможное повышение температуры транзистора.

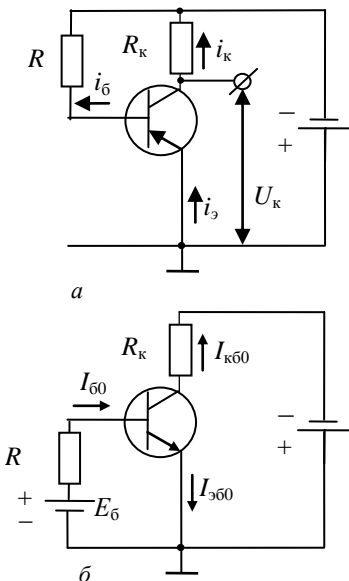


Рис.9.1. Включение транзисторного ключевого элемента по схеме с общим эмиттером, транзистор:

а – открыт, *б* – закрыт

На рис.9.2 представлено семейство выходных статических характеристик транзистора: $i_k = f(U_k)$ при $i_6 = \text{const}$. Если задано напряжение коллекторного питания E_k и сопротивление R_k , то можно провести нагрузочную прямую (динамическую характеристику). Она строится следующим образом. Очевидно, что в транзисторе $|E_k| = |U_k| + i_k R_k$. Отсюда получается уравнение нагрузочной прямой: $i_k = (|E_k| - |U_k|)/R_k$. Прямая проводится по двум ее точкам, которые определяются выражениями: если $i_k = 0$, то $|E_k| = |U_k|$ (точка K на рис.9.2). С учетом знака: $U_k = -E_k$. Если $U_k = 0$, то $i_k = E_k/R_k$ (точка L).

Закрытому состоянию транзистора соответствует точка A на нагрузочной прямой. Действительно, при этом $i_6 = -I_{\kappa 60} \approx -I_{\kappa 60}$. В этом состоянии потенциал коллектора $U_k = -(E_k - I_{\kappa 60} R_k)$. Для того, чтобы потенциал коллектора запертого транзистора как можно меньше зависел от изменений тока $I_{\kappa 60}$ с температурой, необходимо выполнение условия

$$I_{\kappa 60} R_k \ll E_k. \quad (9.1)$$

Это можно осуществить двумя путями: а) выбором кремниевого транзистора, т.к. у него ток $I_{\kappa 60}$ на порядок меньше, чем у германиевого транзистора; б) уменьшением величины R_k . В последнем случае с уменьшением R_k возрастает ток i_k . Минимально возможным значением

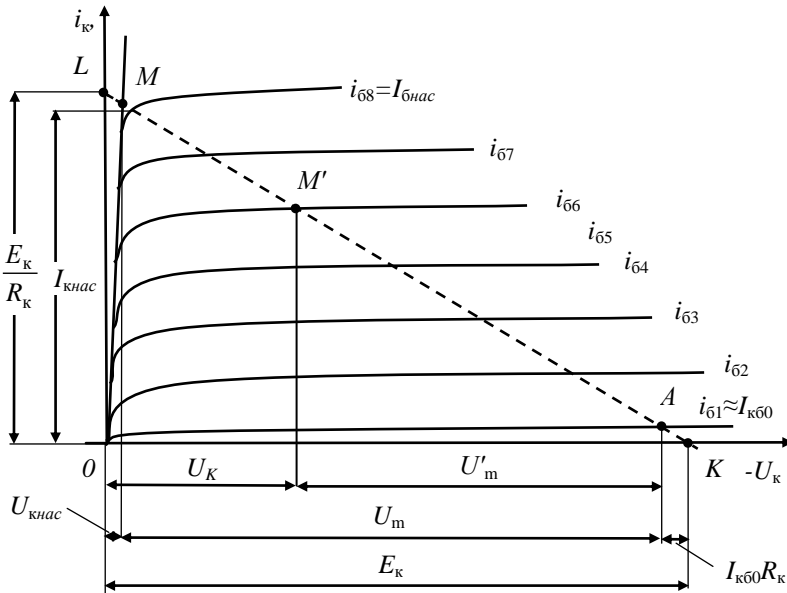


Рис.9.2. Семейство выходных статических характеристик транзистора

сопротивления R_k будет

$$R_{k \min} = E_k / i_{k \max}, \quad (9.2)$$

где $i_{k \max}$ – максимально допустимое значение коллекторного тока открытого транзистора. Его находят в справочнике для данного типа транзистора (замечание: в справочнике обычно указывается максимально допустимый ток эмиттера, который лишь незначительно больше тока коллектора). Выбираемое при расчетах значение R_k должно быть больше $R_{k \min}$.

Если значение величины $I_{k60} R_k$ соответствует неравенству (9.1), то для практических расчетов можно положить, что в закрытом транзисторе $U_k \approx -E_k$, а точку A на рис.9.2 считать лежащей на пересечении нагрузочной линии с осью абсцисс.

Когда транзистор открыт, то в зависимости от величины тока базы (которая определяется потенциалом базы) рабочая точка транзистора на семействе статических характеристик располагается либо в активной области (транзистор насыщен), либо находится на грани насыщения. В обоих случаях величина базового тока определяется следующим выражением (рис.9.1,а):

$$i_b = (E_k - U_b) / R \approx E_k / R. \quad (9.3)$$

Для активной области, т.е. для рабочих точек, лежащих на нагрузочной прямой между точками A и M (рис.9.2), справедливо уравнение

$$i_k = h_{21\ominus} i_b, \quad (9.4)$$

где $h_{21\ominus}$ – коэффициент передачи тока транзистора в схеме с ОЭ (коэффициент усиления базового тока). При этом, например, для точки M' потенциал коллектора транзистора будет равен

$$U_k = -(E_k - I_{k60} R_k) - U'_m \approx -(E_k - U'_m). \quad (9.5)$$

Здесь U'_m – разность напряжений на коллекторе в закрытом (точка A) и открытом (точка M') состояниях, которая представляет собой амплитуду выходного напряжения каскада $U'_m = i_k R_k$.

При увеличении базового тока от i_{b1} до i_{b7} уравнение (9.4) в последний раз оказывается справедливым для значения базового тока $i_{b8} = I_{b \text{ нас}}$. При этом рабочая точка, перемещаясь по нагрузочной линии, попадает в точку M , лежащую на линии критического режима. Базовому току $I_{b \text{ нас}}$ соответствует коллекторный ток насыщения $I_{k \text{ нас}}$:

$$I_{k \text{ нас}} = h_{21\ominus} I_{b \text{ нас}}. \quad (9.6)$$

Это определяет грань насыщения. При дальнейшем увеличении базового тока ($i_b > I_{b \text{ нас}}$) коллекторный ток сохраняет значение $I_{k \text{ нас}}$, т.е. перестает изменяться, и уравнение (9.4) перестает быть справедливым. При $i_b > I_{b \text{ нас}}$ транзистор находится в насыщенном состоянии, которое характеризуется независимостью коллекторного тока от величины базового тока $i_k = I_{k \text{ нас}} = \text{const}$. Напряжение на коллекторе транзистора на

границы насыщения или в насыщенном состоянии $U_{к\text{ нас}} \ll E_k$. Можно считать, что $U_{к\text{ нас}} \approx 0$. Амплитуда выходного напряжения ключевого каскада $U_m = I_{к\text{ нас}} R_k \approx E_k$. Ток коллектора насыщенного транзистора равен

$$I_{к\text{ нас}} = E_k / R_k. \quad (9.7)$$

Степень насыщения транзисторного ключевого каскада характеризуют коэффициентом насыщения:

$$K_{\text{нас}} = i_b / i_{b\text{ нас}}. \quad (9.8)$$

Если использовать уравнения (9.3) и (9.7), то можно получить выражение для $K_{\text{нас}}$ через параметры элементов ключевого каскада:

$$K_{\text{нас}} = \frac{i_b}{i_{b\text{ нас}}} = \frac{h_{21Э} i_b}{h_{21Э} I_{b\text{ нас}}} = \frac{h_{21Э} i_b}{I_{к\text{ нас}}} = h_{21Э} \frac{R_k}{R}. \quad (9.9)$$

Для границы насыщения $K_{\text{нас}} = 1$, для глубокого насыщения $K_{\text{нас}} > 1$. Таким образом, для обеспечения насыщенного состояния транзистора величина R должна удовлетворять условию

$$R \leq h_{21Э} R_k. \quad (9.10)$$

9.2. Мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями

Мультивибратор в режиме автоколебаний – это релаксационный генератор, обладающий двумя квазиравновесными состояниями. В процессе работы он без какого-либо внешнего воздействия скачком переходит последовательно из одного такого состояния в другое. При этом мультивибратор вырабатывает импульсы, амплитуда, длительность и частота повторения которых зависят от параметров элементов схемы.

Для генерирования напряжения прямоугольной формы наиболее часто применяется мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями. Схема такого мультивибратора приведена на рис.9.3. Временные диаграммы, поясняющие работу схемы, приведены на рис.9.4.

Рассмотрение процессов в схеме начнем с момента, принятого за нулевой на рис.9.4, когда транзистор VT_2 открыт и насыщен, а VT_1 закрыт

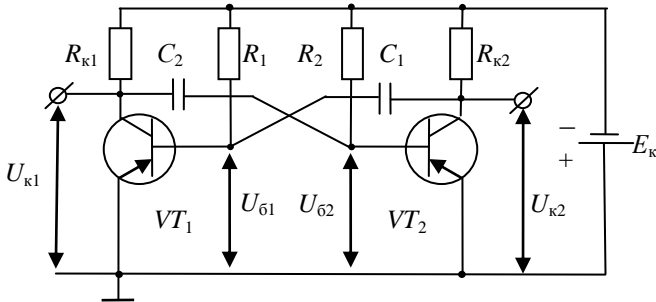


Рис.9.3. Схема мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями

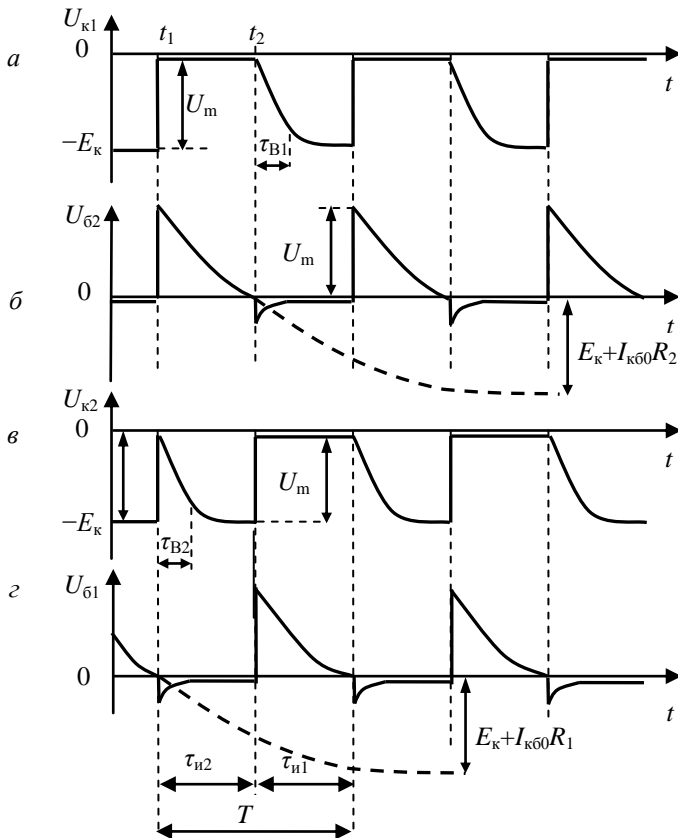


Рис.9.4. Временные диаграммы мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями: *а* – на коллекторе транзистора VT_1 ; *б* – на базе транзистора VT_2 ; *в* – на коллекторе транзистора VT_2 ; *г* – на базе транзистора VT_1

Закрытое состояние VT_1 поддерживается напряжением на конденсаторе C_1 , приложенным между базой и эмиттером VT_1 плюсом к базе (открытый насыщенный транзистор VT_2 можно считать замкнутым ключом). Напряжение на коллекторе запертого транзистора VT_1 таково:

$$U_{к1} = -(E_{к} - I_{к60}R_{к1}) \approx -E_{к}. \quad (9.11)$$

Напряжение на коллекторе открытого насыщенного транзистора VT_2 составляет $U_{к2} = U_{к\text{нас}} \approx 0$, а на базе VT_2 имеется небольшое отрицательное напряжение. Конденсатор C_1 перезаряжается. Ток перезаряда $i_{п}$ идет по пути: левая пластина C_1 , R_1 , $-E_{к}$, $+E_{к}$, эмиттер VT_2 , коллектор VT_2 , правая пластина C_1 . Постоянная времени этого процесса равняется R_1C_1 . Часть тока перезаряда C_1 идет в базу закрытого транзистора VT_1 и образует ток $I_{к60}$. Потенциал базы VT_1 относительно эмиттера:

$$U_{б1} = -[E_{к} - (i_{п} - I_{к60})R_1]. \quad (9.12)$$

Если бы транзистор VT_1 не открывался, то потенциал базы $U_{б1}$ достиг бы предельного значения, равного (при $i_{п} = 0$)

$$U_{б1} = -(E_{к} + I_{к60}R_1). \quad (9.13)$$

Итак, $U_{б1}$ от некоторого положительного значения (момент времени $t = 0$) стремится к отрицательному значению ($t \rightarrow \infty$). В момент достижения $U_{б1}$ нулевого значения ($t = t_1$) транзистор VT_1 открывается. Появившийся коллекторный ток $i_{к1}$ создает на $R_{к1}$ падение напряжения. Потенциал $U_{к1} = -(E_{к} + i_{к1}R_{к1})$ повышается. Т.к. конденсатор C_2 не может перезарядиться мгновенно, то повышение потенциала его левой пластины (относительно нулевого провода) передается на правую пластину, т.е. $U_{б2}$ повышается. Это ведет к уменьшению тока коллектора $i_{к2}$ в транзисторе VT_2 . Потенциал коллектора $U_{к2}$ понижается (рис.9.4, в момент времени t_1). Отрицательный перепад напряжения с коллектора транзистора VT_2 через емкость C_1 , которая мгновенно перезарядиться не может, передается на базу первого транзистора; понижение $U_{б1}$ вызывает возрастание $i_{к1}$, повышение $U_{к1}$ и т.д. Развивается лавинообразный процесс, заканчивающийся закрыванием VT_2 и насыщением VT_1 .

Как только транзистор VT_2 закроется и потенциал его коллектора понизится, т.е. понизится потенциал правой пластины конденсатора C_1 , начинается заряд этого конденсатора по цепи: $+E_{к}$ (нулевого провод), эмиттер VT_1 , база VT_1 , C_1 , $R_{к2}$, $-E_{к}$. Постоянная времени этого процесса равна $C_1R_{к2}$. Пока ток заряда протекает по $R_{к2}$, потенциал коллектора второго транзистора равен $U_{к2} = -(E_{к} - i_{зар}R_{к2})$. По истечении некоторого времени $t_{в}$ зарядный ток $i_{зар} \approx 0$, и $U_{к2}$ становится равным $-E_{к}$.

Таким образом, постоянная времени $\tau_{зар} = CR_{к}$ определяет длительность отрицательного перепада напряжения коллектора от $U_{к} \approx 0$

(насыщенный режим) до $-E_k$ (закрытый транзистор), т.е. длительность восстановления $t_{в1}$ (иначе говоря, фронт импульса $t_{\Phi}^{(-)}$). Она приблизительно равна $3\tau_{зар}$.

При отпирании транзистора VT_1 в момент времени t_1 напряжение на его коллекторе $U_{к1}$ совершает положительный перепад от значения $-E_k$ до $U_{к\text{нас}}$, т.е. повышается на величину U_m . Длительность этого положительного перепада $t_{\Phi}^{(+)}$ напряжения U_k определяется только процессами, происходящими в самом транзисторе. Она имеет порядок времени переключения транзистора, приводимого в справочниках. Обычно $t_{\Phi}^{(+)} \ll t_{\Phi}^{(-)}$. Этот положительный перепад напряжения U_m с коллектора VT_1 поступает на базу транзистора VT_2 и запирает его. Время пребывания транзистора VT_2 в закрытом состоянии $t_{и2}$ определяется процессом заряда конденсатора C_2 (постоянная времени C_2R_2). Направление тока разряда (перезаряда) емкости C_2 : правая пластина C_2 , R_2 , $-E_k$, $+E_k$, эмиттер VT_1 , коллектор VT_1 , левая пластина C_2 .

По мере разряда C_2 потенциал $U_{\delta 2}$ становится менее положительным и, когда он достигает значения $U_{\delta 2}=0$, происходит следующее опрокидывание схемы (момент времени t_2 на рис.9.4). Между моментами t_1 и t_2 проходит время $t_{и2}$.

Найдем связь $t_{и2}$ (времени пребывания транзистора VT_2 в закрытом состоянии) с параметрами схемы мультивибратора. Для этого время будем отсчитывать от момента t_1 , т.е. от момента начала разряда конденсатора C_2 . Тогда напряжение U_2 изменяется со временем по следующему закону:

$$U_{\delta 2} = U_{\delta 2}(\infty) - [U_{\delta 2}(\infty) - U_{\delta 2}(0)]e^{-t/\tau}, \quad (9.14)$$

где $\tau = R_2C_2$; $U_{\delta 2}(0) = +U_m$ – потенциал базы транзистора VT_2 в момент начала заряда конденсатора C_2 ; $U_{\delta 2}(\infty) = -(E_k + I_{к\delta 0}R_2)$ – предельное значение $U_{\delta 2}$, которое было бы достигнуто после окончания разряда C_2 , если бы процесс разряда не был прекращен в момент времени $t = t_{и2}$.

В момент $t = t_{и2}$ напряжение $U_{\delta 2}$ становится равным нулю, и схема опрокидывается. Уравнение (9.14) при этом будет выглядеть следующим образом:

$$0 = -(E_k + I_{к\delta 0}R_2) - [-(E_k + I_{к\delta 0}R_2) - U_m] e^{-t_{и2}/R_2C_2}. \quad (9.15)$$

Далее получается

$$e^{t_{и2}/R_2C_2} = \frac{(E_k + I_{к\delta 0}R_2) + U_m}{E_k + I_{к\delta 0}R_2} = 1 + \frac{U_m}{E_k + I_{к\delta 0}R_2} \approx 2. \quad (9.16)$$

Логарифмируем обе части получившегося уравнения и получаем

$$t_{и2} = R_2C_2 \cdot \ln 2. \quad (9.17)$$

Это и есть время нахождения транзистора VT_2 в закрытом состоянии. Аналогично может быть получено время $t_{и1}$.

Длительность периода колебаний: $T = t_{и1} + t_{и2}$.

Для симметричного мультивибратора, когда $R_1 = R_2$ и $C_1 = C_2$,

$$T = 2RC \cdot \ln 2 \approx 2RC \cdot 0,7 = 1,4 \cdot RC. \quad (9.18)$$

9.3. Мультивибратор с улучшенной формой импульсов на коллекторах

Форма импульсов на коллекторах $U_{к1}$ и $U_{к2}$ в схеме (рис.9.3) отличается от прямоугольной (рис.9.4). Она улучшается при уменьшении времени восстановления $t_{в1}$ и $t_{в2}$. Время восстановления $t_{в} \approx 3R_{к}C$ может быть уменьшено путем уменьшения $R_{к}$ или C . Однако $R_{к}$ уменьшить можно только до $R_{к \text{ мин}}$ (см. уравнение (9.2)). Уменьшение же емкости C должно для сохранения периода T сопровождаться увеличением R , что обычно приводит к ухудшению температурной стабильности схемы.

Форма импульсов напряжения на коллекторах может быть значительно улучшена другим путем: исключением сопротивлений $R_{к1}$ и $R_{к2}$ из цепи заряда конденсаторов C_1 и C_2 . Схема, построенная на этом принципе, изображена на рис.9.5. Выбор сопротивлений здесь осуществляется следующим образом:

$$R'_{к1} = R''_{к1} = 2R_{к1}, \quad R'_{к2} = R''_{к2} = 2R_{к2}, \quad (19)$$

где $R_{к1}$ и $R_{к2}$ – величины сопротивлений для схемы на рис.9.3.

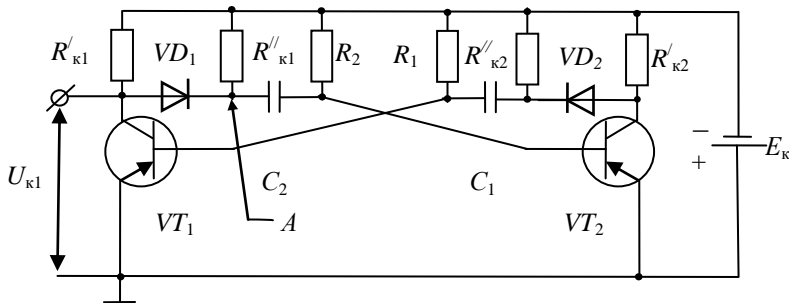


Рис.9.5. Схема мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах

При таком выборе сопротивлений режим работы открытого транзистора в схеме на рис.9.5 остается таким же, как и в схеме на рис.9.3. Это объясняется тем, что диод, связанный с коллектором открытого транзистора, открыт, и нагрузочное сопротивление коллекторной цепи определяется параллельным соединением сопротивлений $R'_{к1}$ и $R''_{к1}$ (при открытом VT_1) или $R'_{к2}$ и $R''_{к2}$ (при открытом VT_2).

При запертии транзистора диод, связанный с его коллектором, тоже запирается, и сопротивление $R'_{к1}$ отключается от цепи заряда конденсатора. Так, при запертом транзисторе VT_1 диод VD_1 заперт, и

конденсатор C_2 заряжается по цепи: $+E_K$ (нулевой провод), эмиттер-база VT_2 , C_2 , $R'_{к1}$, $-E_K$. Отсутствие падения напряжения на $R'_{к1}$ обуславливает прямоугольную форму напряжения на коллекторе $U_{к1}$ (рис.9.6,а).

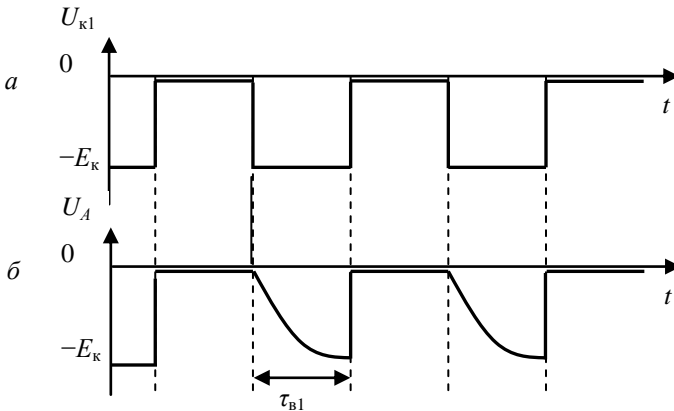


Рис.9.6. Временная диаграмма мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах: а – на коллекторе транзистора VT_1 ; б – в точке А рис.9.5

Следует обратить внимание на то, что время $t_{в1}$ (рис.9.6,б) восстановления напряжения на конденсаторе C (в точке А на рис.9.5) становится в два раза больше времени восстановления напряжения на коллекторе транзистора V_1 в схеме рис.9.3.

9.4. Расчет мультивибратора

Задаются амплитуда импульсов U_m и период автоколебаний T для симметричной схемы или длительности импульсов $t_{н1}$ и $t_{н2}$ для несимметричной схемы, а также тип транзистора.

Расчет производится в следующем порядке:

1. Выбирается напряжение источника $E_K \approx (1,05 \div 1,10)U_m$;
2. Выбирается сопротивление R_K . С одной стороны, R_K должно быть больше, чем $R_{K \text{ мин}} = E/i_{K \text{ макс}}$, для того чтобы через транзистор не проходил ток, больший предельно допустимого (см. уравнение (9.2)). С другой стороны, для того чтобы потенциал коллектора запятого транзистора мало зависел от температуры за счет тока $I_{кб0}$, должно быть выполнено условие (9.1), т.е. R_K должно быть много меньше, чем $E_K/I_{кб0}$. Следует учесть замечание об этих токах, сделанное на стр. 155 и 156. Обычно R_K находится в диапазоне от нескольких сотен Ом до нескольких кОм.

На резисторе R_k будет выделяться тепловая мощность $P = i_k E_k$, если транзистор по какой-либо причине открыт долго. При работе в схеме мультивибратора эта мощность будет вдвое меньше. Резистор R_k должен быть выбран такой мощности, чтобы она была не меньше, чем P .

3. Определяется величина сопротивления R . От величины R зависит ток базы и, следовательно, глубина насыщения транзистора. В мультивибраторах основным видом работы является неглубоко насыщенный режим. При неглубоком насыщении $K_{нас} = 2 \div 3$. Согласно формуле (9.9) $K_{нас} = h_{21Э} R_k / K_{нас}$.

4. Далее по формуле (9.18) вычисляется величина емкости C : $C = T/1,4R$. Если мультивибратор несимметричный, то $C_1 = t_{и1}/0,7R$ и $C_2 = t_{и2}/0,7R$.

5. Определяется время восстановления $t_b \approx 3R_k C$.

9.5. Порядок выполнения работы

Получить задание по выполнению лабораторной работы у преподавателя и макеты для сборки исследуемых мультивибраторов у инженера.

9.5.1. Исследование мультивибратора с коллекторно-базовыми ем-

Подача напряжения на все приборы и включение приборов производятся после проверки схемы преподавателем или инженером.

костными связями

1. Провести расчет номиналов элементов схемы мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостями по методике приведенной в 9.4. Результаты показать преподавателю.

2. Получить выбранные радиодетали, макетную плату и приборы у инженера.

3. Собрать схему мультивибратора, приведенную на рис.9.3 на макетной плате. Показать собранную схему инженеру.

4. Включить источник питания и осциллограф. Снять временные диаграммы напряжения на коллекторах и базах транзисторов, изменить величины U_m , T , t_b и сравнить с рассчитанными или заданными значениями этих величин.

9.5.1. Исследование мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах

1. Преобразовать собранную схему мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями в схему мультивибратора с

улучшенной формой импульсов на коллекторах. Для этого вместо рассчитанных выше $R_{к1}$ и $R_{к2}$ (рис.9.3) в схему впаиваются $R'_{к1} = R''_{к1} = 2R_{к1}$ и $R'_{к2} = R''_{к2} = 2R_{к2}$ (рис.9.5). Остальные элементы схемы остаются прежними. Дiodы VD_1 и VD_2 в лабораторном макете постоянно включены на внутренней стороне верхней панели. Показать собранную схему инженеру.

2. Включить источник питания и осциллограф. Снять временные диаграммы напряжения на коллекторах транзисторов VT_1 и VT_2 , а также в точке A (рис.9.5) и измерить величины U_m , T , t_v и сравнить с полученными для мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями.

9.6. Контрольные вопросы

1. Нарисовать семейство выходных статических характеристик биполярного транзистора. Пояснить, как строится нагрузочная прямая. Указать активную область, а также области отсечки и насыщения.
2. Что такое мультивибратор и какие сигналы он вырабатывает.
3. Электрическая схема и принцип действия мультивибратора.
4. Какой процесс в схеме определяет длительность импульса.
5. Как можно улучшить форму импульсов на коллекторах транзисторов.
6. Сравнить результаты расчетов мультивибраторов с результатами экспериментальных исследований.

9.7. Список литературы

1. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
2. *Иванов М.Т., Сергиенко А.Б., Ушаков В.Н.* Теоретические основы радиотехники: учебное пособие. М.: Высш. шк., 2002. 306с.
3. *Важенина З.П.* Импульсные генераторы на полупроводниковых приборах. М.: Энергия, 1977. 68 с.
4. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник / Под. ред. Б.Л. Перельмана. М.: Радио и связь, 1981. 656 с.
5. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Марченко А. Л.* Основы электроники. М.: ДМК Пресс, 2008. 296 с.
2. *Нефедов В. И.* Основы радиоэлектроники и связи. М.: Высш. шк., 2005. 510 с.
3. *Игумнов Д.В., Костюнина Г.П.* Основы полупроводниковой электроники. М., 2005. 392 с.
4. *Новиков Ю.Н.* Электротехника и электроника. СПб.: Питер, 2005. 384 с.
5. *Хоровиц П., Хилл У.* Искусство схемотехники. М.: Мир, 2001. 704.
6. *Манаев Е.И.* Основы радиоэлектроники. М.: Радио и связь, 1985. 488 с.
7. *Жеребцов И.П.* Радиотехника. М.: Связь, 1965. 656 с.
8. *Бонч-Бруевич А.М.* Радиоэлектроника в экспериментальной физике. М.: Наука, 1966. 768 с.
9. *Молчанов А.П.* Курс электротехники и радиотехники. М.: Наука, 1976. 479 с.
10. *Выпрямители* в приборах физического эксперимента: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. А.Г.Михайловский; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1988. 31 с.
11. *Стабилизаторы* напряжения в приборах физического эксперимента: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. А.Г.Михайловский; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1988. 32 с.
12. *Электротехника. Ч. II*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, А.Г.Михайловский; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1984. 43 с.
13. *Усилители* на биполярных транзисторах: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, Ю.Г.Светлов; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2005. 32 с.
14. *Усилители* на полевых транзисторах: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, Ю.Г.Светлов; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2003. 31 с.
15. *Усилители*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1997. 24 с.
16. *Операционные усилители*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин, А.А.Федоренко; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2000. 16 с.
17. *LC-автогенераторы*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев, И.Л.Вольхин; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1998. 31 с.

18. *РС-автогенератор*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. Н.Н.Коротаев; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1998. 20 с.

19. *Осциллограф*: метод. указ. к выполнению лаб. раб. / сост. А.С.Ажеганов, И.Л.Вольхин, Н.Н.Коротаев, Б.И.Пирожков; Перм. гос. ун-т. Пермь, 2001. 24 с.

20. *Полупроводниковая электроника*: лаб. практикум: учеб.-метод. пособие / сост. И.Л.Вольхин, А.С.Ажеганов; Перм. гос. нац. иссл. ун-т. Пермь, 2012. 172 с.

21. *Жаворонков М.А.*, Кузьмин А.В. *Электротехника и электроника*. 4-е изд., испр. М.: Академия, 2011. 400 с.

22. *Радиоэлектроника. Лабораторный практикум*: учеб.-метод. пособие / сост. И.Л.Вольхин; Перм. гос. нац. иссл. ун-т. Пермь, 2012. 158 с.

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	3
Работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПРЯЖЕНИЯ	4
1.1. Источники питания	4
1.2. Выпрямители	6
1.2.1. Основные характеристики выпрямительных диодов	6
1.2.2. Однополупериодный выпрямитель	7
1.2.3. Двухполупериодный выпрямитель	8
1.2.4. Мостовая схема выпрямителя	9
1.3. Сглаживающие фильтры	10
1.3.1. Емкостной фильтр	11
1.3.2. Г-образный <i>RC</i> -фильтр	13
1.3.3. П-образный <i>RC</i> -фильтр	14
1.4. Стабилизаторы напряжения	14
1.4.1. Параметрические стабилизаторы напряжения	14
1.4.2. Компенсационные стабилизаторы напряжения	16
1.5. Порядок выполнения работы	20
1.5.1. Блок-схема экспериментальной установки	20
1.5.2. Методика выполнения работы	20
1.6. Контрольные вопросы	26
1.7. Список литературы	27
Работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ	28
2.1. Резонанс напряжений	28
2.2. Резонанс токов	33
2.3. Порядок выполнения работы	36
2.3.1. Изучение резонанса напряжений	36
2.3.2. Изучение резонанса токов	38
2.4. Контрольные вопросы	38
2.5. Список литературы	39
Работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	40
3.1. Биполярные транзисторы с управляемым <i>p-n</i> -переходом	40
3.2. Три схемы включения транзистора	42
3.3. Усилители на биполярных транзисторах	44
3.3.1. Общие сведения об электронных усилителях	44
3.3.2. Основные характеристики усилителей	45
3.4. Отрицательная обратная связь в усилителях	47
3.5. Усилитель с общим эмиттером	48
3.5.1. Графоаналитический метод анализа работы усилителя на биполярном транзисторе	49

3.5.2. Схемы смещения рабочей точки	50
3.5.3. Широкополосный усилитель с общим эмиттером	55
3.5.4. Резонансный усилитель с общим эмиттером	58
3.6. Усилитель с общим коллектором	58
3.7. Усилитель с общей базой	60
3.8. Порядок выполнения работы	60
3.8.1. Блок-схема экспериментальной установки	60
3.8.2. Методика выполнения работы	61
3.9. Контрольные вопросы	66
3.10. Список литературы	66
Работа 4. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	67
4.1. Конструкция и принцип действия полевого транзистора	67
4.2. Основные параметры полевого транзистора	68
4.2.1. Вольт-амперные характеристики полевых транзисторов	70
4.2.2. Частотные свойства полевых транзисторов	71
4.3. Усилители на полевых транзисторах	72
4.3.1. Усилитель с общим истоком	72
4.3.2. Графоаналитический метод анализа работы усилителя на полевом транзисторе	73
4.3.3. Резонансный усилитель	79
4.3.4. Усилитель с общим стоком	80
4.3.5. Усилитель с общим затвором	82
4.4. Порядок выполнения работы	83
4.4.1. Блок-схема экспериментальной установки	83
4.4.2. Методика выполнения работы	83
4.5. Контрольные вопросы	88
4.6. Список литературы	89
Работа 5. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ЭЛЕКТРОННО-ВАКУУМНЫХ ЛАМПАХ	90
5.1. Реостатный усилительный каскад с общим катодом	90
5.2. Широкополосный усилитель	95
5.3. Резонансный усилитель	98
5.4. Реостатный усилительный каскад с общим анодом	98
5.5. Реостатный усилительный каскад с общей сеткой	100
5.6. Порядок выполнения работы	101
5.6.1. Блок-схема экспериментальной установки	101
5.6.2. Методика выполнения работы	102
5.7. Контрольные вопросы	104
5.8. Список литературы	104
Работа 6. ИССЛЕДОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ	105

6.1. Основные параметры операционных усилителей	105
6.2. Масштабные усилители	107
6.3. Повторитель и сумматор	108
6.4. Дифференциатор и интегратор	109
6.5. Операционный усилитель К140УД708	111
6.6. Порядок выполнения работы	112
6.6.1. Блок-схема экспериментальной установки	112
6.6.2. Методика выполнения работы	114
6.7. Контрольные вопросы	117
6.8. Список литературы	117
Работа 7. ИССЛЕДОВАНИЕ <i>LC</i> -АВТОГЕНЕРАТОРОВ	118
7.1. <i>LC</i> -генератор электромагнитных колебаний	118
7.2. Конструкция и принцип действия генератора с трансформаторной обратной связью	119
7.3. Условия самовозбуждения генератора	120
7.4. Трехточечные автогенераторы	126
7.5. Фигуры Лиссажу	129
7.5.1. Измерение разности фаз между двумя гармоническими сигналами одинаковой частоты с помощью фигур Лиссажу	129
7.5.2. Измерение частоты с помощью эталонного генератора по фигурам Лиссажу	130
7.6. Порядок выполнения работы	131
7.6.1. Исследование автогенератора с трансформаторной обратной связью	131
7.6.2. Исследование емкостного трехточечного автогенератора	135
7.7. Контрольные вопросы	136
7.8. Список литературы	137
Работа 8. ИССЛЕДОВАНИЕ <i>RC</i> -АВТОГЕНЕРАТОРОВ	138
8.1. Общие принципы работы генератора	138
8.2. Обратная связь в усилительных устройствах	138
8.3. Условия возникновения устойчивых колебаний в автогенераторе	139
8.4. <i>RC</i> -генераторы гармонических колебаний	141
8.5. Расчет фильтра Вина	143
8.6. Операционные усилители	145
8.7. <i>RC</i> -автогенератор на операционном усилителе	146
8.8. Порядок выполнения работы	148
8.8.1. Блок-схема экспериментальной установки	148
8.8.2. Исследование фильтра Вина	149
8.8.3. Исследование усилителя	150
8.8.4. Исследование <i>RC</i> -генератора	150

	169
8.9. Контрольные вопросы	151
8.10. Список литературы	151
Работа 9. ИССЛЕДОВАНИЕ МУЛЬТИВИБРАТОРА	153
9.1. Работа транзистора в ключевом режиме	153
9.2. Мультивибратор с коллекторно-базовыми емкостными связями	156
9.3. Мультивибратор с улучшенной формой импульсов на коллекторах	160
9.4. Расчет мультивибратора	161
9.5. Порядок выполнения работы	162
9.5.1. Исследование мультивибратора с коллекторно-базовыми емкостными связями	162
9.5.1. Исследование мультивибратора с улучшенной формой импульсов на коллекторах	162
9.6. Контрольные вопросы	163
9.7. Список литературы	163
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	164

Учебное издание

Составитель
Вольхин Игорь Львович

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

Учебно-методическое пособие

Редактор *Л. А. Богданова*
Корректор *Л. И. Семицветова*
Компьютерная верстка: *И. Л. Вольхин*

Подписано в печать 18.01.2017. Формат 60×84/16
Усл. печ. л. 9,88. Тираж 100 экз. Заказ ____

Издательский центр
Пермского государственного
национального исследовательского университета.
614990, г. Пермь, ул. Букирева, 15

Типография ПГНИУ.
614990, г. Пермь, ул. Букирева, 15