

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«ПЕРМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ  
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»

# РАДИОЭЛЕКТРОНИКА

## ФРОНТАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ

*Допущено методическим советом  
Пермского государственного национального  
исследовательского университета в качестве  
учебно-методического пособия для студентов, обучающихся  
по направлениям «Радиофизика», «Физика», «Нанотехнологии  
и микросистемная техника» и по специальностям «Информационная  
безопасность автоматизированных систем», «Технология геологической  
разведки», «Прикладная геология», «Технология аналитического  
контроля химических соединений»*



Пермь 2018

УДК 621.38(075.8)

ББК 32я73

P15

Составитель: канд. физ.-мат. наук, доц. **И. Л. Вольхин**

**Радиоэлектроника:** фронтальный лабораторный практикум: учеб.-метод. пособие / сост. И. Л. Вольхин; Перм. гос. нац. исслед. ун-т. – Пермь, 2018. – 90 с.: ил.

ISBN 978-5-7944-3141-4

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

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям «Радиофизика», «Физика», «Нанотехнологии и микросистемная техника», по специальностям «Информационная безопасность автоматизированных систем», «Технология геологической разведки», «Прикладная геология», «Технология аналитического контроля химических соединений», а также по смежным специальностям.

**УДК 621.38(075.8)**

**ББК 32я73**

*Печатается по решению ученого совета физического факультета  
Пермского государственного национального исследовательского университета*

*Научный консультант:* канд. физ.-мат. наук, доц. **А. С. Ажеганов**

*Рецензенты:* кафедра прикладной математики Перм. нац. исслед. политех. ун-та (зав. каф. – докт. техн. наук, проф. **В. П. Первадчук**); гл. технолог волоконно-оптических технологий ПАО «Перм. науч.-произв. приборостроит. компания» **О. Л. Кель**

ISBN 978-5-7944-3141-4

© Вольхин И.Л., составление, 2018

© ПГНИУ, 2018

## ВВЕДЕНИЕ

Учебно-методическое пособие “Радиоэлектроника: фронтальный лабораторный практикум” содержит подробное описание принципов работы основных радиоэлектронных устройств: полупроводниковых стабилизаторов, усилителей на биполярных транзисторах, LC-генераторов, а также описание экспериментальных установок для исследования их основных параметров, методики выполнения лабораторных работ и обработки полученных результатов. Лабораторные работы выполняются фронтально.

Лабораторный практикум по полупроводниковой электронике предназначен для закрепления теоретических знаний, полученных студентами при изучении курса “Радиоэлектроника”. Выполнение лабораторных работ способствует более глубокому изучению принципов работы основных радиоэлектронных 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 радиоэлектронных устройств и список контрольных вопросов, которые нацеливают студентов на самостоятельную работу с рекомендуемой литературой до предстоящего знакомства с соответствующими разделами лекционного курса.

В методических указаниях к лабораторным работам представлены 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 отчёта.

Отчёт о выполненных лабораторных работах представляется каждым студентом индивидуально на текущем или следующем занятии.

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

## Работа 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ И СТАБИЛИЗАТОРОВ НАПЯЖЕНИЯ

### 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  $r_{\Gamma}$ , линии электропередачи с внутренним сопротивлением  $r_{\text{л}}$  и сопротивления нагрузки  $R_{\text{н}}$ . Блоки питания, работающие на реактивную нагрузку, в настоящей работе не рассматриваются. Сила тока, протекающего по цепи  $I$ , равна  $E/(r_{\Gamma}+r_{\text{л}}+R_{\text{н}})$ . Изменение режима работы генератора может привести к изменению  $E$  и  $r_{\Gamma}$ , колебания температуры и влажности воздуха изменяют величину  $r_{\text{л}}$ , включение или выключение потребителей энергии влияет на величину  $R_{\text{н}}$ . Таким образом, величина силы тока и напряжения на нагрузке  $U_{\text{н}} = IR_{\text{н}}$  с течением времени изменяется, что может нарушить работоспособность аппаратуры.

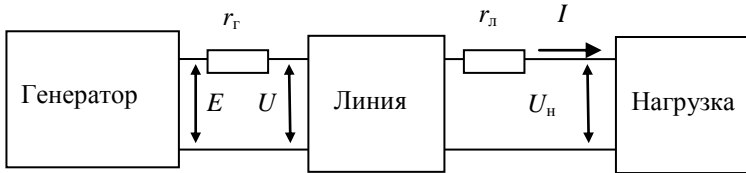


Рис.1.1. Блок-схема питания радиоэлектронных устройств

Для поддержания постоянного напряжения на нагрузке служат специальные устройства – стабилизаторы напряжения, а для поддержания постоянной силы тока – стабилизаторы тока. При переменном токе промышленной частоты 50 и 400 Гц (бортовая сеть транспортных средств) часто используют источники питания, состоящие из трансформатора  $Tr$ , выпрямителя, сглаживающего фильтра, стабилизатора и нагрузки  $R_{\text{н}}$  (рис.1.2).

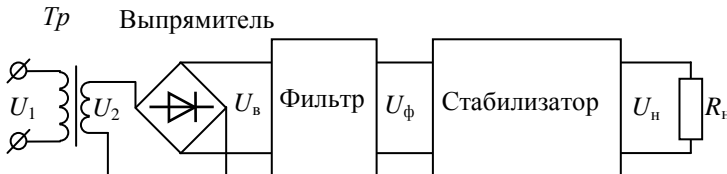


Рис.1.2. Блок-схема стабилизатора

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  $U_{2\text{м}} = 1,41 \cdot U_2 \approx 155$  В и период колебаний  $T = 1/f = 20$  мкс.

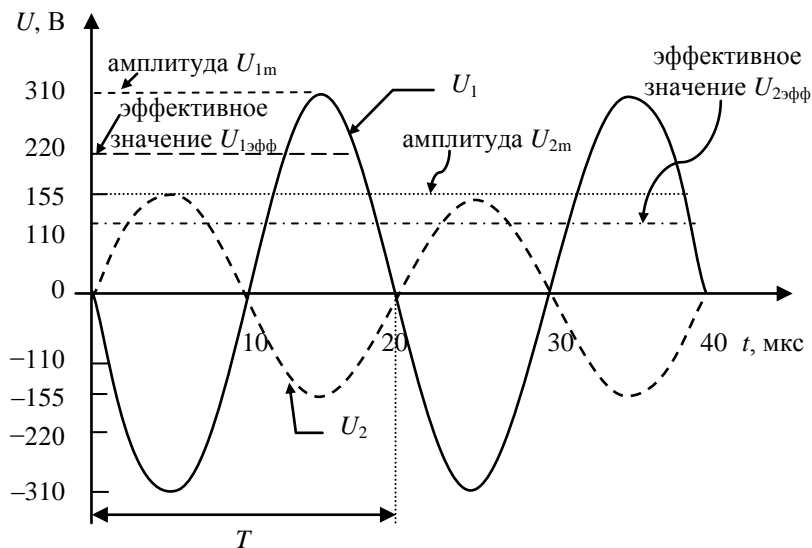


Рис. 1.3. Временная диаграмма напряжений на обмотках трансформатора

## 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 вентилялей 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  $b$  – кремниевые. На прямой 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 большом (по абсолютному значению) токе в тепловой. У германиевых выпрямительных диодов участок лавинного пробоя может отсутствовать, в этом случае сразу возникает тепловой пробой.

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

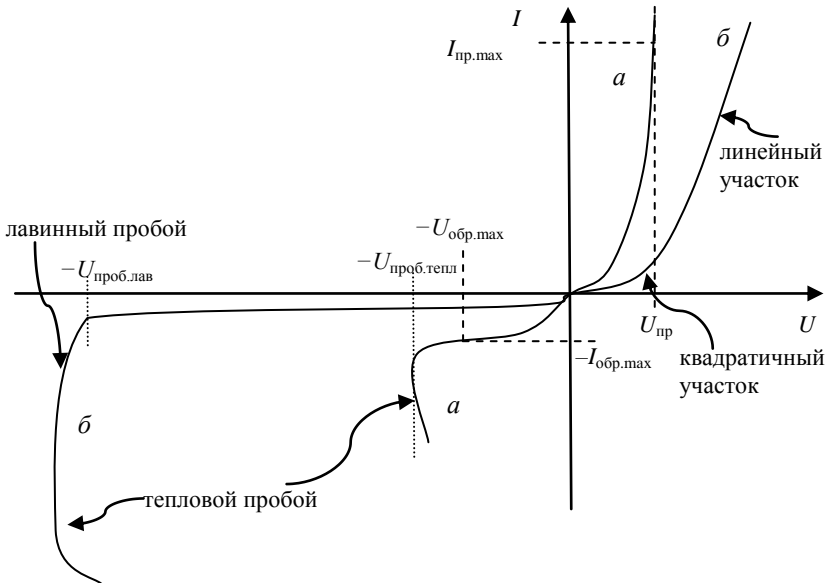


Рис.1.4. Вольт-амперная характеристика выпрямительного диода:  $a$  – германиевого,  $b$  – кремниевые. **Масштаб по всем осям разный!**

Основные характеристики (параметры) выпрямительных диодов:

- максимально допустимый постоянный прямой ток  $I_{пр.маx}$ ;
- постоянное прямое напряжение  $U_{пр}$  при заданном прямом токе

$$I_{пр} = I_{пр.маx};$$

- максимально допустимое постоянное обратное напряжение

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

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

– частота без снижения режимов – верхнее значение частоты, при которой обеспечивается заданная величина тока и напряжения.

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

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

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

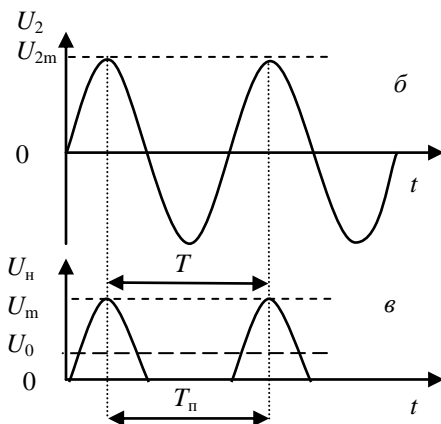
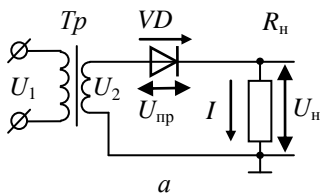


Рис.1.5. Схема однополупериодного выпрямителя – а; временные диаграммы напряжения на вторичной обмотке трансформатора – б, на нагрузке – в

Благодаря односторонней проводимости ток  $I$  через диод  $VD$  и нагрузку  $R_n$  протекает только в положительный полупериод 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 через нагрузку, 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. Приближенно 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:

$$K_n = \frac{U_{\sim}}{U_0} \approx \frac{U_1}{U_0} = \frac{0,5U_m}{0,32U_m} \approx 1,57. \quad (1.3)$$

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



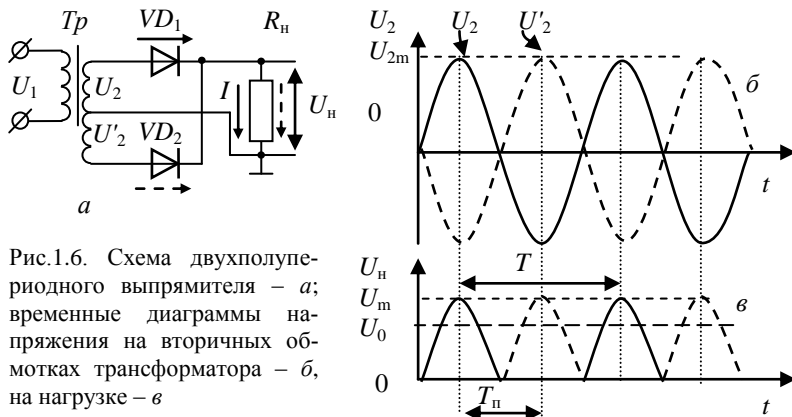


Рис.1.6. Схема двухполупериодного выпрямителя – *a*; временные диаграммы напряжения на вторичных обмотках трансформатора – *б*, на нагрузке – *в*

течет через диод  $VD_1$ , во вторую – через  $VD_2$ , поэтому период пульсаций  $T_n = 0,5T$ , а 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)  $U_{-2} = 0,43U_m$ :

$$K_n = \frac{U_{-2}}{U_0} \approx \frac{U_2}{U_0} = \frac{0,43U_m}{0,64U_m} \approx 0,67. \quad (1.5)$$

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

#### 1.2.4. Мостовая схема выпрямителя

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

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

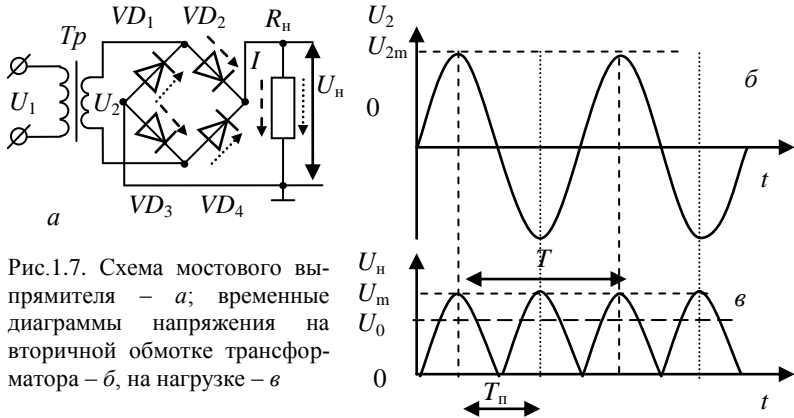


Рис.1.7. Схема мостового выпрямителя – *a*; временные диаграммы напряжения на вторичной обмотке трансформатора – *б*, на нагрузке – *в*

$R_n \rightarrow$  диод  $VD_1 \rightarrow$  вторичная 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  $U_m = U_{2m} - 2U_{пр}$  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,  $K_n \approx 0,67$ .

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 пульсации 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,б). Сложные фильтры бывают однозвенными Г-образными  $RC$  или  $LC$  (рис.1.8,в,г) и сложными П-образными  $RC$  или  $LC$  (рис.1.8,д,е). Существуют и другие сложные фильтры, например резонансные и полосовые.

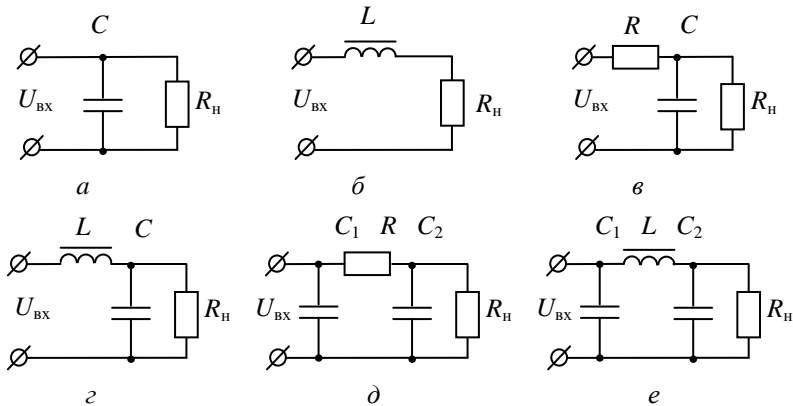


Рис.1.8. Основные схемы пассивных сглаживающих фильтров: а – ёмкостной; б – индуктивный; в – Г-образный  $RC$ ; г – Г-образный  $LC$ ; д – П-образный  $RC$ ; е – П-образный  $LC$

При работе с постоянной нагрузкой лучшими фильтрующими свойствами обладают фильтры, содержащие катушку индуктивности (по сравнению с аналогичными простыми или сложными фильтрами, содержащими только ёмкости и сопротивления). Однако катушки индуктивности имеют большие габариты, массу и значительную стоимость. В  $LC$ -фильтрах при изменении нагрузки возникают переходные процессы. Поэтому индуктивные фильтры используют редко, например, в мощных выпрямительных устройствах. На практике обычно востребованы простые ёмкостные фильтры или для небольших токов нагрузки (менее 10 мА) –  $RC$ -фильтры.

### 1.3.1. Ёмкостной фильтр

Простейшим и наиболее часто применяемым является ёмкостной фильтр (рис.1.8,а). При подключении ёмкостного фильтра к выходу однополупериодного выпрямителя (см. рис.1.5,а) с повышением напряжением на входе фильтра  $U_{BX}$  происходит заряд конденсатора  $C$ , а с понижении – его разряд через сопротивление нагрузки  $R_H$ . Для пра-

вильной работы фильтра модуль комплексного сопротивления конденсатора 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 ёмкостного фильтра (после окончания переходного процесса при включении устройства) схематично представлена на рис.1.9.

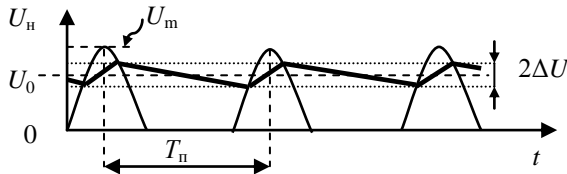


Рис.1.9. Временная диаграмма напряжения на сопротивлении нагрузки: тонкая линия – без фильтра, толстая – с фильтром

Для расчета коэффициента пульсаций на выходе ёмкостного 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 пульсации 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  $2\Delta U = U_m \frac{T_n}{R_n C}$ , с учетом  $T_n = 1/f_n$ , амплитуда пульсаций

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

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

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

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

$$C = \frac{1}{100R_n K'_n}, \quad (1.11)$$

для двухполупериодного и мостовой схемы

$$C = \frac{1}{200R_n K'_n}. \quad (1.12)$$

Таким образом, при использовании двухполупериодного и мостовой схемы выпрямителя ёмкость 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  $\omega$ :

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

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

Коэффициент пульсаций после фильтра согласно (1.10) и (1.3)

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

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 ёмкостном 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 использо-

вании 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 ёмкостного и Г-образного RC-фильтров. Величина пульсаций на выходе фильтра находится путем деления величины пульсаций на конденсаторе  $C_1$  (1.10) на  $K_{стл}$  Г-образного RC<sub>2</sub>-фильтра (1.17):

$$K'_п = \frac{1}{2nfR_n C_1} / (2\pi n f R C_2) = \frac{\pi}{(2\pi n f)^2 R R_n C_1 C_2}. \quad (1.18)$$

При заданной величине суммарной ёмкости  $C_1 + C_2$ , 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 определяется так:

$$K'_п = \frac{\pi}{(2\pi n f)^2 R R_n C^2}. \quad (1.19)$$

## 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  $\Delta U_{вых}$  по двум причинам: при изменении входного напряжения и изменении сопротивления нагрузки. Соответственно вводят два коэффициента стабилизации напряжения:

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

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

– при изменяющемся на величину  $\Delta R_n$  сопротивлении нагрузки и постоянном входном напряжении

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

В формулах  $U_{вх}$ ,  $U_{вых}$  и  $R_n$  – 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

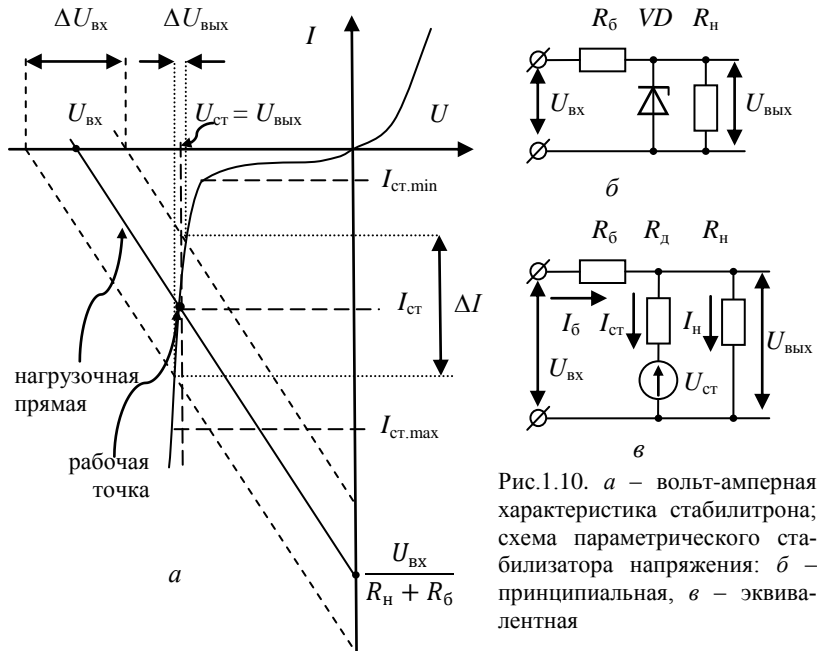


Рис.1.10. *a* – вольт-амперная характеристика стабилитрона; схема параметрического стабилизатора напряжения: *б* – принципиальная, *в* – эквивалентная

(рис.1.10,*a*), балластный резистор и сопротивление нагрузки (рис.1.10,*б*). На обратной ветви ВАХ стабилитрона имеется область туннельного или лавинного пробоя (существуют стабилитроны, где одновременно возможны 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  $U_{\text{ст.ном}}$  указывается для определенного значения тока, протекающего через стабилитрон, который 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  $R_{\text{д}} = 1 \div 50 \text{ Ом}$ ;
- температурный коэффициент изменения напряжения стабилизации  $\text{ТКН} = \frac{\Delta U_{\text{ст.ном}}}{U_{\text{ст.ном}}} \cdot \frac{1}{\Delta T} \cdot 100\%$ , где  $\Delta U_{\text{ст.ном}}$  – изменение  $U_{\text{ст.ном}}$  при изменении температуры стабилитрона на величину  $\Delta T$ . Для обычных

стабилитронов ТКН  $\sim 0,1 \text{ \%}/\text{К}$ , а для прецизионных 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 стабилитрона с нагрузочной прямой (рабочая точка) соответствует напряжению на сопротивлении нагрузки  $U_{\text{вых}}$ , равному напряжению на стабилитроне, при токе стабилитрона  $I_{\text{ст}}$ . При изменении входного напряжения на величину  $\Delta U_{\text{вх}}$ , ток, протекающий по стабилитрону, существенно изменяется на величину  $\Delta I$ , соответственно увеличиваются ток и падение напряжения на балластном резисторе  $R_{\text{б}}$ , а напряжение на нагрузке изменяется мало – 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 стабилитрону, должен изменяться в пределах  $I_{\text{ст.мин}} \div I_{\text{ст.макс}}$ . 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 учётом слабого изменения тока нагрузки и  $\Delta I_{\text{вх}} \approx \Delta I_{\text{ст}}$  рассчитывается так:

$$K'_{\text{ст}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} / \frac{\Delta U_{\text{вых}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{\Delta I_{\text{вх}} R_{\text{б}}}{U_{\text{вх}}} / \frac{\Delta I_{\text{ст}} R_{\text{д}}}{U_{\text{вых}}} \approx \frac{U_{\text{вых}} R_{\text{б}}}{U_{\text{вх}} R_{\text{д}}}. \quad (1.23)$$

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

$$R_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{д}} R_{\text{н}}}{R_{\text{д}} + R_{\text{н}}} \approx R_{\text{д}}. \quad (1.24)$$

Из уравнений (1.23) и (1.24) следует, что для получения большого  $K'_{\text{ст}}$  и малого  $R_{\text{н}}$  необходимо использовать стабилитроны 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 эталонным сигналом, управляет регулирующим эле-



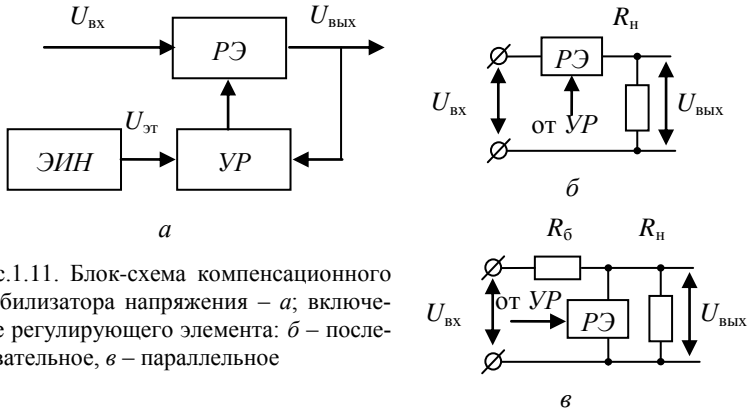


Рис.1.11. Блок-схема компенсационного стабилизатора напряжения – *а*; включение регулирующего элемента: *б* – последовательное, *в* – параллельное

ментом (*ПЭ*) так, чтобы уменьшить разность между  $U_{эт}$  и  $U_{вых}$ . По способу включения регулирующего элемента и сопротивления нагрузки различают две основные схемы: последовательную и параллельную (рис.1.11,*б,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  $R_б$  и стабилитроном *VD*, нагрузкой стабилизатора – входное сопротивление транзистора *VT*, включенного по схеме с об-

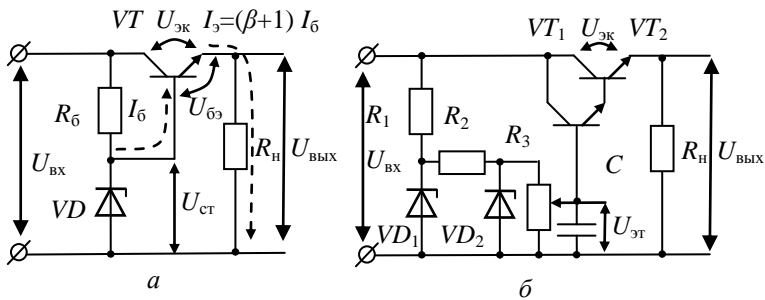


Рис.1.12. Схема компенсационного стабилизатора типа “повторитель напряжения”: *а* – простая, *б* – с увеличенным коэффициентом стабилизации и регулируемым выходным напряжением

щим коллектором (ОК). Напряжение на сопротивлении нагрузки  $R_n$ , включенном в эмиттерную цепь транзистора, определяется так:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{ст}} - U_{\text{бэ}}. \quad (1.25)$$

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 изменении (в допустимых пределах) как входного напряжения  $U_{\text{вх}}$ , так и сопротивления нагрузки  $R_n$ . При этом напряжение эмиттер-коллектор транзистора:

$$U_{\text{ЭК}} = U_{\text{вх}} - U_{\text{вых}} \quad (1.26)$$

– изменяется в результате изменения его внутреннего сопротивления.

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

$$I_3 = (\beta + 1) I_6. \quad (1.27)$$

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

$$K'_{\text{ст}} = K'_{\text{ст}1} \cdot K'_{\text{ст}2}, \quad (1.28)$$

где  $K'_{\text{ст}1}$  и  $K'_{\text{ст}2}$  – коэффициенты стабилизации первого и второго стабилизаторов.

При большом токе нагрузки включают составной транзистор  $VT_1$  –  $VT_2$ , при этом коэффициенты усиления тока перемножаются:

$$\beta = (\beta_1 + 1) \cdot (\beta_2 + 1) \approx \beta_1 \cdot \beta_2, \quad (1.29)$$

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 значительному 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.

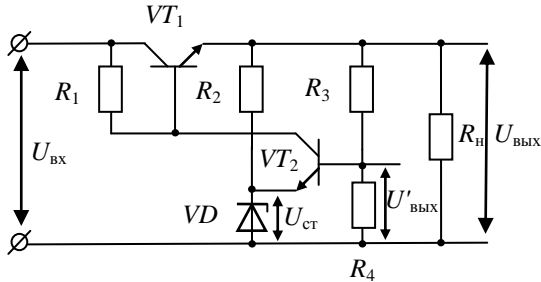


Рис.1.13. Схема компенсационного стабилизатора с усилителем

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

$$K'_{ст} \approx 1 + \left( \frac{U_{ст}}{U_{вых}} - \frac{1}{K_{ст.эт.}} \right) K_U, \quad (1.30)$$

где  $K_U$  – коэффициент усиления напряжения 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  $U_{вых}$  при изменении сопротивления нагрузки.

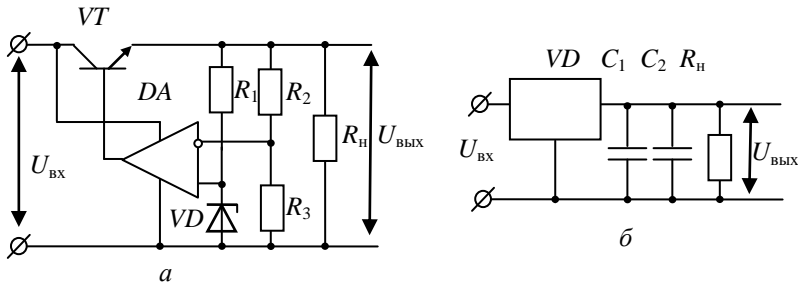


Рис.1.14. Схема компенсационного стабилизатора: а – с операционным усилителем, б – с интегральной микросхемой

## 1.5. Порядок выполнения работы

### 1.5.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схемы установок для исследования выпрямителей, фильтров и стабилизаторов приведены на рис.1.15. В комплект лабораторной работы входят три макета, в которых собраны: 1) развязывающий трансформатор (10 В, 50 Гц), 2) одно и двухполупериодный выпрямители с фильтрами и параметрический стабилизатор напряжения, 3)

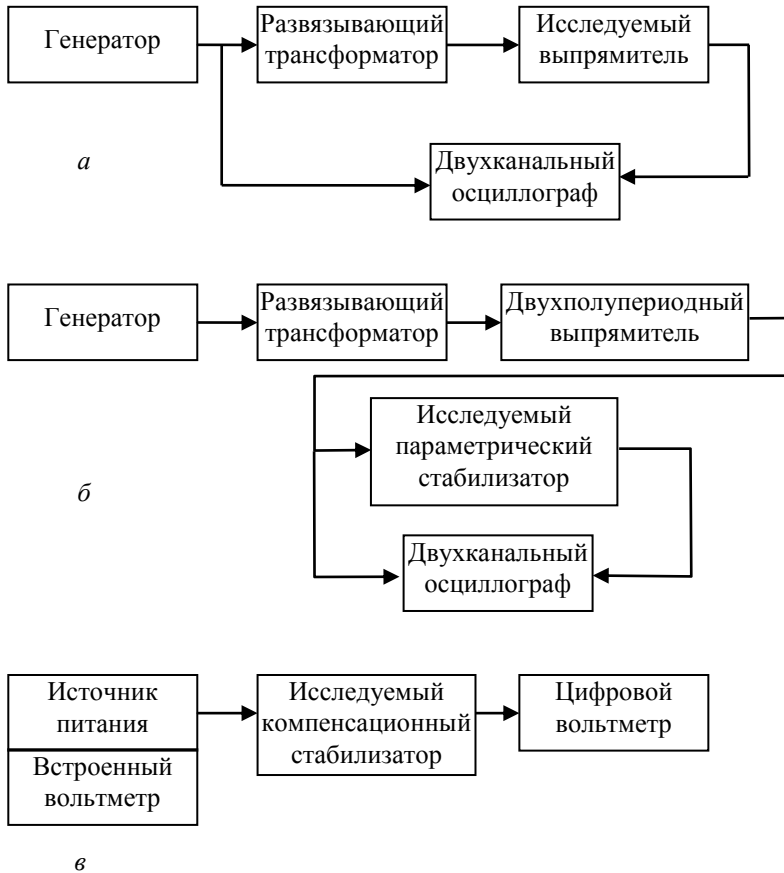


Рис.1.15. Схемы экспериментальных установок для исследования: *а* – выпрямителей; *б* – параметрического стабилизатора; *в* – компенсационного стабилизатора

мостовая схема выпрямителя и компенсационный стабилизатор, а также генератор сигналов низкочастотный ГЗ-112/1, лабораторный источник питания постоянного тока MPS-6003 LK-1, двухканальный цифровой осциллограф GDS-71022, мультиметр GDM-8245 (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 – 1.18) изображены схемы развязывающего низковольтного трансформатора, исследуемых выпрямителей с фильтрами и стабилизаторов напряжения. На макетах размещены двухполюсные разъёмы для подключения генераторов и измерительных приборов, тумблеры переключения элементов схем, а также переменные резисторы сопротивлений нагрузки.

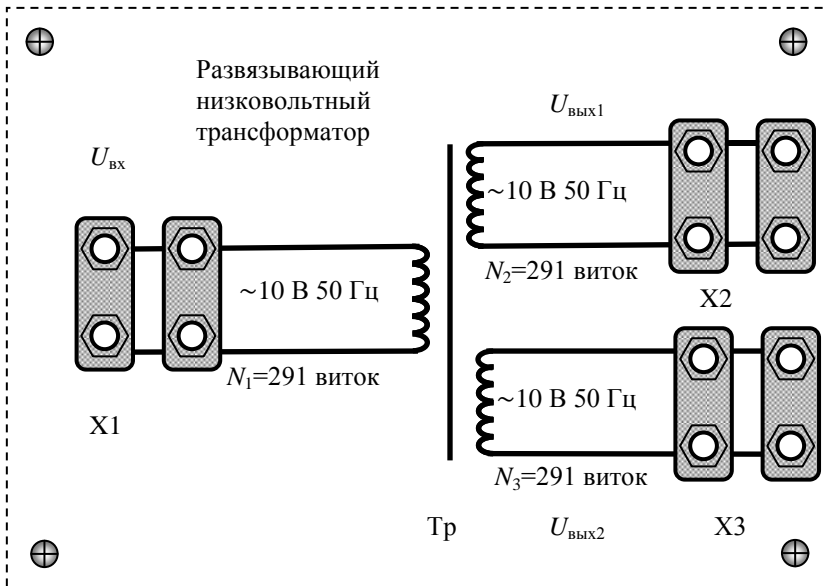


Рис.1.16. Передняя панель макета “Развязывающий низковольтный трансформатор”

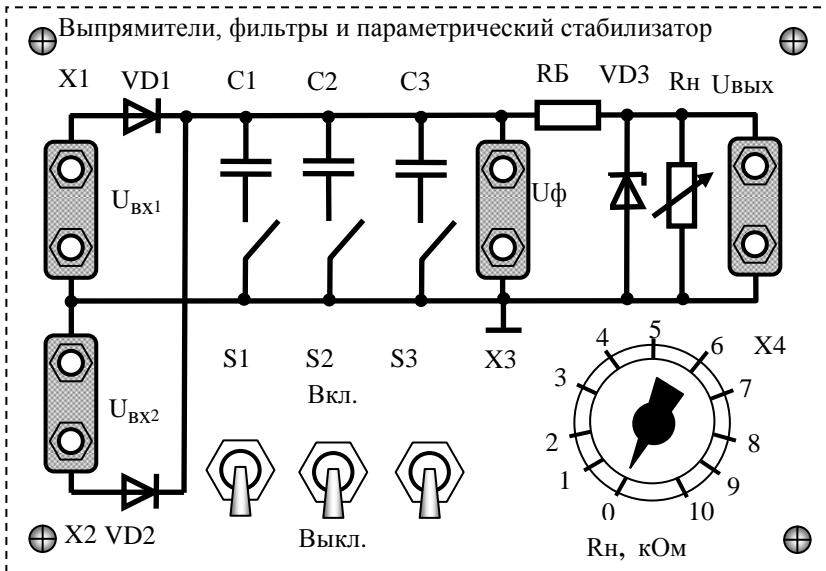


Рис.1.17. Передняя панель макета “Выпрямители, фильтры и параметрический стабилизатор”: VD1 и VD2 – Д209, VD3 – КД433А, C1 = 4,7 мкФ, C2 = 47 мкФ, C3 = 470 мкФ, R<sub>B</sub> = 360 Ом, R<sub>H</sub> = 10 кОм

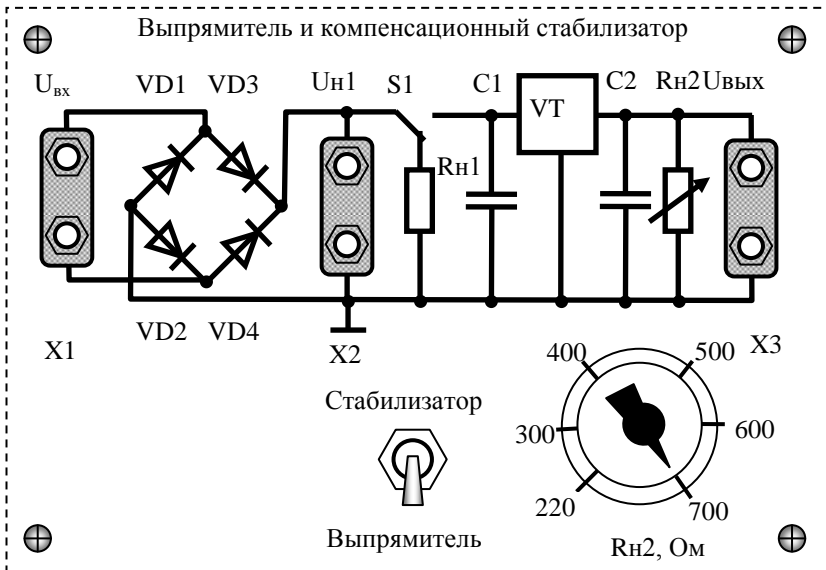


Рис.1.18. Передняя панель макета “Выпрямитель и компенсационный стабилизатор”: VD1, VD2, VD4, VD4 – Д209, VT – КР1157ЕН5В, C1 = 4,7 мкФ, C2 = 47 мкФ, R<sub>H1</sub> = 360 Ом, R<sub>H2</sub> = 700 Ом

### 1.5.2. Методика выполнения работы

1. **Перевести** кнопку питания лабораторного стола в положение “1”. Загорится красный индикатор и на розетках появится переменное напряжение 220 В с промышленной частотой 50 Гц.

#### 2. Настроить осциллограф цифровой GDS-71022

2.1. Включить вилку осциллографа в розетку лабораторного стола (220 В, 50 Гц).

2.2. Нажать левую нижнюю кнопку “POWER” (мощность) в положение 1, через 20÷30 сек. появится индикатор дисплея, как показано на рис.1.19.

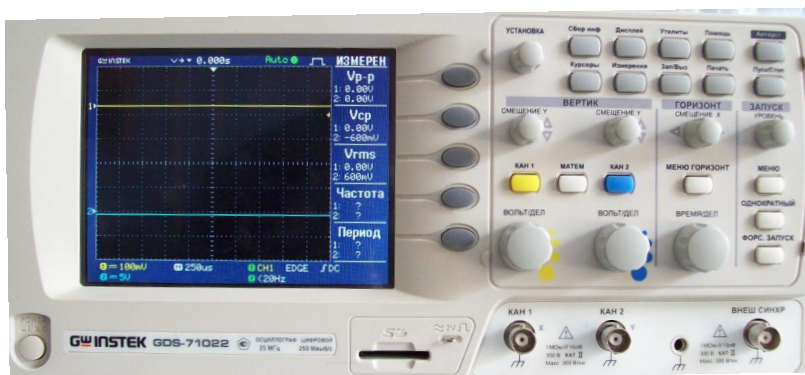


Рис.1.19. Внешний вид осциллографа GDS-71022 после включения

2.3. Настроить вход канала 1. Нажать жёлтую кнопку “КАН 1”, в правом верхнем углу дисплея появится надпись “КАНАЛ 1” (рис.1.20,а). Последовательно нажимая верхнюю кнопку “Связь Вх”, выбрать необходимую связь входа канала 1 с источником сигнала:

“~” – закрытый вход, измерение переменного напряжения в интервале частот от 10 Гц до 25 МГц;

“---” – открытый вход, измерение постоянного и переменного напряжения;

“⏏” – заземление входа, измерения невозможны.

**Установить** закрытый вход как показано на рис.1.20,а.

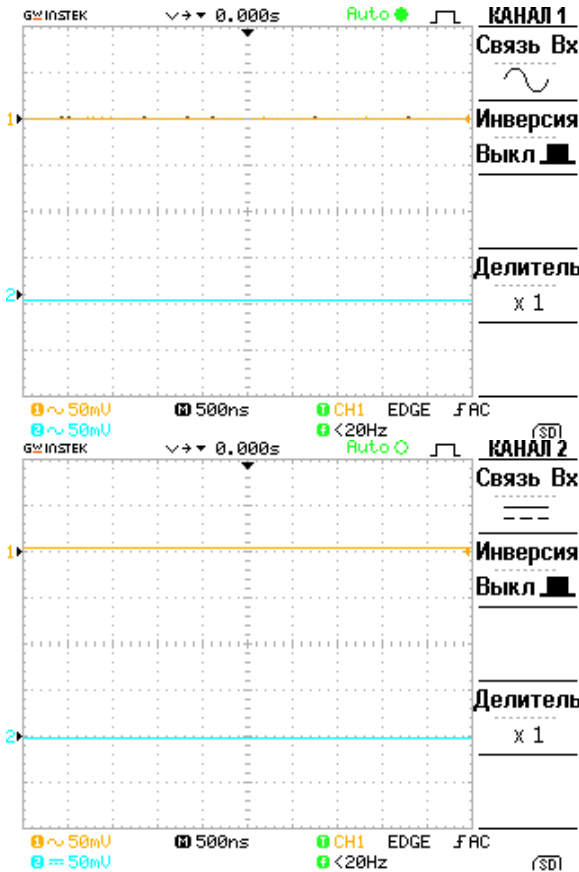
При необходимости, последовательно нажимая кнопки:

2-ую сверху установить во втором окне “Инверсия Выкл”;

4-ую сверху – в четвёртом окне “Делитель ×1” (рис.1.20,а).

2.4. Настроить вход канала 2. Нажать синюю кнопку “КАН 2”, в правом верхнем углу дисплея появится надпись “КАНАЛ 2”.

**Установить** открытый вход как показано на рис.1.20,б.



а

б

Рис.1.20. Настройка входов:  
а – вход канала 1 закрытый;  
б – вход канала 2 открытый

2.5. Настройка режимов автоматических измерений. Нажать серую кнопку 8 “Измерения”, как показано на рис.1.21. В правом верхнем углу дисплея появится надпись “ИЗМЕРЕН”, как показано на рис.1.19, ниже её расположены окна измерения:

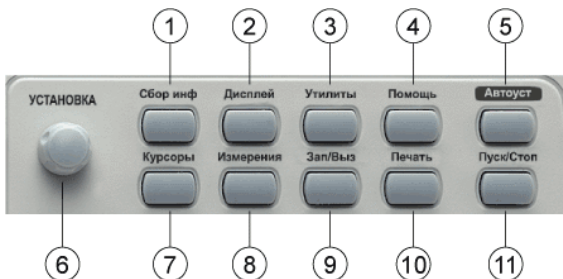


Рис.1.21. Вид панели кнопок выбора режимов и дополнительных функций



“ $V_{p-p}$ ” – размаха колебаний;

“ $V_{ср}$ ” – среднего за период значения сигнала. Используется для определения постоянной составляющей измеряемого сигнала;

“ $V_{rms}$ ” – среднеквадратичного напряжения, любой формы сигнала;

“Частота” – частоты периодических колебаний;

“Период” – периода колебаний.

В каждом окне индицируются измеряемые величины для каналов 1 и 2, как показано на рис.1.19.

Если настройка окон изменена, то необходимы следующие действия:

1. Нажать серую кнопку справа от изменяемого окна автоматических измерений (рис.1.19). Появится изображение измеряемой величины (рис.1.22,*a*);

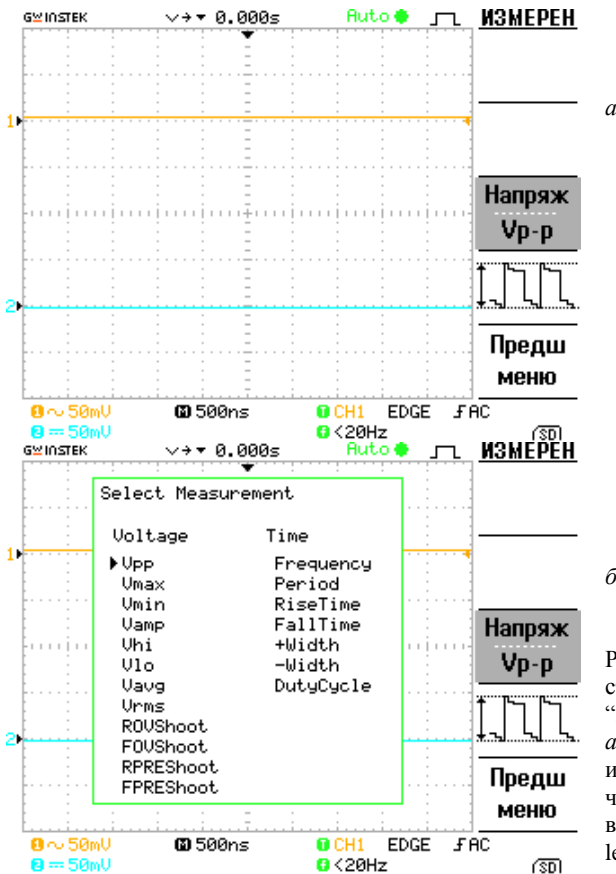


Рис.1.22. Настройка окон “ИЗМЕРЕН”:  
*a* – изображение измеряемой величины;  
*б* – всплывающее окно “Select Measurement”

2. Нажать кнопку напротив всплывающего окна измеряемой величины (3-я сверху), появится окно “Select Measurement” – выбора режимов автоматических измерений (рис.1.22,б);

3. Ручкой 6 “Установка” (рис.1.21) установить курсор (треугольник на рис.1.22,б) напротив необходимого режима и нажать кнопку 8 “Измерения” (рис.1.21). Автоматический режим измерений выбран, см. рис.1.19.

К входным разъёмам “КАН 1” и “КАН 2” каналов 1 и 2 подключить коаксиальные кабели (вставить и повернуть байонетный фиксатор вправо до упора).

Однополюсные вилки кабелей подключить к источникам измеряемых напряжений, например, к входу и выходу однополупериодного выпрямителя.

Нажать правую верхнюю кнопку 5 “Автоуст” (рис.1.21) на экране появятся временные диаграммы сигналов каналов 1 (жёлтая) и 2 (синяя), а в окнах “ИЗМЕРЕН” – автоматически измеряемые величины (рис.1.23).

Если сигнал по вертикали выходит за пределы экрана, то автоматические измерения невозможны. Необходимо установить размах сигналов в пределах экрана следующим образом:

1. Слева на экране дисплея имеются курсоры положений нулевых уровней сигнала: жёлтые “1▶” – канала 1; синие “2▶” – канала 2. Ручками “СМЕЩЕНИЕ Y” каналов 1 и 2 (см. рис.1.19) установить курсоры в середину экрана. Если сигналы по вертикали не выходят за пределы экрана, то измерения начнутся автоматически;

2. Если сигналы одного или двух каналов продолжают выходить за пределы экрана, то необходимо, вращая против часовой стрелки

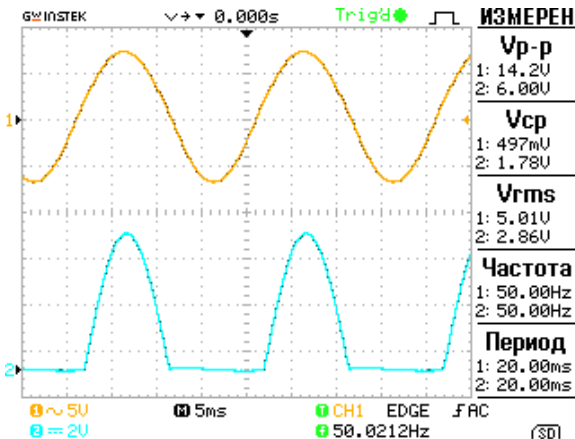


Рис.1.23. Осциллограмма напряжений на входе (1▶ жёлтая) и выходе (2▶ синяя) однополупериодного выпрямителя

ручки “ВОЛЬТ/ДЕЛ” (рис.1.19), уменьшить чувствительность каналов (она индицируется слева внизу экрана дисплея, например: 1 ~ 5V и 2  $\overline{\text{---}}\text{2V}$  на рис.1.23). При выборе оптимальной чувствительности сигналы по вертикали не будут выходить за пределы экрана и измерения начнутся автоматически.

Если сигнал сильно зашумлён и автоматические измерения сильно “скачут”, рекомендуется следующие действия:

1. Нажать кнопку 1 “Сбор инф” (см. рис.1.21), появится окно “СБОР ИНФ”, как показано на рис.1.24;

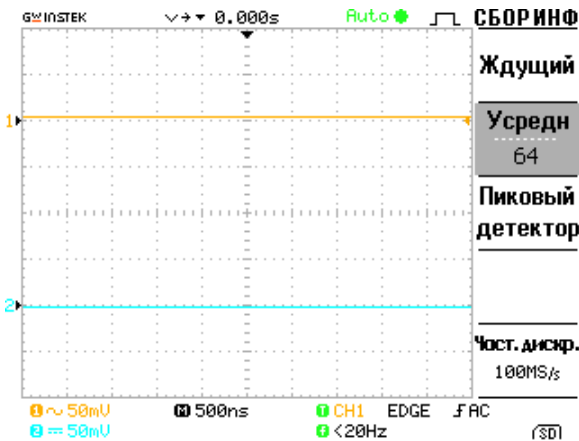


Рис.1.24. Окно осциллографа “СБОР ИНФ” в режиме усреднение по 64 измерениям

2. Последовательно нажимая вторую сверху кнопку выбрать режим усреднения от “Усредн 2” до “Усредн 256”;

3. Нажать кнопку 8 “Измерения” (рис.1.21). Подождать (от нескольких секунд до десятков секунд, в зависимости от числа усреднений) установления автоматически измеряемых величин, при этом за счёт усреднения шумы уменьшатся;

4. Если в эксперименте необходимо изменять измеряемые величины, то при каждом измерении необходимо подождать, пока прибор проведёт заданное количество измерений и сделает их усреднение.

При нажатии кнопки “Автоуст” сбор информации перейдёт в ждущий режим и будут индицироваться однократно измеряемые величины сигналов.

**3. Собрать схему исследования однополупериодного выпрямителя рис.1.15,а**

3.1. Коаксиальным кабелем соединить выход генератора ГЗ-112/1 с крайней левой розеткой разъёма X1 макета “Развязывающий низковольтный трансформатор” (см. рис.1.16);

3.2. Верхний правый разъём X2 соединить двумя короткими проводами с однополюсными вилками с верхним левым разъемом X1 макета “Выпрямителя, фильтры и параметрический стабилизатор” (рис.1.17);

3.4. Переключатели фильтров “S1”, “S3” и “S3” установить в положение “Выкл”, а ручку переменного резистора Rн – в положение “0” (как показано на рис.1.17). Сопротивлением нагрузки однополупериодного выпрямителя является балластный резистор RБ = 360 Ом;

3.5. Однополюсные вилки коаксиального кабеля соединённого с входом канала 1 осциллографа GDS-71022 подключить к свободной (второй слева) розетке разъёма X1 развязывающего трансформатора (рис.1.16): красную вилку – к красной розетке, чёрную – к чёрной;

3.6. Однополюсные вилки коаксиального кабеля, соединённого с входом канала 2 подключить к разъёму X3 (средний на макете) выпрямителя (рис.1.17): красную вилку – к красной розетке, чёрную – к чёрной.

#### 4. Настроить генератор сигналов низкочастотный ГЗ-112/1

Внешний вид передней панели генератора ГЗ-112/1 показан на рис.1.25.

4.1. Установить органы управления выходным напряжением генератора в следующее положение:

- ручку плавной регулировки выходного напряжения 7 в среднее положение;
- переключатель ступенчатой регулировки “ОСЛАБЛЕНИЕ, ► dB” 6 в положение “0”.

Остальные органы управления могут находиться в произвольном положении.

4.2. Включить вилку генератора в розетку лабораторного стола с напряжением 220 В, частотой 50 Гц;



Рис.1.25. Внешний вид передней панели генератора ГЗ-112/1

4.3. Включить тумблер “СЕТЬ” 1 в верхнее положение. Загорится световой индикатор сети 2, подсвечивающий шкалу плавной установки частоты;

4.4. Установить частоту генерации 50 Гц:

– ручкой плавной подстройки частоты 3 установить цифру 50 напротив светящейся риски 2;

– ступенчатый переключатель поддиапазонов частот “МНОЖИТЕЛЬ” переключить в положение “1”;

– тумблер выбора формы выходного сигнала 5 установить в положение “~” (синусоидальная);

### 5. Исследование однополупериодного выпрямителя

Проводится с одним выпрямительным диодом, при выключенных ёмкостных фильтрах и входном напряжении  $U_{вх} = 5$  В. Ручка резистора сопротивления нагрузки  $R_n$  – в положении “0”. При этом сопротивлением нагрузки однополупериодного выпрямителя является балластное сопротивление  $R_B = 360$  Ом.

5.1. Ручкой плавной регулировки 7 (рис.1.25) установить напряжение  $U_{вх1} = V_{гмс}(1, \text{---})$  на входе однополупериодного выпрямителя, как показано на рис.1.23.

5.2. Снять осциллограммы входного и выходного напряжения. Фотографии приложить к отчёту.

5.3. Определить размах колебаний напряжения входного “ $V_{p-p}(1)$ ” и выходного “ $V_{p-p}(2)$ ”, постоянную составляющую выходного напряжения “ $V_{ср}(2)$ ”, среднеквадратичное значение выходного напряжения “ $V_{гмс}(2)$ ”, частоту гармонических колебаний на входе “Частота 1” и пульсаций на выходе “Частота 2”, период колебаний на входе “Период 1” и период пульсаций “Период 2”.

5.4. Найти амплитуду входного напряжения:  $U_m = \frac{V_{p-p}(1)}{2}$ .

5.5. Рассчитать падение напряжения на диоде  $VD_1$ :

$$U_{np} = U_m - U_{\phi} = \frac{V_{p-p}(1)}{2} - V_{p-p}(2).$$

5.6. Проверить соотношение:  $U_0 = 0,32U_m$ , здесь  $U_0 = V_{ср}(2)$ .

5.7. Найти амплитуду первой гармоники выходного напряжения

$$U_1 = \frac{V_{p-p}(2)}{2}.$$

5.8. Рассчитать коэффициент пульсаций:  $K_n = \frac{U_1}{U_0} = \frac{V_{p-p}(2)}{2V_{ср}(2)}$ , сравнить с величиной  $K_n$  теоретически рассчитанной по формуле (1.3).

### 6. Исследование ёмкостного фильтра в однополупериодном выпрямителе

6.1. Тумблер “S1” переключить в верхнее положение “Вкл.”, при этом конденсатор  $C1 = 4,7$  мкФ с сопротивлением нагрузки  $R_B = 360$  Ом

образуют ёмкостной фильтр.

6.2. Снять осциллограммы входного и выходного напряжения.

Определить величину постоянной составляющей:  $U_0(C1) = V_{cp}(2)$

(канал 2, вход ---) и амплитуду пульсаций:  $\Delta U(C1) = \frac{V_{p-p}(2)}{2}$  (канал 2, вход ~) на выходе выпрямителя.

Рассчитать коэффициент пульсаций напряжения после включения ёмкостного фильтра  $K'_n(C1) = \frac{\Delta U(C1)}{U_0(C1)} = \frac{V_{p-p}(2)}{2V_{cp}(2)}$ .

Рассчитать коэффициент сглаживания  $K_{cгл}$  ёмкостного фильтра  $K_{cгл} = \frac{K_n}{K'_n(C1)}$ , величина  $K_n$  рассчитана в п.5.8.

6.3. Тумблер “S2” переключить в верхнее положение “Вкл.”, при этом ёмкостной фильтр образуют конденсаторы  $C1 = 4,7$  мкФ,  $C2 = 47$  мкФ и резистор  $RБ = 360$  Ом.

Повторить измерения и расчёты, описанные в задании 6.2.

6.4. Тумблер “S3” переключить в верхнее положение “Вкл.”, при этом ёмкостной фильтр образуют конденсаторы  $C1 = 4,7$  мкФ,  $C2 = 47$  мкФ,  $C3 = 470$  мкФ и резистор  $RБ = 360$  Ом.

Повторить измерения и расчёты, описанные в задании 6.2.

6.5. Для однополупериодного выпрямителя построить графики зависимости:  $U_0 = U_0(C)$ ,  $K'_n = K'_n(C)$  и  $K_{cгл} = K_{cгл}(C)$ .

6.6. Определить для какого фильтра выполняется (1.7), по (1.10) рассчитать его  $K'_n$  и сравнить с найденным экспериментально.

## 7. Исследование двухполупериодного выпрямителя

Собрать схему исследования двухполупериодного выпрямителя рис.1.15,а. Для этого

– нижний правый разъём X3 вторичной обмотки развязывающего низковольтного трансформатора (рис.1.16) соединить двумя короткими проводами с однополюсными вилками с нижним левым разъёмом X2 двухполупериодного выпрямителя (рис.1.17);

– переключатели фильтров “S1”, “S3” и “S3” установить в положение “Выкл.”;

– ручка переменного резистора  $R_n$  должна оставаться в положении “0” кОм. Спротивлением нагрузки однополупериодного выпрямителя является балластный резистор  $RБ = 360$  Ом.

Провести измерения и расчёты по методике, приведённой в задании 5.

## 8. Исследование ёмкостного фильтра в двухполупериодном выпрямителе

Провести измерения и расчёты по методике, приведённой в задании 6.

## 9. Исследование параметрического стабилизатора

9.1. Собрать установку для исследования параметрического стабилизатора (рис.1.15,б). Для этого входы 1 и 2 осциллографа подключить к разъёмам X3 и X4 макета (рис.1.17).

9.2. Изменяя ручкой 7 генератора (рис.1.25) входное напряжение от 0 до 11 В с шагом 1 В, снять зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  для трёх сопротивлений нагрузки:  $R_{\text{н}} = 10, 5$  и  $2$  кОм (или других по заданию преподавателя).

9.3. Построить графики зависимости  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  для трёх сопротивлений нагрузки:  $R_{\text{н}} = 10, 5$  и  $2$  кОм.

Определить участки стабилизации, как показано на рис.1.26.

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

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

9.4. По графику (рис.1.26.)  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  для  $R_{\text{н}} = 5$  кОм выбрать напряжение  $U'_{\text{вх}}$  на границе начального и среднего участков стабилизации и установить его с помощью генератора.

9.5. Изменяя сопротивление нагрузки с шагом, указанным на макете, снять зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(R_{\text{н}})$ . Установленную в начале опыта величину  $U'_{\text{вх}}$  в ходе эксперимента не подстраивать.

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

Определить участок стабилизации.

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

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

## 10. Исследование мостовой схемы выпрямителя

10.1. Собрать установку для исследования мостовой схемы выпрямителя (рис.1.15,а). Для этого:

- вместо макета “Выпрямители, фильтры и параметрический стабилизатор” (рис.1.17.) включить макет “Выпрямитель и компенсационный стабилизатор” (рис.1.18);

- переключатель “S1” установить в нижнее положение “Выпрямитель”. Сопротивлением нагрузки однополупериодного выпрямителя является резистор  $R_{\text{н1}} = 360$  Ом;

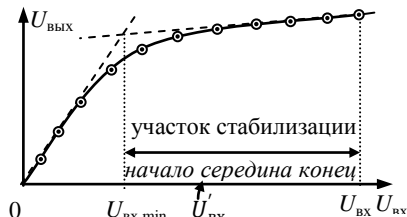


Рис.1.26. Определение участка стабилизации

10.2. Однополюсные вилки коаксиального кабеля, соединённого с входом канала 1 осциллографа GDS-71022, подключить к свободной (второй слева) розетке разъёма X1 развязывающего трансформатора (рис.1.16): красную вилку – к красной розетке, чёрную – к чёрной;

10.3. Однополюсные вилки коаксиального кабеля, соединённого с входом канала 2, подключить к разъёму X2 (средний на макете), напряжение на выходе выпрямителя  $U_{н1}$ . Красную вилку – к красной розетке, чёрную – к чёрной.

10.4. Провести измерения по методике приведённой в задании 5.

## 11. Исследование компенсационного стабилизатора

11.1. Настроить лабораторный источник питания постоянного тока MPS-6003 LK-1 (передняя панель показана на рис.1.27). Для этого

- включить вилку питания в сеть 220 В, 50 Гц;
- нажать кнопку “POWER” (сеть), загорится зелёный индикатор “CV” (постоянное напряжение);
- нажать кнопку “OUTPUT” (выход), загорятся два индикатора: зелёный “CV” и красный “OUT” (выход) – и на выходных клеммах “–” и “+” появится постоянное напряжение. Клемма “GND” (земля) подключена к корпусу источника питания и клемме “–”. При этом дисплеи “VOLTAGE DISPLAY V” (напряжение) и “CURRENT DISPLAY A” (сила тока) будут показывать значения указанных величин (рис.1.27,*а*);
- ручками регулировки “VOLTAGE” (напряжение) “COARSE” (грубо) и “FINE” (плавно) установить необходимое напряжение;
- подключить двухпроводной кабель к клеммам “–” и “+”. Закоротить его свободные концы, при этом индикатор “CV” погаснет и загорится жёлтый индикатор “CC” (постоянный ток);

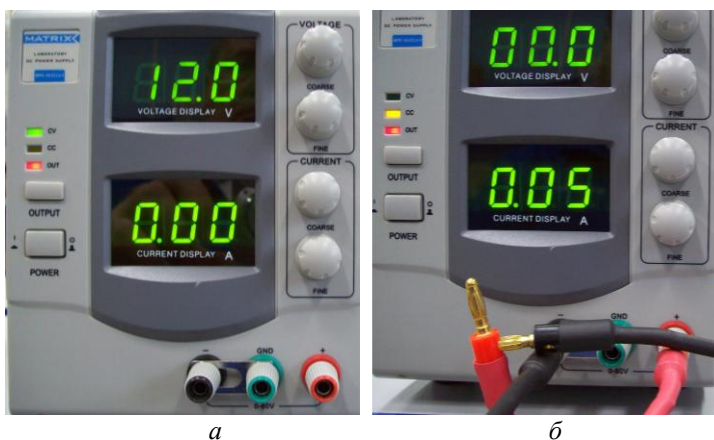


Рис.1.27. Передняя панель источника питания в режиме стабилизации: *а* – напряжения; *б* – тока короткого замыкания



– ручками “CURRENT” (ток) “COARSE” (грубо) и “FINE” (плавно) установить силу тока короткого замыкания 0,05 А на экране дисплея “CURRENT DISPLAY A” (рис.1.27,б);

– кнопкой “OUTPUT” выключить выходное напряжение, индикаторы “CC” и “OUT” погаснут и будет светиться индикатор “CV”;

– свободные концы двухпроводного кабеля подключить к исследуемой схеме;

– нажать кнопку “OUTPUT”, и на исследуемую схему поступит напряжение питания, установленное вами (от 0 до 60 В), а в ситуации случайного короткого замыкания напряжение питания уменьшится практически до нуля, величина же постоянного тока составит 0,05 А.

11.2. Собрать установку для исследования компенсационного стабилизатора (рис.1.15,в). Для этого

– переключатель “S1” перевести в положение “Стабилизатор”;

– ручкой переменного резистора установить сопротивление нагрузки  $R_{н2} = 700 \text{ Ом}$ ;

– выход источника питания соединить с разъёмом X2;

– цифровой мультиметр подключить к разъему X3;

– включить мультиметр в сеть, и он автоматически перейдёт в режим измерения постоянного напряжения, как показано на рис.1.28;



Рис.1.28. Передняя панель мультиметра в режиме измерения постоянного напряжения

– перевести кнопку “OUTPUT” источника питания в положение “включено”, красный индикатор “OUT” загорится;

11.3. Изменяя входное напряжение от 0 до 20 В с шагом 1 В, снять зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  для трёх сопротивлений нагрузки:  $R_{н} = 700, 400$  и  $220 \text{ Ом}$  (или других по заданию преподавателя).

11.4. Построить графики зависимости  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  для трёх сопротивлений нагрузки:  $R_{н} = 700, 400$  и  $220 \text{ Ом}$ .

Определить участки стабилизации, начало участка стабилизации приведено в паспорте стабилизатора и составляет 7 В.

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

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

11.5. По графику  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  для  $R_{\text{н}} = 400 \text{ Ом}$  выбрать напряжение  $U'_{\text{вх}}$  на границе начального и среднего участков стабилизации и установить его с помощью источника питания  $U_{\text{пит}}$  (см рис.1.26.).

11.6. Изменяя сопротивление нагрузки с шагом, указанным на макете, построить зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(R_{\text{н}})$ . Установленную в начале опыта величину  $U'_{\text{вх}}$  в ходе эксперимента не подстраивать.

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

Определить участок стабилизации.

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

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

## 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. Графически изобразить выпрямительный диод. Указать анод и катод.
4. Построить на одном графике вольт-амперные характеристики диодов: германиевого, кремниевое и арсенид-галлиевого.
5. Построить на одном графике вольт-амперные характеристики кремниевое выпрямительного диода при двух температурах: комнатной и повышенной.
6. Объяснить, почему выпрямительные диоды обычно изготавливают на основе монокристалла кремния.
7. Перечислить основные характеристики выпрямительных диодов.
8. Нарисовать электрическую схему однополупериодного выпрямителя. Временные диаграммы напряжения на входе выпрямителя и сопротивлении нагрузки.
9. Нарисовать электрическую схему двухполупериодного выпрямителя. Временные диаграммы напряжения на входе выпрямителя и сопротивлении нагрузки.
10. Нарисовать мостовую схему выпрямителя. Указать направления токов в положительной и отрицательной полуволнах входного напряжения. Построить временные диаграммы напряжения на входе выпрямителя и сопротивлении нагрузки.
11. Сравнить три схемы выпрямителей. Объяснить, в каких случаях целесообразно использовать каждую из этих схем.

12. Нарисовать схемы фильтров: ёмкостного, Г-образного  $RC$ , П-образного  $RC$ . Каковы основные характеристики и принцип действия фильтров?

13. Охарактеризовать три типа пробоя диода: туннельный, лавинный и тепловой. Какие типы пробоя можно использовать для создания стабилитронов и почему.

14. Графически изобразить стабилитрон. Нарисовать его вольт-амперную характеристику и указать участок стабилизации.

13. Нарисовать электрическую схему параметрического стабилизатора напряжения на стабилитроне. Дать его основные характеристики.

14. Объяснить принцип действия параметрического стабилизатора напряжения при изменяющемся входном напряжении и постоянном сопротивлении нагрузки. Написать формулу расчёта коэффициента стабилизации  $K'_{ст}$ .

15. Объяснить принцип действия параметрического стабилизатора напряжения при постоянном входном напряжении и изменяющемся сопротивлении нагрузки. Написать формулу расчёта коэффициента стабилизации  $K''_{ст}$ .

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

17. 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.

7. *Электротехника и электроника: Лабораторный практикум* / сост. И. Л. Вольхин; Перм. гос. нац. исслед. ун-т. Пермь, 2017. 170 с.

## Работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

### 2.1. 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 (слоёв) полупроводника, имеющих электропроводности различных типов. В зависимости от типа электропроводности наружных слоёв различают транзисторы  $p-n-p$ -типа и  $n-p-n$ -типа (рис.2.1).

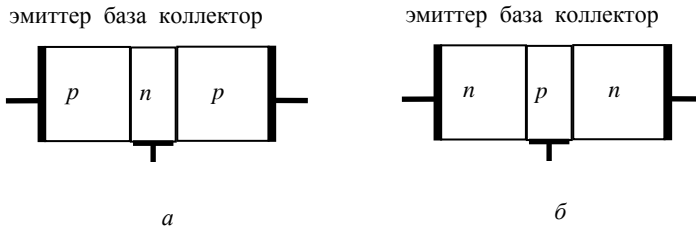


Рис.2.1. Структурная схема биполярного транзистора:  $a$  –  $p-n-p$ -типа,  $b$  –  $n-p-n$ -типа

Условное графическое обозначение транзисторов  $p-n-p$  и  $n-p-n$ -типов с указанием направления токов при работе в нормальном (активном) режиме приведено на рис.2.2.

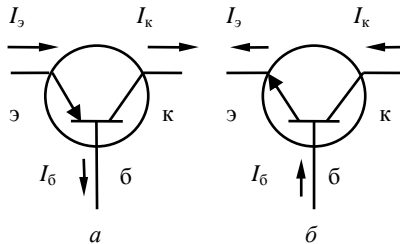


Рис.2.2. Условное графическое обозначение транзисторов:  $a$  –  $p-n-p$ -типа,  $b$  –  $n-p-n$ -типа

Однотипность слоёв 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.2.3.

При подключении к электродам транзистора напряжений  $U_{эб}$  и  $U_{бк}$  (рис.2.4) 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 свои функции. 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.2.4 видно, что ток эмиттера есть сумма базового и коллекторного токов:  $I_э = I_б + I_к$ . Ток коллектора изменяется пропорционально

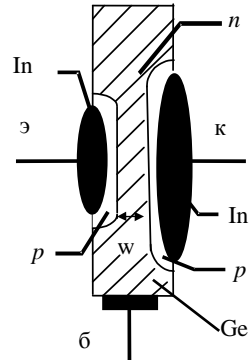


Рис.2.3. Структура сплавного транзистора

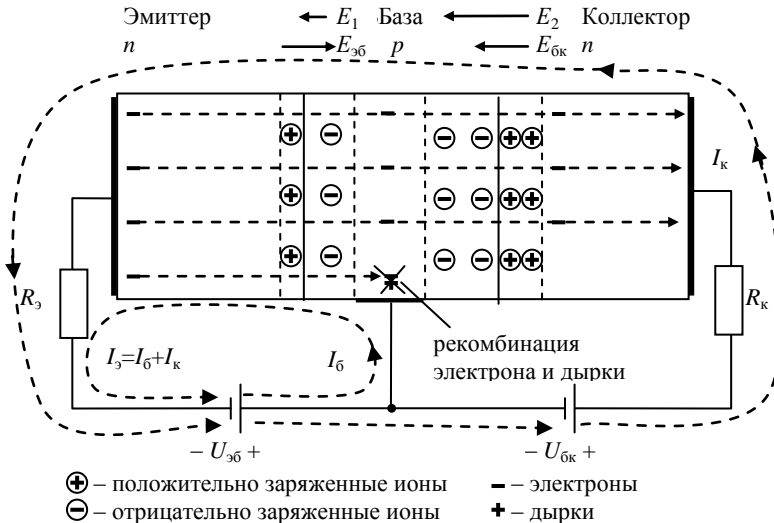


Рис.2.4. Схема движения носителей заряда в транзисторе

изменению тока эмиттера:  $I_K = \alpha I_3$ , где  $\alpha$  – 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.

## 2.2. 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.2.5,*а*), с общим эмиттером (ОЭ, рис.2.5,*б*) и с общим коллектором (ОК, рис.2.5,*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.

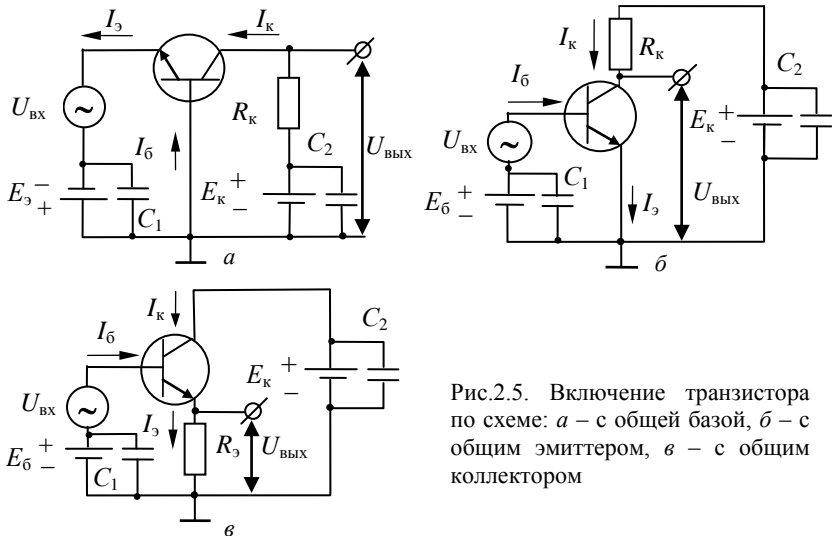


Рис.2.5. Включение транзистора по схеме: *а* – с общей базой, *б* – с общим эмиттером, *в* – с общим коллектором

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. Приращение тока коллектора (рис.2.5,а,б) и тока эмиттера (рис.2.5,в), соответственно на резисторах  $R_k$  и  $R_3$ , создаёт приращение 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.2.5,а,б) или близко к нему (рис.2.5,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.2.6, а для схемы с ОЭ – вид на рис.2.7. Статические характеристики для схемы с ОК аналогичны соответствующим характеристикам для схемы с ОЭ и, как правило, в справочной литературе не приводятся.

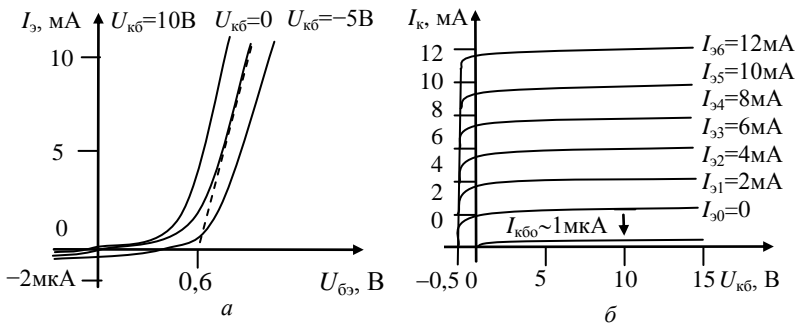


Рис.2.6. Статические характеристики маломощного биполярного кремниевого транзистора, включенного по схеме с общей базой: а – входная, б – выходная

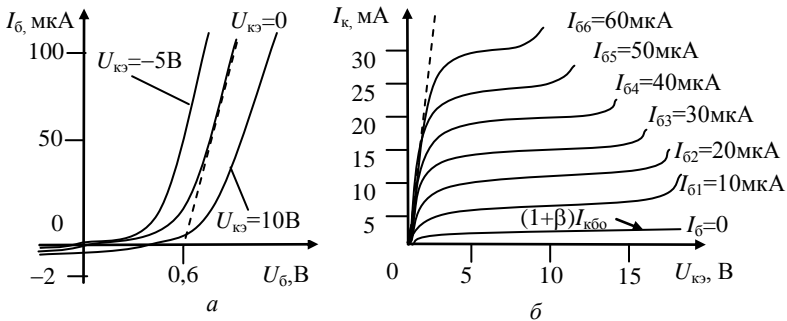


Рис.2.7. Статические характеристики маломощного биполярного кремниевого транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером: а – входная, б – выходная

Для цепей, где транзистор включен по схеме с ОЭ или ОК, удобно пользоваться не коэффициентом передачи эмиттерного тока  $\alpha$ , а коэффициентом передачи базового тока  $\beta$  (в справочной литературе он приведен в виде параметра  $h_{21э}$ ). Это обусловлено тем, что в таких схемах обычно задается изменение тока базы. Связь между коэффициентами  $\alpha$  и  $\beta$  выражается формулой  $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha}$ . 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-галлиевых – 1,0 В). На закрытом коллекторном переходе падение напряжения существенно больше до десятков вольт.

## 2.3. Усилители на биполярных транзисторах

### 2.3.1. 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 мощности сигнала. Если мощность сигнала в нагрузке не превышает мощности сигнала на входе, то устройство не может считаться усилителем. Усилитель работает вместе 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  $E$ , последовательно включенных сопротивлений нагрузки  $R_H$  и внутреннего сопротивления биполярного транзистора  $R_T$  (рис.2.8). По цепи  $+E, R_H, R_T, -E$  протекает ток  $I_K = \frac{E}{R_T + R_H}$ . Выходное напряжение усилителя  $U_{\text{вых}} = I_K \cdot R_H$ . Сопротивление транзистора  $R_T$  является переменным и зависит от входного напряжения усилителя. В случае транзистора  $n-p-n$ -типа увеличение напряжения  $U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}}$  приведет к уменьшению  $R_T$  и увеличению  $I_K$ . Это, в свою очередь, повлечет за собой увеличение выходного сигнала  $U_{\text{вых}} = I_K R_H$ . И, наоборот, уменьшение  $U_{\text{вх}}$  вызо-

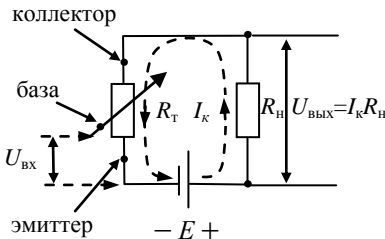


Рис.2.8. Простейшая эквивалентная схема усилителя

тивление транзистора  $R_T$  является переменным и зависит от входного напряжения усилителя. В случае транзистора  $n-p-n$ -типа увеличение напряжения  $U_{\text{вх}} = U_{\text{бэ}}$  приведет к уменьшению  $R_T$  и увеличению  $I_K$ . Это, в свою очередь, повлечет за собой увеличение выходного сигнала  $U_{\text{вых}} = I_K R_H$ . И, наоборот, уменьшение  $U_{\text{вх}}$  вызо-



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  $I_6$ . 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,  $I_6 \sim 1 \div 100 \text{ мкА}$ .

### 2.3.2. 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.2.9 штриховой линией показана АХ идеального усилителя, а сплошной – реального усилителя. АХ реального и идеального усилителей совпадают только при амплитуде 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 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:  $D(\text{дБ}) = 20 \lg(U_{\text{ВХ max}}/U_{\text{ВХ min}})$ .

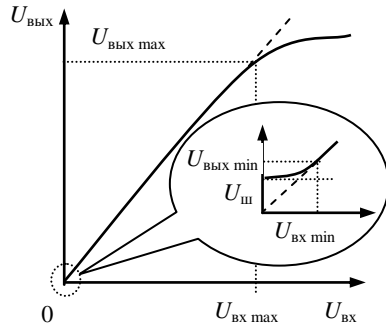


Рис.2.9. Амплитудная характеристика усилителя

**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:  $\dot{K}_U = |\dot{K}_U|e^{j\varphi}$ . Как модуль  $|\dot{K}_U|$ , так и фаза  $\varphi$  комплексного коэффициента усиления зависит от частоты  $f$ . Зависимость модуля коэффициента усиления напряжения  $|\dot{K}_U|$  от частоты  $f$  входного гармонического колебания называется амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ).

Усиление на различных частотах получается неодинаковым, оно уменьшается на верхних и нижних частотах. Граничной частотой  $f_{\text{ГР}}$  называют ту частоту, на которой усиление уменьшается на заданную величину от максимального усиления. Как правило, условливаются, что граничная частота соответствует уменьшению усиления 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  $f_{\text{ГР}}$  усиление напряжения 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.2.10,а). Для широкополосных  $f_{\text{н}} \ll f_{\text{в}}$  (рис.2.10,б). В широкополос-

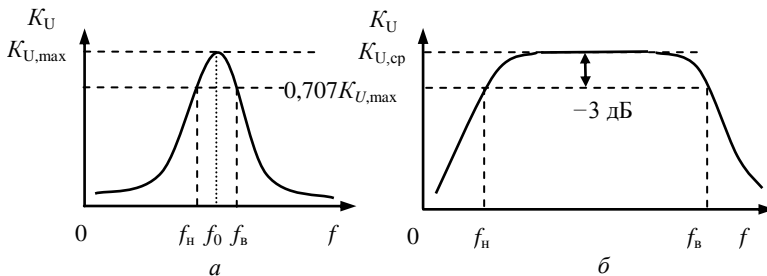


Рис.2.10. Амплитудно-частотная характеристика усилителей:  
а – узкополосного; б – широкополосного

ных 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  $f_{\text{н}} = 0$ . 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 нелинейные искажения проявляются в том, что выходной сигнал получается не чисто синусоидальным, а с содержанием ряда 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  $1, 2, 3, \dots, n$  означает номер гармоники. Величина нелинейных искажений определяется 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.

#### 2.4. Отрицательная обратная связь в усилителях

Качественные показатели усилителя улучшаются, если в его схеме имеется отрицательная обратная связь (ООС). В этом случае на базу транзистора одновременно с входным напряжением подаётся 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.2.11.

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  $U_{\text{вх}}$ .

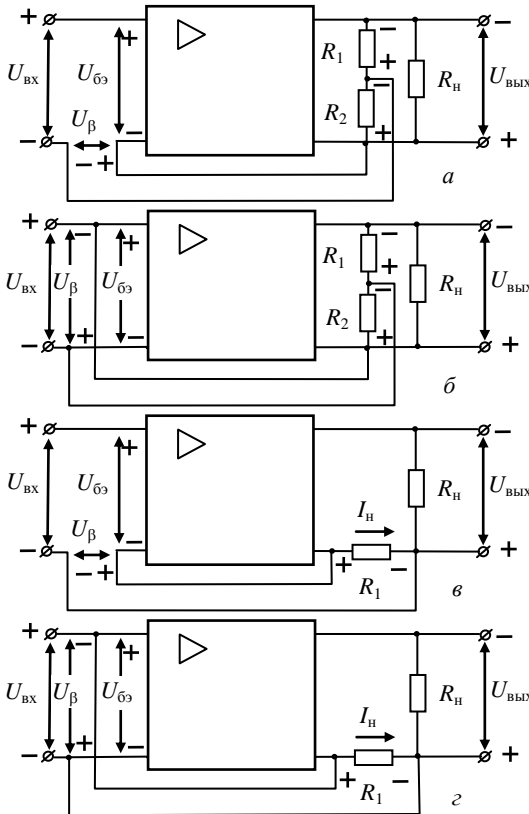


Рис.2.11. Схемы отрицательной обратной связи: *а* – последовательной по напряжению, *б* – параллельной по напряжению, *в* – последовательной по току, *г* – параллельной по току

## 2.5. Усилитель с общим эмиттером

На рис.2.12 приведена схема усилительного каскада с общим эмиттером (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  $180^\circ$  относительно фазы входного сигнала.

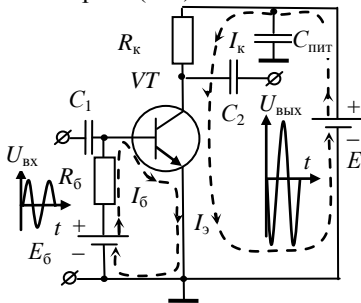


Рис.2.12. Схема усилительного каскада с общим эмиттером

### 2.5.1. 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  $U_{бэ0}$ ; 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 позволяет иллюстрировать положение точки покоя на проходной характеристике и семействе выходных характеристик транзистора при выбранном напряжении питания  $E$  и сопротивлении нагрузки усилительного каскада  $R_k$  (рис.2.13). Для этого на графике семейства выходных характеристик транзистора следует построить нагрузочную прямую  $U_k = E - I_k R_k$ . Её 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

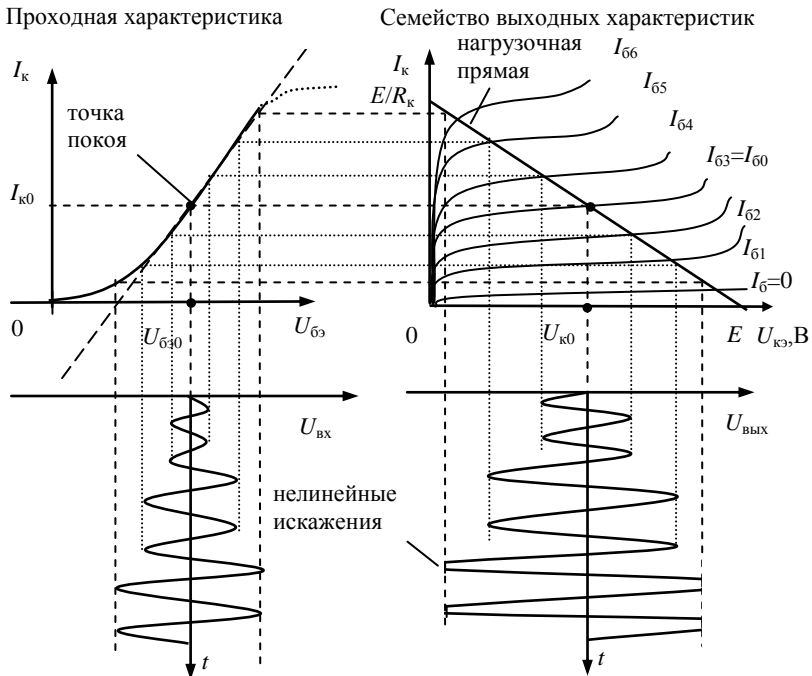


Рис.2.13. Графоаналитический метод анализа работы усилительного каскада на биполярном транзисторе

замыкание коллектора и эмиттера),  $I_k = E/R_k$ . Все возможные значения тока  $I_k$  и напряжения  $U_k$  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  $I_{к0}$  и задается напряжение  $U_{к0} \approx \frac{E}{2}$ .

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.2.13 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  $U_k$  падает. Таким образом, сдвиг фаз между входным и выходным напряжением равен  $180^\circ$ .

### 2.5.2. 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.2.14,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

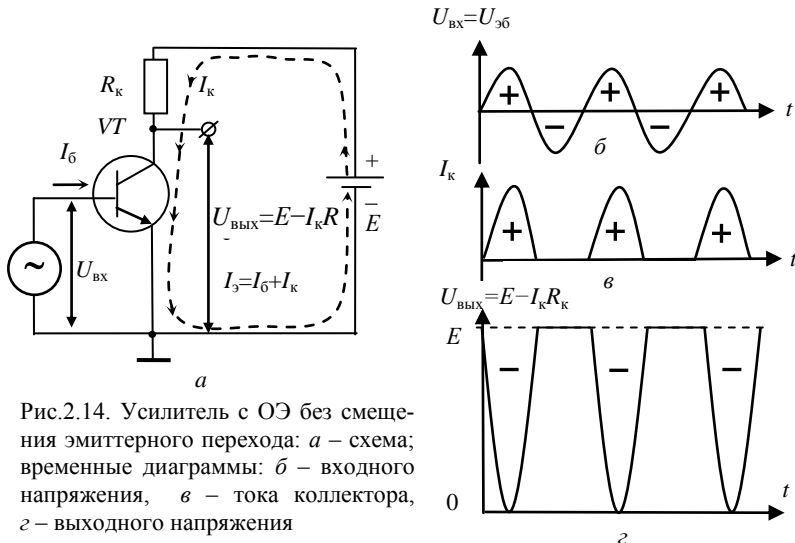


Рис.2.14. Усилитель с ОЭ без смещения эмиттерного перехода: а – схема; временные диаграммы: б – входного напряжения, в – тока коллектора, г – выходного напряжения

ра  $I_K$  и выходного напряжения  $U_{\text{ВЫХ}} = E - I_K R_K$ . Во время положительной 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  $E$ . Затем весь процесс повторяется. На рис.2.14,з видно, что выходное напряжение усилителя состоит только из отрицательных полупериодов синусоидального сигнала, т.е. имеются большие нелинейные искажения.

На рис.2.15 представлена схема усилителя с ОЭ, которая отличается от схемы рис.2.14 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.2.15,б показано напряжение  $U_{\text{ВХ}}$ , приложенное ко входу усилителя. Причем до времени  $t_0$  подано только напряжение смещения  $E_{\text{СМ}}$ , а начиная с момента  $t_0$  – напряжение смещения и напряжение с генератора. На рис.2.15,в,г изображены времен-

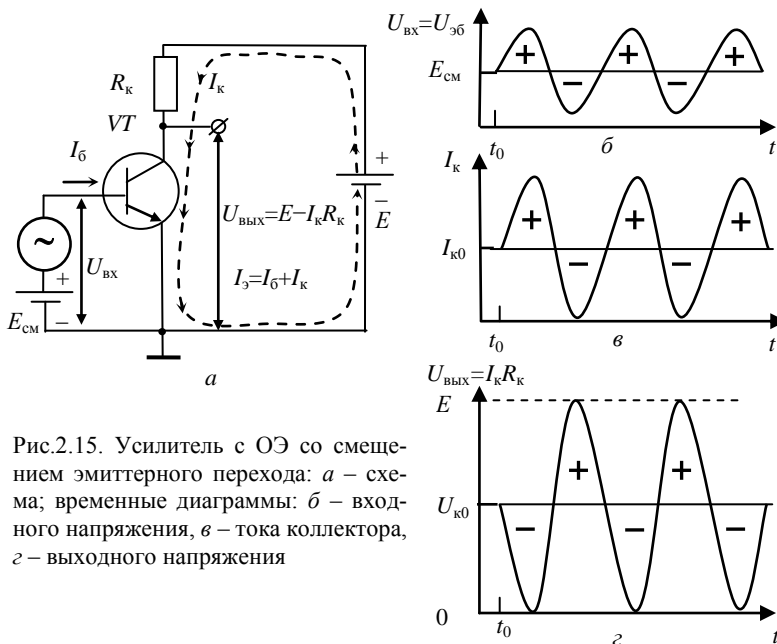


Рис.2.15. Усилитель с ОЭ со смещением эмиттерного перехода: а – схема; временные диаграммы: б – входного напряжения, в – тока коллектора, г – выходного напряжения

ные диаграммы тока  $I_K$  и напряжения  $U_{\text{вых}} = E - I_K R_K$ . До момента  $t_0$  через транзистор протекает постоянный ток  $I_{K0}$  и на нагрузке выделяется постоянное напряжение  $U_{\text{вых}} = U_{K0} = E - I_{K0} R_K$ . Начиная с  $t = t_0$  на нагрузке возникает как постоянное, так и переменное напряжение. Благодаря наличию постоянного напряжения ток коллектора может не только возрастать, как это было при усилителе без смещения (рис.2.14), но и уменьшаться (рис.2.15,в). Из рис.2.15,г видно, что выходное напряжение усилителя не имеет существенных нелинейных искажений.

Источником напряжения смещения может служить батарея или маломощный выпрямитель. На рис.2.12 показано включение такого источника в цепь базы. Однако для смещения удобнее использовать небольшую часть напряжения источника питания  $E$ . На рис.2.16 показано смещение рабочей точки в усилительных каскадах с ОЭ. Различают два основных способа подачи напряжения смещения: фиксированным током базы и фиксированным напряжением. При смещении

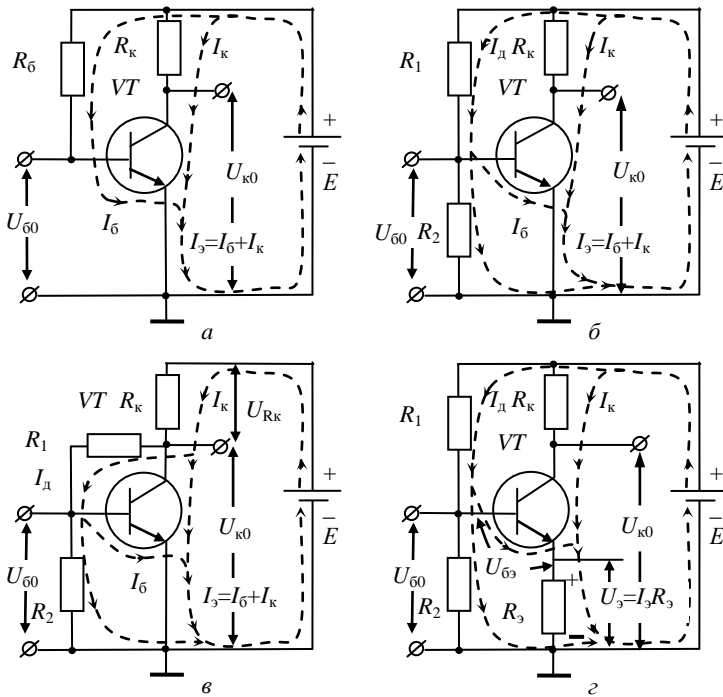


Рис.2.16. Схемы смещения рабочей точки в усилительных каскадах с общим эмиттером: *а* – фиксированным током; *б* – фиксированным напряжением; *в* – с параллельной ООС по напряжению; *г* – с температурной стабилизацией



фиксированным током базы (рис.2.16,*a*) 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.2.16,*a* напряжение  $E$  фактически приложено к делителю напряжения, состоящему из двух сопротивлений: резистора  $R_6$  и сопротивления  $r_3$  участка база – эмиттер транзистора  $VT$ . Из соотношения:  $E - U_{60} = I_{60}R_6$ , можно найти необходимую величину сопротивления  $R_6 = (E - U_{60})/I_{60}$ . При  $h_{21э} = 100$  и  $I_k = 5$  мА  $I_6 = 5$  мА/100 = 0,05 мА = 50 мкА. Если  $E = 10$  В, а  $U_{60} = 0,6$  В, то  $R_6 = (10 \text{ В} - 0,6 \text{ В})/50 \text{ мкА} = 188$  кОм. Выбираем ближайшее значение резистора  $R_6 - 180$  кОм.

На рис.2.16,*б* показано 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  $R_1$  и  $R_2$  выбирают так, чтобы ток делителя  $I_d$  был на порядок больше тока базы  $I_{60}$ . Считаем  $I_{60} = 50$  мкА, тогда ток делителя  $I_d = 0,5$  мА, отсюда  $R_1 + R_2 = E/I_d = 10 \text{ В}/0,5 \text{ мА} = 20$  кОм. Поскольку  $U_{60} = 0,6$  В, то  $R_2 = U_{60}/I_d = 1,2$  кОм и  $R_1 = 18,8$  кОм. Выбираем ближайшее значение резистора  $R_1 - 18$  кОм.

При повышении температуры изменяется проходная характеристика транзистора, как показано на рис.2.17. 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 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.2.16,*в* представлена схема с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению. При увеличении температуры величина тока коллектора  $I_k$  рас-

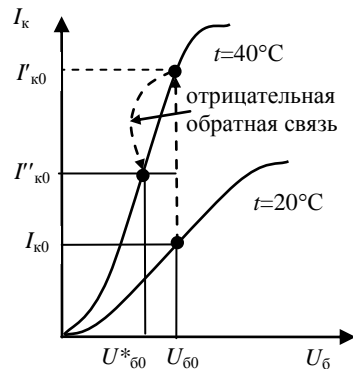


Рис.2.17. Температурная стабилизация положения рабочей точки

тет, 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):  $U_{\delta 0} = I_d R_2$  – уменьшается до величины  $U_{\delta 0}^*$ , что приводит к падению коллекторного тока с  $I'_{k0}$  до  $I''_{k0}$  (рис.2.17). Эта схема действует эффективно при большом сопротивлении  $R_k$ , когда падение напряжения  $U_{Rk}$  составляет примерно половину напряжения питания  $E$ .

На рис.2.16,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  $U_{\delta 0} = U_6 - U_3$ . При правильно выбранном токе делителя  $I_d$  напряжение на базе  $U_6$  не зависит от тока  $I_6$  и температуры. При повышении температуры величина тока эмиттера и коллектора растет. Напряжение на эмиттере –  $U_3 = I_3 R_3$  – увеличивается, а напряжение смещения  $U_{\delta 0}^*$  уменьшается. При этом рабочая точка остается вблизи середины линейного участка проходной характеристики.

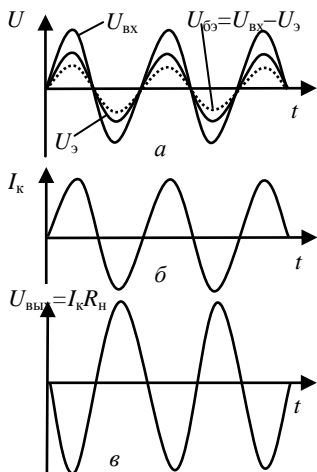


Рис.2.18. Временные диаграммы широкополосного усилителя с ОЭ: а – входного напряжения, б – тока коллектора, в – выходного напряжения

В схемах рис.2.16,з,в одновременно с ООС по постоянному току возникает ООС по переменному току. На рис.2.18,а изображено переменное напряжение  $U_{вх}$ , подаваемое на вход схемы рис.2.16,г (постоянные составляющие напряжений и токов на рис.2.18 не показаны). При этом переменная составляющая тока коллектора (и эмиттера) изменяется в фазе с входным напряжением, что показано на рис.2.18,б. Переменная составляющая напряжения на резисторе  $R_3$   $U_3 = I_3 R_3$ . Переменное напряжение  $U_{\delta 0}$ , управляющее работой транзистора, равно разности напряжений  $U_{вх}$  и  $U_3$  ( $U_{\delta 0} = U_{вх} - U_3$ ). Это показано на рис.2.18,а. Таким образом, включение резистора  $R_3$  приводит к появлению последовательной ООС по переменному и постоянному току, которая уменьшает нелинейные искажения, улучшает частотные свойства транзистора, но снижает коэффициент усиления

ния. Коэффициент обратной связи  $\beta = R_3/R_K$ . Например, если  $R_K = 10$  кОм, а  $R_3 = 1$  кОм, то коэффициент ООС  $\beta = 0,1$  (10%), так как 0,1 часть выходного сигнала подается в противофазе (с входным сигналом) на вход транзистора. Коэффициент усиления усилителя с ООС  $K_\beta = K/(1+K\beta)$ , здесь  $K_U$  – коэффициент усиления напряжения 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.2.19), 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  $f_H = 20$  Гц и  $R_3 = 200$  Ом, величина  $C_3 \geq 1/(0,1 \cdot R_3 \cdot 2 \cdot \pi \cdot f_H) \approx 40$  мкФ.

На рис.2.19 изображён усилитель, состоящий из четырёх каска-

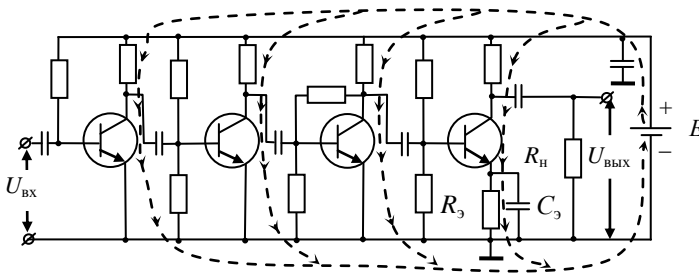


Рис.2.19. Четырёхкаскадный усилитель с общим эмиттером

дов, показанных на рис.2.16. 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 четырёхкаскадного усилителя равняется произведению значений коэффициента усиления отдельных каскадов:  $K_U = K_{U1} \cdot K_{U2} \cdot K_{U3} \cdot K_{U4}$ . На рис.2.19 показаны также коллекторные и эмиттерные токи каскадов.

### 2.5.3. Широкополосный усилитель с общим эмиттером

На рис.2.10,б приведена АЧХ широкополосного усилителя. Особенностью АЧХ является её равномерность в широкой полосе частот. Для объяснения АЧХ усилителя с ОЭ рассмотрим схему, приведенную на рис.2.20. На входе усилителя стоит разделительный конденсатор  $C_1$ , препятствующий попаданию постоянной составляющей входного сиг-

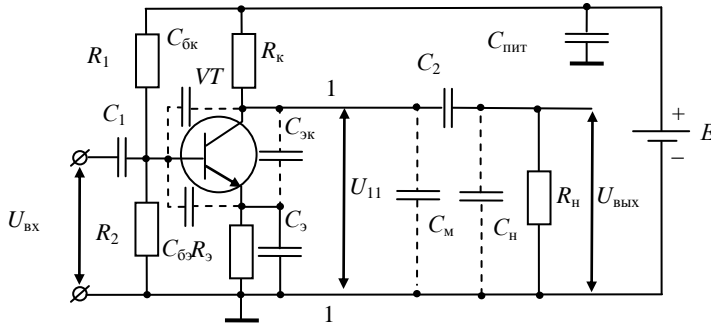


Рис.2.20. Схема усилителя с общим эмиттером

нала на базу транзистора, но пропускающий 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 ёмкости транзистора  $C_{БК}$ ,  $C_{БЭ}$ ,  $C_{ЭК}$ , монтажная ёмкость  $C_М$  и ёмкость нагрузки  $C_Н$ . Для понимания процессов, происходящих в схеме, необходимо знать порядки величин сопротивлений и ёмкостей усилителя. Обычно выбирается  $R_1$  порядка нескольких десятков кОм,  $R_2$  – нескольких единиц кОм,  $R_3$  – нескольких сотен Ом,  $R_К$  – нескольких единиц или десятков кОм,  $R_Н$  должно быть того же порядка, что и  $R_К$ , или большего (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,  $C_{ЭК} \sim 10$  пФ,  $C_Н \sim 5 \div 50$  пФ,  $C_М \sim 2$  пФ. Легко видеть, что на нижних частотах сопротивления паразитных ёмкостей 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 ёмкости 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 ёмкостное сопротивление  $C_2$  оказывается больше, чем сопротивление нагрузки  $R_Н$ , и на неё подается не всё напряжение  $U_{11}$ . Поэтому в области нижних частот наблюдается спад АЧХ (рис.2.10,б). Цепь  $C_2 R_Н$  представляет собой фильтр верхних частот. Его коэффициент передачи  $\dot{K} = \frac{R_Н}{R_Н + \dot{X}_{C_2}}$ ,  $\dot{U}_{ВЫХ} = \dot{U}_{11} \frac{R_Н}{R_Н + \dot{X}_{C_2}}$ ,  $\dot{X}_{C_2} = -\frac{j}{2\pi f C_2}$ , то  $\dot{K}$  зависит от

частоты. При  $f \rightarrow 0$   $|\dot{X}_{C_2}| \rightarrow \infty$  и  $U_{\text{вых}} = 0$ . При этом всё напряжение  $U_{11}$  падает на конденсаторе  $C_2$ . При увеличении частоты сопротивление  $|\dot{X}_{C_2}|$  уменьшается,  $|\dot{K}|$  и  $U_{\text{вых}}$  увеличиваются. На частоте  $f_n$  (нижняя граница полосы пропускания на уровне  $-3$  дБ, см. рис.2.10,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  $U_{\text{вых}}$  растёт. 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.2.20 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  $\tau_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}C_1$ . Уменьшение усиления на нижних частотах определяет тот фильтр, у которого  $\tau_n$  меньше, а  $f_n$  выше.

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

Паразитная ёмкость  $C_{\text{БК}}$  на высоких частотах передаёт 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  $R_n$ , что сопровождается уменьшением коэффициента усиления напряжения.

#### 2.5.4. Резонансный усилитель с общим эмиттером

Схема резонансного усилителя с ОЭ показана на рис.2.21. Нагрузкой каскада является параллельный LC-контур. Следует иметь в виду, что параллельно контуру включены также паразитные ёмкости:  $C_B$  – межвитковая ёмкость катушки,  $C_M$  – ёмкость монтажа,  $C_{кэ}$  – выходная ёмкость транзистора и  $C_n$  – паразитная ёмкость нагрузки. Поэтому общая ёмкость контура  $C^* = C_k + C_B + C_M + C_{кэ} + C_n$ . Импеданс контура  $Z$  имеет максимум на резонансной частоте  $f_0$ . На рис.2.22 изображены резонансные кривые двух контуров, имеющих различные добротности  $Q$ . На резонансной частоте сопротивление контура является активным. Поскольку коэффициент усиления каскада пропорционален сопротивлению его нагрузки, то амплитудно-частотная характеристика резонансного усилителя повторяет форму резонансной кривой контура (рис.2.10,а).

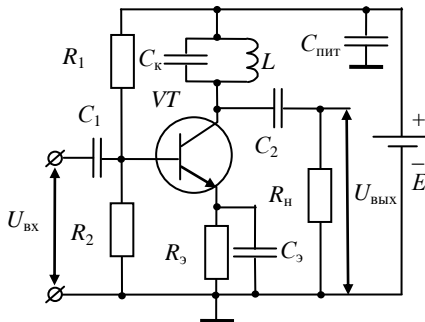


Рис.2.21. Схема резонансного усилителя с общим эмиттером

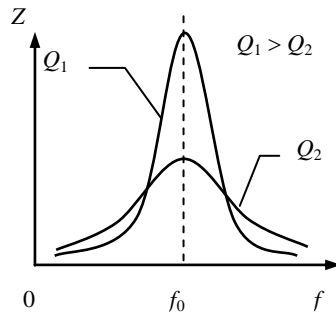


Рис.2.22. Резонансные кривые контуров с различной добротностью

#### 2.6. Усилитель с общим коллектором

Принципиальная схема усилительного каскада с общим коллектором (ОК) приведена на рис.2.23. Для упрощения рассуждений будем считать, что напряжение питания  $E = 10$  В. Входной сигнал подаётся на базу транзистора, а выходной – снимается с эмиттера. В режиме покоя постоянное напряжение на эмиттере –  $U_{э0} = I_{э0}R_3$  – устанавливается равным примерно половине напряжения питания  $E = 10$  В, т.е.

5 В. При этом напряжение покоя на базе транзистора  $U_{б3} = U_6 - U_3 \approx 0,6$  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.

Схема с ОК имеет больший по сравнению со схемой ОЭ коэффициент усиления тока  $K_I = I_3/I_6 = (I_K + I_6)/I_6 = h_{213} + 1$ . Поэтому она 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 напряжения 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 работе [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, чем у усилителя с ОЭ в области верхних частот. Как уже было сказано, снижение усиления на верхних частотах происходит вследствие шунтирования сопротивления нагрузки паразитными ёмкостями. Поскольку в усилителях с ОК и ОЭ паразитные ёмкости примерно одинаковы, а выходное сопротивление в усилителе с ОК значительно меньше, чем в усилителе с ОЭ, то шунтирующее действие выходного сопротивления усилителя с ОК происходит на значительно больших частотах.

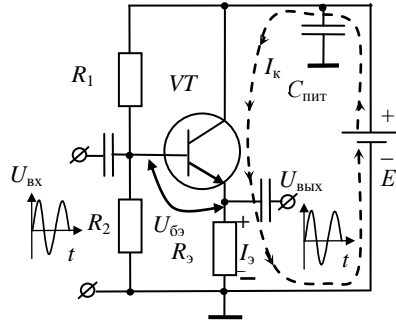


Рис.2.23. Схема усилительного каскада с общим коллектором

## 2.7. Усилитель с общей базой

Принципиальная схема усилительного каскада с общей базой (ОБ) показана на рис.2.24. Входной сигнал подается на сопротивление  $R_3$ , включенное в цепи эмиттера, а выходной сигнал снимается с коллектора транзистора. База транзистора через конденсатор  $C_2$  подклю-

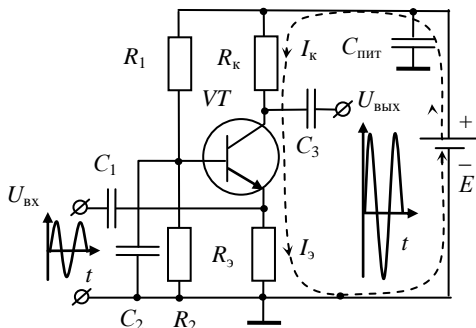


Рис.2.24. Схема усилителя с общей базой

чается к общему проводу для входной и выходной цепей. Входным током является ток эмиттера  $I_э$ , а выходным – ток коллектора  $I_к$ . Из формулы  $I_к = \alpha I_э$  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:  $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} = I_к R_к / I_э R_3 = \alpha I_э R_к / I_э R_3 \approx R_к / R_3 = 10 \text{ кОм} / 200 \text{ Ом} = 50$ , примерно такой же, как у каскада с ОЭ.

В усилителе с ОБ осуществляется 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.

## 2.8. Порядок выполнения работы

### 2.8.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схемы установок для определения точки покоя и исследования усилителей приведены на рис.2.25, а, б. В комплект установок входят набор макетов исследуемых усилителей на биполярных транзисторах, источник питания макетов MPS-6003LK-1, генератор АК ИП-3407/1, осциллограф GDS-71022, мультиметр GDM-8245 (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.2.27, 2.30 и 2.31) изображены схемы исследуемых усилителей. В левой нижней части каждого макета расположены две пары розеток разъёма X1. Одна пара используется для подключения выхода генератора, т.е. для подачи входного напряжения, а вторая – для подключения осциллографа, измеряющего входное напряжение. В правой нижней части макета находится выходной разъём X2 для подключения вольтметра, осциллографа и внешних нагрузок. В правой верхней части имеется разъём X3 для подачи напряжения питания. На входе макетов рис.2.27 и 2.30 между правой и левой розеткой разъёма X1 установлен ограничитель амплитуды входного напряжения, состоящий из резистора МЛТ 0,25 510 Ом и двух встречно включенных стабилитронов КС433А. Для защиты от неправильного подключения полярности источника питания у всех макетах на верхней клемме разъёма X3 установлен диод Д209.

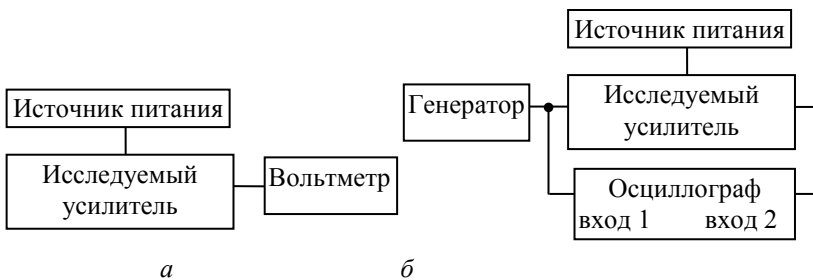


Рис.2.25. Блок-схема установки: а – для определения точки покоя; б – для исследования усилителей

## 2.8.2. Методика выполнения работы

### Настройка приборов

#### 1. Настроить лабораторный источник питания постоянного тока MPS-6003 LK-1

По методике подробно описанной в на стр. 32 и 33, п. 11.1, установить напряжение источника питания 12 В и ток короткого замыкания 0,05 А.

По окончании настройки кнопку “OUTPUT” перевести в положение “выключено”: красный индикатор “OUT” (выход) гаснет и на выходных клеммах “-” и “+”напряжение отсутствует.

#### 2. Настроить генератор цифровой GDS-71022

2.1. Включить вилку генератора в розетку лабораторного стола с напряжением 220 В, частотой 50 Гц.

2.2. Нажать левую нижнюю кнопку “POWER” (мощность) в положение “1”, через 20÷30 секунд появится индикатор дисплея, как показано на рис.2.26,*а*. При этом

а) Подсвечиваются кнопки “Channel” (Канал), “A-~” и “B-~1”.

б) Автоматически устанавливается режим генерации, который индицируется на дисплее:

“CHA~Alone” (сигнал синусоидальный);

“CHA Frequency” 1.000000kHz (частота колебаний 1 кГц);

“CHA Amplitude 2.000Vpp” (размах колебаний 2 В).

2.3. В правом столбце дисплея зелёным цветом выделена кнопка “Frequency ►”. В этом режиме устанавливается частота колебаний одним из двух способов:

1. Набрать на клавиатуре цифрами необходимую частоту (цифры индицируются жёлтым цветом в окне “CHA Frequency”, порядок величины устанавливается нажатием серой кнопки в нижнем ряду под дисплеем: MHz (мегагерцы), kHz (килогерцы), Hz (герцы), mHz (миллигерцы), uHz (микрogerцы).



*а*



*б*

Рис.2.26. Передняя панель генератора GDS-71022 в режиме установки:  
*а* – частоты, *б* – амплитуды

2. Вращая ручку регулятора в правой верхней части передней панели установить (по часовой стрелке значение увеличивается, против часовой – уменьшается) необходимое значение 1-го разряда частоты (подсвечен жёлтым), правой кнопкой навигатора переместить подсветку на нужный разряд и установить его величину вращением ручки регулятора.

2.4. Нажать вторую сверху серую клавишу, на экране загорится “Amplitude ►” и “СНА Amplitude” 2.000Vpp. В этом режиме устанавливается амплитуда колебаний одним из двух способов:

1. Набрать на клавиатуре цифрами необходимое напряжение (цифры индицируются жёлтым цветом в окне “СНА Amplitude”, порядок величины устанавливается нажатием серой кнопки в нижнем ряду под дисплеем: Vrms (вольты, среднеквадратичное значение), mV<sub>rms</sub> (милливольты, среднеквадратичное значение), Vpp (вольты, размах колебаний); mVpp (милливольты, размах колебаний).

2. Вращая ручку регулятора в правой верхней части передней панели установить (по часовой стрелке значение увеличивается, против часовой – уменьшается) необходимое значение 1-го разряда напряжения (подсвечен жёлтым), правой кнопкой навигатора переместить подсветку на указатель нужного разряда и установить его величину вращением ручки регулятора.

2.5. Соединить коаксиальным кабелем выход генератора “СНА” (канал А) с входом исследуемого устройства.

2.6. Нажать кнопку “СНА Output”, расположенную рядом с разъемом. Кнопка подсветится зелёным светом, и на выходе генератора появится сигнал с установленными параметрами.

### **3. Исследование усилителя с общим эмиттером**

Макет схемы усилителя с общим эмиттером представлен на рис.2.27. Всего имеется шесть вариантов макета. Номиналы деталей, общие для всех макетов, приведены в подрисуночной подписи, а различающиеся – в табл.2.1.

- 3.1. Установить точку покоя усилителя с ОЭ, для этого
- собрать схему установки точки покоя (рис.2.25,*a*);
  - переключатель “S1” макета установить в верхнее положение, при этом в усилителе возникает последовательная отрицательная обратная связь по току (рис.2.11,*б*);
  - кнопку “OUTPUT” источника питания перевести в положение “включено”: загорится красный индикатор “OUT”, светодиод “VD” на макете и напряжение питания 12 В поступит на исследуемую схему;
  - включить мультиметр в режим измерения постоянного напряжения, как рекомендовано на стр. 33;

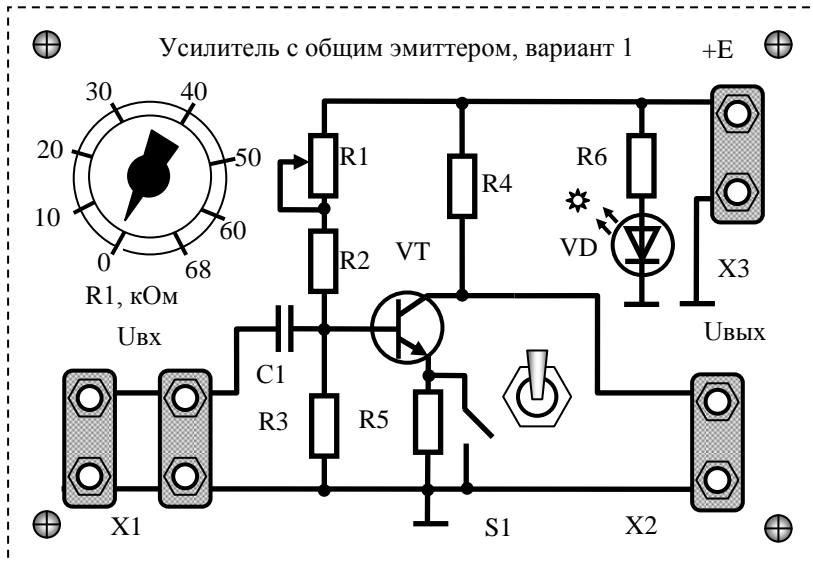


Рис.2.27. Передняя панель макета “Усилитель с общим эмиттером”:  
 VT КТ 503В, VD АЛ 307КМ, R1 СПЗ-4А 0,25 68 кОм, R2 МЛТ 0,25 24 кОм, R5 МЛТ 0,25 510 Ом, R6 МЛТ 0,25 3 кОм

- ручкой переменного резистора R1 установить на выходе схемы напряжение 6 В (половина напряжения источника питания), при этом точка покоя будет находится примерно в середине линейного участка проходной характеристики (рис.2.13);
- кнопку “OUTPUT” перевести в положение “выключено”;
- выключить мультиметр и отсоединить его от схемы.

Таблица 2.1

Номиналы резисторов и конденсаторов в различных вариантах макетов “Усилитель с общим эмиттером”

Вариант	R4, кОм	C1, мкФ
1	5,1	0,47×50В
2	6,2	1,0×50В
3	7,5	1,5×50В
4	9,0	2,2×50В
5	10,0	4,7×50В
6	12,0	10×50В

### 3.2. Исследование амплитудной характеристики усилителя с ОЭ:

– собрать установку для измерения параметров усилителя (рис.2.25,б);

– настроить осциллограф в режиме измерения переменного напряжения (настройка осциллографа цифрового GDS-71022 приведена в п.2 на стр. 23–27);

– измерить напряжение шумов  $U_{ш}$  на выходе усилителя и записать в тетрадь;

– установить напряжение генератора 50 мВ (частота  $f = 1000$  Гц автоматически установлена при включении);

– нажать кнопку “СНА Output”. На вход исследуемой схемы поступит переменное напряжение;

– нажать кнопку “Автоуст” осциллографа. На его экране появятся осциллограммы входного и выходного сигналов. Снять осциллограмму (сфотографировать, или сохранить на внешнем носителе информации и распечатать, или зарисовать на бумаге) с указанием входного и выходного напряжений, частоты, схемы включения с номиналами резисторов, конденсаторов и приложить к отчету. Определить соотношение фазы выходного сигнала и фазы входного;

– увеличить напряжение генератора до появления нелинейных искажений, при этом форма выходного сигнала отличается от формы входного. Если при включении нелинейные искажения уже возникли, то следует уменьшить входной сигнал до их исчезновения. Определить  $U_{вх\ max}$  (рис.2.9), при котором на выходе усилителя появятся нелинейные искажения (рис.2.13). Полученную осциллограмму с указанием входного и выходного напряжений, частоты, схемы включения с номиналами резисторов и конденсаторов приложить к отчету;

– выбрать шаг изменения входного напряжения  $\Delta U_{вх}$  следующим образом: на линейном участке  $\Delta U_{вх}$  выбрать так, чтобы получилось  $6 \div 10$  точек; в области нелинейных искажений  $\Delta U_{вх}$  увеличить в  $3 \div 5$  раз и провести не менее трёх измерений, как показано на рис.2.28;

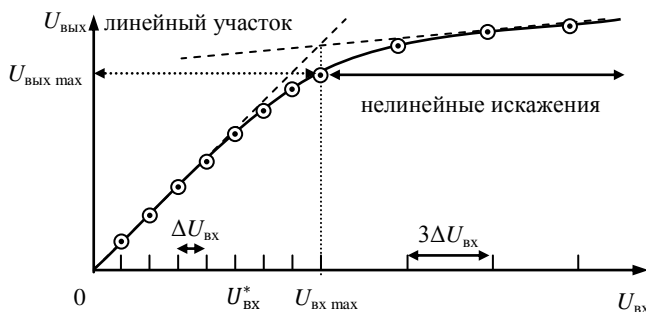


Рис.2.28. Амплитудная характеристика усилителя

– снять амплитудные характеристики (АХ):  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  при частоте генератора  $f = 1000 \text{ Гц}$ ;

– построить график АХ, найти линейный участок и определить коэффициент усиления напряжения;

– рассчитать динамический диапазон усилителя  $D(\text{дБ}) = 20 \lg(U_{\text{вх max}}/U_{\text{вх min}})$ , при отношении сигнал – шум  $U_{\text{вх min}}/U_{\text{ш}} = 2$ . Напряжение шумов  $U_{\text{ш}}$  измерено и записано вами в тетрадь.

3.3. Исследование амплитудно-частотной характеристики усилителя с ОЭ:

– в пределах линейного участка АХ выбрать самостоятельно  $U_{\text{вх}}^*$  и по картине на экране осциллографа убедиться в отсутствии нелинейных искажений;

– снять зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(f)$  при  $U_{\text{вх}}^* = \text{const}$ . При снятии АЧХ 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;

– для каждого измерения рассчитать коэффициент усиления напряжения:  $K_U = U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}$ ;

– построить АЧХ 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.2.29. По АЧХ определить  $f_{\text{н}}$ ,  $f_{\text{в}}$  и полосу пропускания усилителя:  $\Delta f = f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$ . На графике указать величину

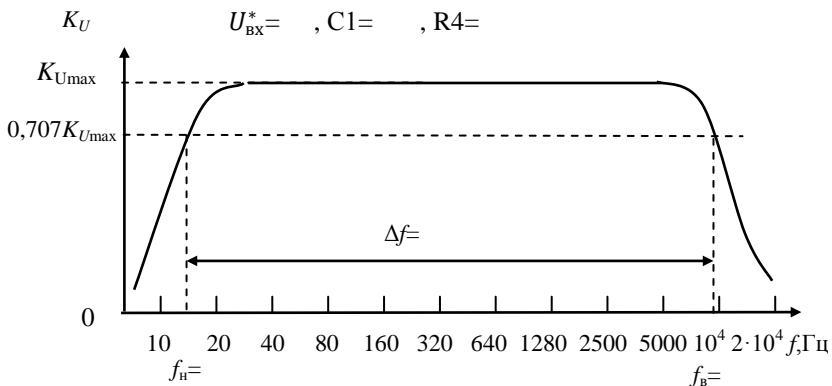


Рис.2.29. Пример построения графика АЧХ усилителя

$U_{вх}^*$ , номинал входной разделительной емкости  $C1$  и сопротивление нагрузки  $R4$ .

3.4. Исследование характеристик усилителя с ОЭ без обратной связи:

– переключатель “S1” макета (рис.2.27) установить в нижнее положение, при этом резистор  $R5$  замкнут и обратная связь отсутствует;

– установить точку покоя усилителя по пункту 3.1;

– измерить АХ усилителя (пункт 3.2);

– измерить АЧХ усилителя (пункт 3.3);

– сравнить результаты исследования усилителей при наличии или отсутствии отрицательной обратной связи. Выводы записать в тетрадь.

#### 4. Исследование усилителя с общей базой

Макет схемы усилителя с общей базой представлен на рис.2.30. Всего имеется шесть вариантов макета. Номиналы деталей общие для всех макетов приведены в подрисуночной подписи, а различающиеся – в табл.2.2.

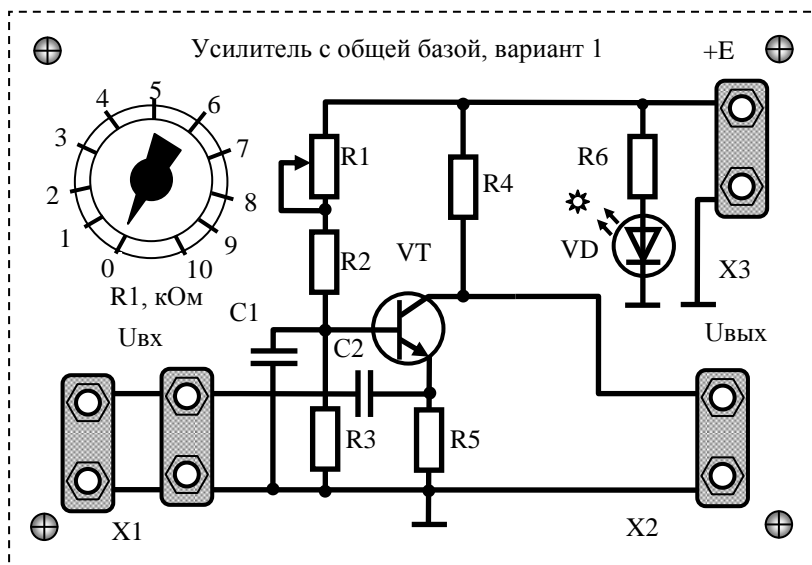


Рис.2.30. Передняя панель макета “Усилитель с общей базой”: VT КТ 503В, VD АЛ 307КМ,  $C1$  10 мкФ×63 В,  $R1$  СПЗ-4А 0,25 10 кОм,  $C1$   $R2$  МЛТ 0,25 5,1 кОм,  $R3$  МЛТ 0,25 1 кОм,  $R5$  МЛТ 0,25 510 Ом,  $R6$  МЛТ 0,5 3 кОм

Таблица 2.2

Номиналы резисторов и конденсаторов в различных вариантах макетов “Усилитель с общей базой”

Вариант	R4, МЛТ, кОм	C2, мкФ	примечание
1	5,1	10×63В	
2	6,2	47×25В	
3	7,5	100×25В	
4	9,1	22×50В	
5	10,0	70	47×25В+22×50В
6	12,0	32	22×50В+10×63В

По методике подробно изложенной для усилителя с ОЭ, для усилителя с ОБ

- установить точку покоя усилителя (пункт 3.1);
- измерить АХ усилителя и провести расчёты (пункт 3.2);
- измерить АЧХ усилителя и провести расчёты (пункт 3.3).

#### **5. Исследование усилителя с общим коллектором**

Макет схемы усилителя с общим коллектором представлен на рис.2.31. Всего имеется шесть вариантов макета. Номиналы деталей общие для всех макетов приведены в подрисуночной подписи, а различающиеся – в табл.2.3.

По методике, подробно изложенной для усилителя с ОЭ, для усилителя с ОК

- установить точку покоя усилителя (пункт 3.1);
- измерить АХ усилителя и провести расчёты (пункт 3.2). Особенностью схемы с ОК является немного меньший единицы коэффициент усиления напряжения, поэтому при проведении измерений необходимо установить  $U_{вх} = 1$  В и далее увеличивать его через 0,5 В до появления нелинейных искажений. Измерения АХ заканчивать при достижении максимального напряжения на выходе генератора порядка 7 В;
- измерить АЧХ усилителя и провести расчёты (пункт 3.3). Исследуемая схема самая широкополосная, и если на максимальной частоте генератора 10 МГц не будет замечен спад АЧХ, то следует указать в отчёте  $f_v > 10$  МГц и, соответственно, полоса пропускания также будет больше 10 МГц.



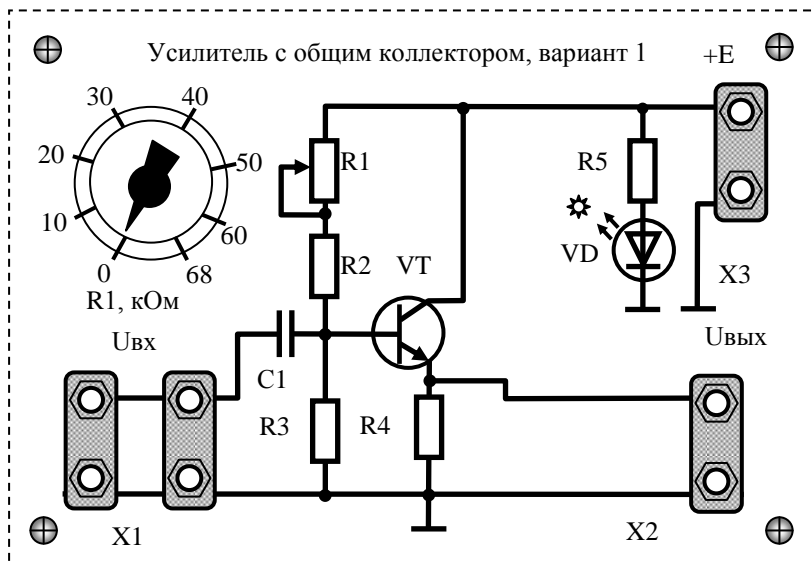


Рис.2.31. Передняя панель макета “Усилитель с общим коллектором”: VT КТ 503В, VD АЛ 307КМ,  $R_2$  МЛТ 0,25 10 кОм,  $R_3$  МЛТ 0,25 51 кОм,  $R_4$  МЛТ 0,25 1 кОм,  $R_5$  МЛТ 0,25 3 кОм

Таблица 2.3

Номиналы резисторов и конденсаторов в различных вариантах макетов “Усилитель с общим коллектором”

Вариант	$R_1$ СПЗ-4А 0,25 Вт, кОм	$C_1$ , мкФ
1	68	0,1×50В
2	68	0,47×50В
3	68	0,68×50В
4	68	1,0×50В
5	47	0,33×50В
6	47	0,2×50В

## 2.9. Контрольные вопросы

1. Характеристики и параметры транзисторов. Коэффициент усиления базового тока  $h_{21\beta}$  ( $\beta$ ).
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 напряжения, тока 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.

## 2.10. 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. *Электротехника и электроника: Лабораторный практикум / сост. И. Л. Вольхин; Перм. гос. нац. исслед. ун-т. Пермь, 2017. 170 с.*

### Работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ $LC$ -АВТОГЕНЕРАТОРОВ

#### 3.1. $LC$ -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.3.1 изображена схема исследования затухающих электрических колебаний в параллельном колебательном контуре. При замыкании ключа  $K$  конденсатор  $C$  заряжается до напряжения источника

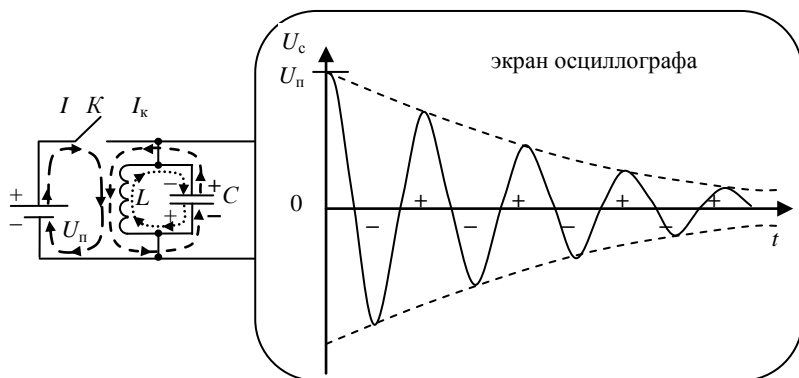


Рис.3.1. Схема исследования затухающих колебаний в параллельном  $LC$ -контуре

питания  $U_p$ , 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 необходимо 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  $I_k$  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 сигнал цепи обратной связи, посредством которого в нужные промежутки времени транзистор открывается и пропускает ток источника питания через колебательный контур.

### 3.2. 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.3.2 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.

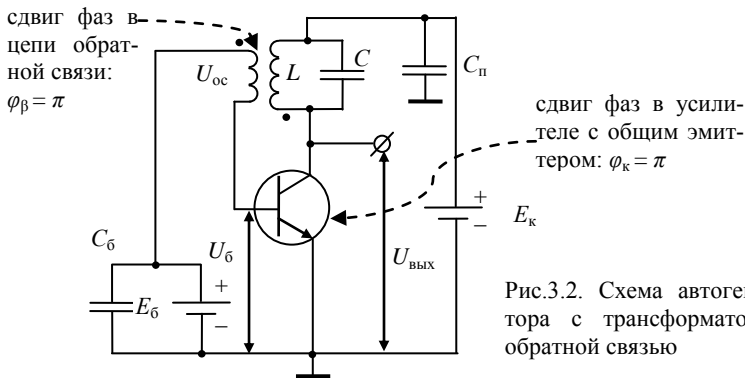


Рис.3.2. Схема автогенератора с трансформаторной обратной связью

### 3.3. Условия самовозбуждения генератора

Возникновение колебаний в автогенераторе можно представить следующим образом. В момент включения схемы во всех цепях генератора проходят кратковременные импульсы токов, заряжающих ёмкости схемы. Одиночный импульс образует сплошной спектр колебаний, одно из которых обязательно соответствует частоте колебательной системы генератора. В контуре возникнут колебания с частотой,  $f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$  (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 увеличиваться 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 цепью обратной связи. Ранее говорилось, что генератор с внешним возбуждением является усилителем. Тогда автогенератор можно представить в виде схемы, изображённой на рис.3.3.



Рис.3.3. Представление генератора в виде усилителя с обратной связью

Применим к данной схеме теорию усилителей с обратной связью.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью  $K_{ос} = \frac{K_U}{1 - K_U\beta}$ , где  $K_U$  – комплексный коэффициент усиления напряжения усилителя без обратной связи,  $\beta$  – комплексный коэффициент обратной связи. Если на некоторой частоте  $\omega$  произведение  $K_U\beta$  – действительное положительное число, то при  $K_U\beta \rightarrow 1$  будет происходить неограниченное увеличение  $K_{ос}$ . Для усилителя с обратной связью равенство  $K_U\beta = 1$ , выполняемое при соответствующей частоте, определяет амплитуду незатухающих колебаний, возникающих в усилителе, превращающемся в этом случае в генератор незатухающих колебаний. Любое слабое

возмущение на входе системы (рис.3.3) 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 амплитуда колебаний будут расти, а если меньше единицы – 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.3.4)  $K_{\text{кос}} = 1$ .  $K_{\text{кос}} = K_U \beta = K_U \beta e^{j\varphi_K} e^{j\varphi_\beta} = 1$  или  $K_{\text{кос}} = K_U \beta e^{j(\varphi_K + \varphi_\beta)} = 1$ . Это уравнение распадается на два:

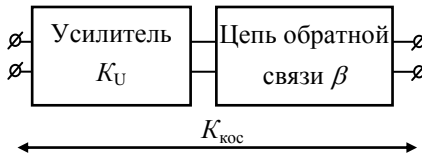


Рис.3.4. Последовательное соединение “усилитель + система обратной связи”

колебаний в кольце обратной связи. Из условия баланса амплитуд можно определить амплитуду установившихся колебаний при выбранном значении коэффициента обратной связи  $\beta$ . Ответ на вопросы, о том как нужно выбирать коэффициент  $\beta$  и как этот выбор влияет на амплитуду колебаний в схеме, можно получить, проанализировав колебательную характеристику генератора. Для её построения воспользуемся представлением автогенератора в виде генератора с независимым возбуждением, вход и выход которого соединены цепью обратной связи (рис.3.3). Теперь разорвем обратную связь. Тогда получим генератор с внешним возбуждением.

Рассмотрим генератор на биполярном транзисторе. Пусть на базе имеется переменное напряжение  $U_6$ . В коллекторной цепи транзистора будет протекать ток, первая гармоника которого  $I_k = h_{21} I_6$ . Здесь  $h_{21}$  – коэффициент усиления тока базы в схеме с общим эмиттером. На контуре появится напряжение  $U_k = I_k R_{\text{экв}}$ , где  $R_{\text{экв}} = \frac{L}{RC}$  – сопротивление контура на резонансной частоте, а  $R$  – омическое сопротивление контура. В первом приближении  $I_6$  пропорционально  $U_6$ . Тогда  $I_k = I_k(U_6)$  и  $U_k = U_k(U_6)$ .

- 1)  $K_U \beta = 1$  – 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)

В генераторах на биполярном транзисторе учитывается только ток первой гармоники  $I_k$  и, соответственно, падение напряжения на контуре только за счёт этих гармоник, так как для всех остальных гармоник сопротивление контура очень мало. Зависимость амплитуды первой гармоники коллекторного тока транзистора или напряжения на контуре от амплитуды напряжения возбуждения  $U_6$ , снятая при постоянном смещении на базе  $E_6$ , в генераторе с разомкнутой цепью обратной связи, называется колебательной характеристикой.

Рассмотрим транзисторный автогенератор. Проходная характеристика усилителя на кремниевом транзисторе  $I_k = I_k(U_6)$ , включенного по схеме с общим эмиттером, представлена на рис.3.5. При напряжении смещения  $E_6 = 0,6$  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  $U_k = U_k(U_6)$  будет линейной при малых и нелинейной при больших амплитудах  $U_6$  (кривая 1 на рис.3.6).

При работе с малым напряжением смещения (рабочая точка В, рис.3.5) колебательная характеристика  $U_k = U_k(U_6)$  будет иметь S-

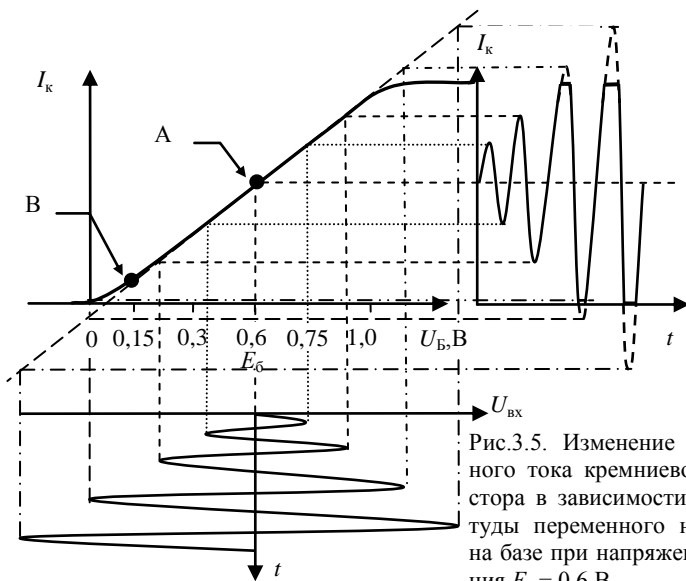


Рис.3.5. Изменение коллекторного тока кремниевго транзистора в зависимости от амплитуды переменного напряжения на базе при напряжении смещения  $E_6 = 0,6$  В

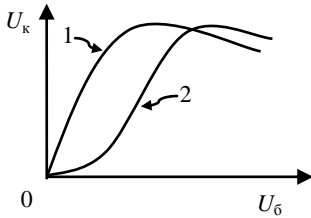


Рис.3.6. Колебательные характеристики при различных напряжениях смещения:

1 -  $E_б = 0,6 \text{ В}$ , 2 -  $E_б = 0,15 \text{ В}$

при заданных  $\beta$  и  $K_U$  величина напряжения возбуждения зависит от величины выходного напряжения  $U_к$ , и эта зависимость выражается прямой линией. На рис.3.7 в увеличенном масштабе изображены колебательная характеристика, ранее показанная на рис.3.6 (кривая 1), и семейство прямых обратной связи, построенных для различных  $\beta$ , причем  $\beta_1 < \beta_2 < \beta_3 < \beta_4$ .

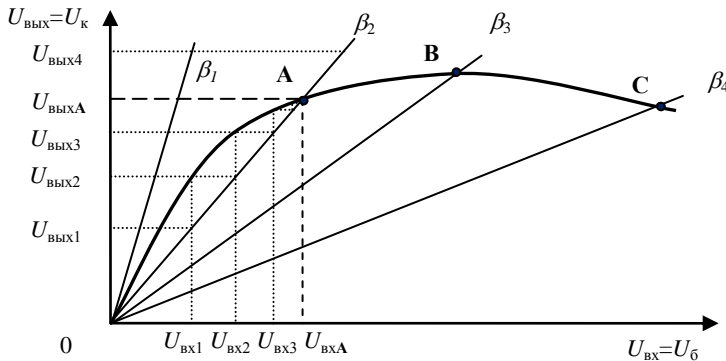


Рис.3.7. Колебательная характеристика и семейство прямых обратной связи при мягком режиме возбуждения генератора

Пусть коэффициент обратной связи равен  $\beta_2$ . 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, амплитуда колебаний будут увеличиваться

образную форму (кривая 2, рис.3.6).

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  $U_б$  - входное на-

пряжение, а  $U_к$  - выходное.



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  $\beta_2$ , как видно из рис.3.7, 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  $\beta_3$  и  $\beta_4$ . Выходные напряжения  $U_{\text{вых}}$  в этом случае соответствуют точкам В и С. Легко видеть, что при обратной связи  $\beta_1$  любые колебания, возникшие в контуре, будут затухать.

Из рис.3.7 видно, что по мере увеличения  $\beta$  напряжение  $U_{\text{вых}}$  постепенно нарастает. При уменьшении  $\beta$  амплитуда колебаний постепенно уменьшается. Режим самовозбуждения, при котором колебания в генераторе плавно увеличиваются, 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  $K_U \cdot \beta > 1$ . Когда же прямая  $\beta$  лежит выше колебательной характеристики,  $K_U \cdot \beta < 1$ . В точке пересечения прямой  $\beta$  и колебательной характеристики  $K_U \cdot \beta = 1$ .

По колебательной характеристике и набору прямых обратной связи легко получить зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$ , которая изображена на рис.3.8.

Иной характер имеет самовозбуждение при S-образной колебательной характеристике. На рис.3.9 приведена колебательная характеристика и семейство прямых обратной связи. Линия, соответствующая связи  $\beta_2$ , 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 колебания возникнут в тот момент, когда система находится в состоянии, обозначенном точкой А, то в

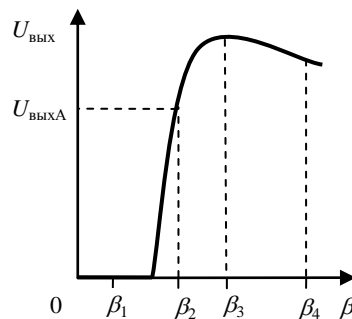


Рис.3.8. Зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$ , полученная по данным рис.3.7

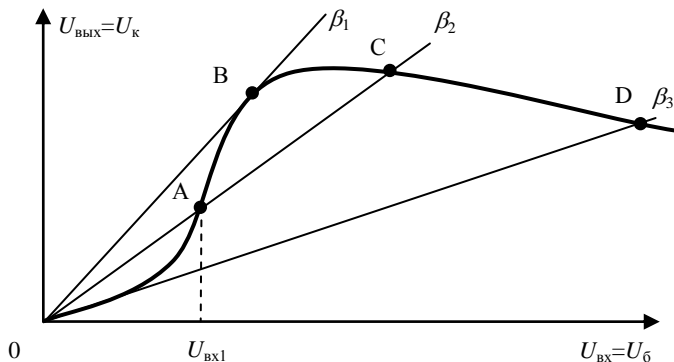


Рис.3.9. Колебательная характеристика и семейство прямых обратной связи при жёстком режиме возбуждении генератора

зависимости от случайных обстоятельств либо амплитуда колебаний 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 самостоятельно нарастать до амплитуд, соответствующих точкам С и D. Сильные колебания можно вызвать резким включением напряжения питания генератора. Если увеличивать напряжение питания плавно начиная с нуля, то колебания при коэффициентах связи  $\beta < \beta_3$  не возникнут. Если включить напряжение питания генератора при  $\beta = 0$ , а затем начать увеличивать величину обратной связи, то колебания возникнут только тогда, когда  $\beta$  достигнет величины  $\beta_3$ , и будут существовать при всех  $\beta > \beta_3$ . Скачкообразное возникновение генерации колебаний при увеличении величины обратной связи характерно для жёсткого режима самовозбуждения.

В транзисторном генераторе режим работы транзистора может быть задан с помощью фиксированного смещения, как это показано на рис.3.2. Если ЭДС батареи  $E_6 = 0,6$  В, то рабочая точка на проходной характеристике кремниевого транзистора (рис.3.5) находится на прямолинейном участке (точка А) и генератор работает в режиме мягкого самовозбуждения. При  $E_6$  равном 0,15 В (точка В) или меньшем генератор работает в жёстком режиме. Колебательные характеристики генератора, работающего в мягком и жёстком режиме, показаны на рис.3.6. Кривая 1 относится к генератору с мягким самовозбуждением, кривая 2 — с жёстким.

Фиксированное смещение на практике применяется очень редко. Значительно чаще используется автоматическое смещение (рис.3.10).

Через делитель напряжения  $R_1R_2$  протекает ток делителя  $I_d$ . Падение напряжения на резисторе  $R_2$ , равное  $I_dR_2$ , со знаком “+” через катушку обратной связи подается на базу транзистора. Кроме этого напряжения между базой и эмиттером действует еще одно напряжение:  $U_3 = I_3R_3$ , которое образуется из-за протекания эмиттерного тока  $I_3$  через резистор  $R_3$ . Полярность этого напряжения показана на рис.3.10, из которого видно, что напряжение смещения  $E_6$ , приложенное между базой и

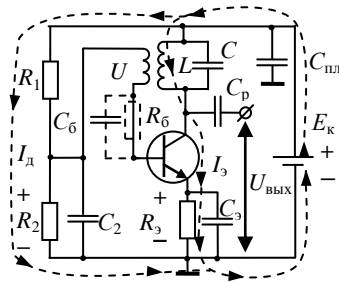


Рис.3.10. Транзисторный автогенератор с автоматическим смещением рабочей точки

эмиттером, равно разности напряжений на базе и эмиттере транзистора:  $E_6 = I_dR_2 - I_3R_3$ . Если эта разность равняется +0,6 В, то рабочая точка на проходной характеристике кремниевого транзистора (рис.3.5) находится на линейной характеристике (точка А) и генератор будет работать в режиме мягкого возбуждения. При нарастании колебаний и появлении отсечки коллекторного (и эмиттерного) тока падение напряжения на эмиттерном резисторе  $R_3$  увеличится и разность  $E_6 = I_dR_2 - I_3R_3$  уменьшится. При этом рабочая точка из положения А сдвинется влево, например, в положение В ( $E_6 = 0,15$  В), и генератор автоматически переходит в жёсткий режим работы. Конденсатор  $C_3$ , включенный параллельно  $R_3$ , служит для сглаживания пульсаций напряжения смещения и устранения отрицательной обратной связи по переменному току. Поэтому его сопротивление  $X_C = \frac{1}{\omega C_3}$  на рабочей частоте генератора должно быть значительно меньше  $R_3$ . Конденсатор  $C_2$  при условии  $X_{C2} \ll R_2$  вместе с конденсатором  $C_3$  позволяет без потерь передавать напряжение обратной связи с катушки обратной связи на участок эмиттер – база транзистора.

Переход из режима мягкого возбуждения в жёсткий режим работы можно также получить с помощью цепочки  $R_6C_6$ , которая на рис.3.10 показана пунктиром. В этом случае цепочка  $R_3C_3$  не используется.

#### 3.4. Трёхточечные автогенераторы

В некоторых автогенераторах отсутствует катушка обратной связи. В этом случае напряжение на базу транзистора подается непосредственно с одного из элементов колебательного контура путем присоединения к нему участка база – эмиттер транзистора. В этих генераторах транзистор присоединяется к колебательному контуру тремя точ-

ками: коллектором, эмиттером и базой, поэтому такие генераторы получили название трёхточечных.

Рассмотрим основные свойства трёхточечных 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.3.11,*а*). Колебания в генераторе могут возникнуть только на резонансной частоте его колебательного контура. На этой частоте сумма реактивных сопротивлений колебательного контура равна нулю:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \quad (3.1)$$

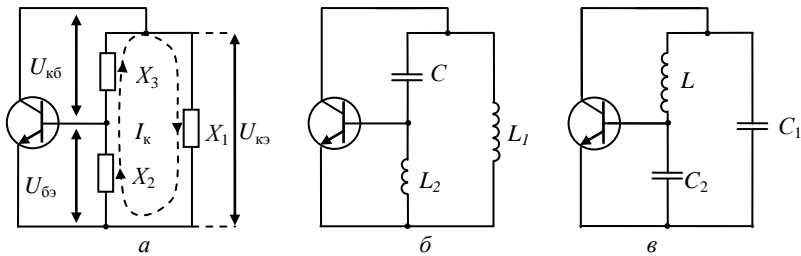


Рис.3.11. Эквивалентные схемы трёхточечных генераторов: *а* – в общем виде, *б* – индуктивного, *в* – ёмкостного

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

$$U_{кэ} = I_k X_1. \quad (3.2)$$

Напряжение между эмиттером и базой

$$U_{эб} = I_k X_2. \quad (3.3)$$

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

$$U_{бэ} = -U_{эб} = -I_k X_2. \quad (3.4)$$

Из выражений (3.2) и (3.4) вытекает, что

$$U_{бэ} = -U_{кэ} \frac{X_2}{X_1}. \quad (3.5)$$

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 (3.5) следует, что это отношение является коэффициентом обратной связи генератора:

$$\frac{X_2}{X_1} = -\frac{U_{бэ}}{U_{кэ}} = \beta. \quad (3.6)$$

Условие  $\frac{X_2}{X_1} > 0$  выполняется, если одновременно сопротивления  $X_1$  и  $X_2$  либо положительные (индуктивные), либо отрицательные (ёмкостные). Для выполнения условия (3.1) 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.3.11,б. Это схемы индуктивных трёхточечных автогенераторов.

Если  $X_1 < 0$ ,  $X_2 < 0$  и  $X_3 > 0$ , то эквивалентные схемы трёхточечных автогенераторов имеют вид, показанный на рис.3.11,в. Это ёмкостные трёхточечные автогенераторы.

Принципиальные схемы трёхточечных генераторов с параллельным питанием представлены на рис.3.12,а,б. В эти схемы 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, схемы которых изображены на рис.3.12,а,б, работают в жёстком 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  $R_б$  подключить к положительному полюсу источника питания  $E_{п.}$

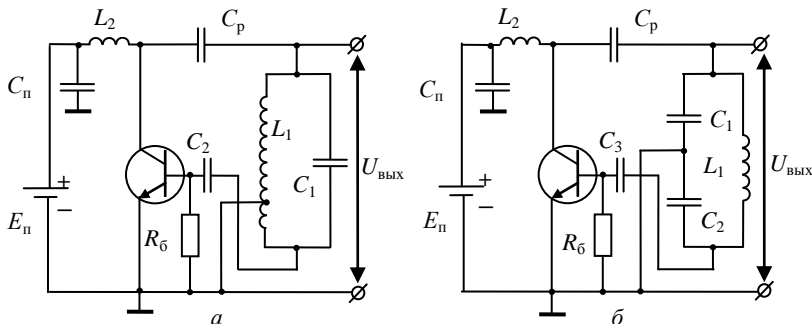


Рис.3.12. Принципиальные схемы трёхточечных генераторов:  
а – индуктивного, б – ёмкостного

### 3.5. Порядок выполнения работы

#### 3.5.1. Блок-схема экспериментальной установки

Блок-схемы экспериментальных установок для исследования характеристик автогенераторов и резонансного усилителя приведены на рис.3.13,*а,б* соответственно. В комплект лабораторной работы входят

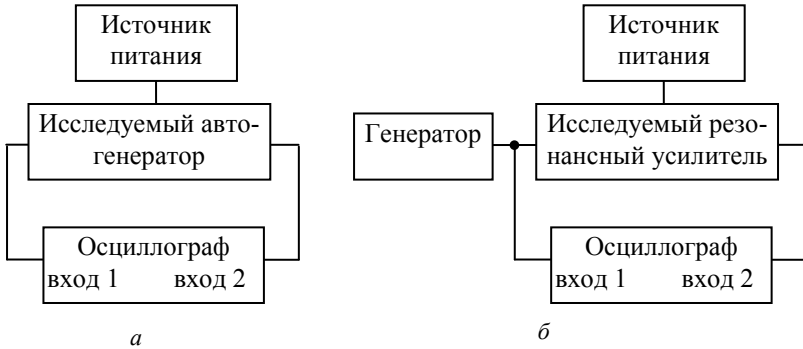


Рис.3.13. Блок-схемы экспериментальных установок для исследования:  
 а – автогенераторов; б – резонансного усилителя

два макета, в которых собраны  $LC$ -генератор с трансформаторной обратной связью и  $LC$ -генератор трёхточечный, а также генератор сигналов АКПП-3407/1, лабораторный источник питания постоянного тока MPS-6003 LK-1, двухканальный цифровой осциллограф GDS-71022 (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 изображены схемы исследуемых генераторов. На макетах размещены двухполюсные разъёмы для подключения генераторов и измерительных приборов, тумблер переключения элементов схем.

#### 3.5.2. Исследование $LC$ -автогенератора с трансформаторной обратной связью

Передняя панель макета “ $LC$ -генератор с трансформаторной обратной связью” представлена на рис.3.14. Всего имеется шесть вариантов макета. Номиналы деталей, общие для всех макетов, приведены в подрисуночной подписи, а различающиеся – в табл.3.1. Трансформатор изготовлен на тороидальном сердечнике НМ 1500 сечением  $8 \times 6$  мм<sup>2</sup> и внешним диаметром 24 мм. Первичная обмотка состоит из 100

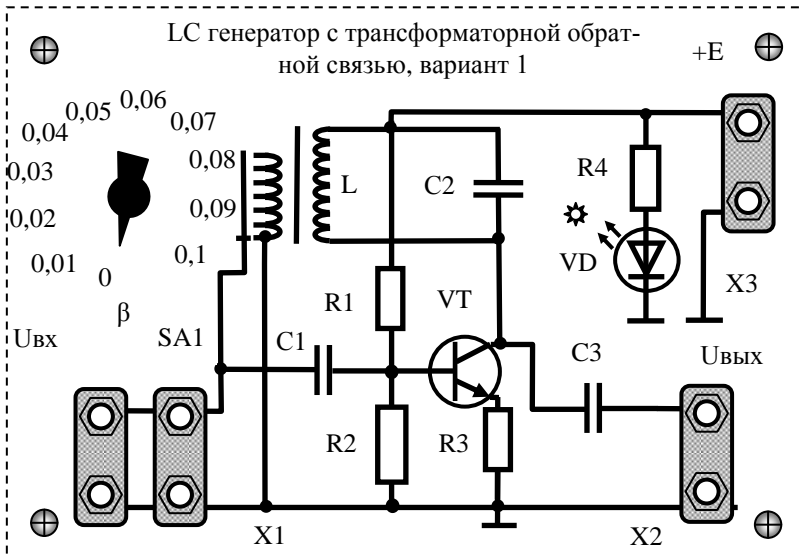


Рис.3.14. Передняя панель макета “LC-генератор с трансформаторной обратной связью”: VT КТ 503В, VD АЛ 307КМ, R2 МЛТ 0,25 5,1 кОм, R3 МЛТ 0,25 3 кОм, R4 МЛТ 0,25 3 кОм; C1 1,5 мкФ; C3 2,2 мкФ

витков, а вторичная – из 10 с отводом от каждого витка. На входе макета между правой и левой розеткой разъёма X1 установлен ограничитель амплитуды входного напряжения, состоящий из резистора МЛТ 0,25 510 Ом и двух встречно включенных стабилитронов КС433А. Для защиты от неправильного подключения полярности источника питания на верхней клемме разъёма X3 установлен диод Д209.

Таблица 3.1

Номиналы резисторов и конденсаторов в различных вариантах макетов “LC-генератор с трансформаторной обратной связью”

Вариант	C2, пФ	R1, кОм
1	820	91
2	910	56
3	1000	91
4	1200	91
5	1500	62
6	1800	75

1. Включить кнопку питания лабораторного стола в положение “1”.

2. Включить вилки источника питания и осциллографа в розетку лабораторного стола с напряжением 220 В, частотой 50 Гц.

3. Настроить лабораторный источник питания постоянного тока MPS-6003 LK-1 как рекомендовано на стр. 32–33. Напряжение питания установить в 12 В, ток короткого замыкания – в 0,05 А.

4. Собрать схему исследования характеристик  $LC$ -автогенератора (рис.3.13,а). С помощью двух проводов с однополюсными вилками соединить клеммы питания макета (рис.3.14). с клеммами выхода источника питания. **Внимание! Необходимо соблюдать правильность подключения источника питания к макету!** Плюс источника питания соединяется с гнездом +Е разъёма Х3, а минус источника питания – с общим проводом.

5. Ручку переключателя величины обратной связи “SA1” установить в положение  $\beta = 0,03$ .

6. Настроить цифровой осциллограф GDS-71022 как рекомендовано на стр.23–27. Установить режим измерений “~” – закрытый вход, измерение переменного напряжения в интервале частот от 10 Гц до 25 МГц как показано на рис.1.20,а.

7. Нажать кнопку “OUTPUT” источника питания, и на исследуемую схему поступит напряжение питания 12 В (в случае случайного короткого замыкания напряжение питания уменьшится практически до нуля, а величина постоянного тока составит 0,05 А). После включения источника питания на макете должен зажечься красный светодиодный индикатор “VD”.

8. На осциллографе нажать кнопку “Автоуст” и на экране появятся осциллограммы входного и выходного сигналов.

9. Снять осциллограмму (сфотографировать, или сохранить на внешнем носителе информации и распечатать, или зарисовать на бумаге) и приложить к отчету с указанием входного и выходного напряжений, частоты, варианта схемы включения, номиналов резисторов и конденсаторов. Определить форму колебаний, соотношение фазы выходного сигнала и фазы входного, частоту  $f_{\text{ген}}$ , период  $T$  и записать в тетрадь.

10. Изменяя переключателем величину обратной связи  $\beta$  (см. табл.3.2), снять зависимости  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$  и  $f_{\text{ген}} = f_{\text{ген}}(\beta)$ , построить графики, как показано на рис.3.15 (кривая 1) и рис.3.16.



Таблица 3.2

Исследование  $LC$ -автогенератора с трансформаторной обратной связью

Положение переключателя	Коэффициент обратной связи $\beta$	$U_{\text{вых}}, \text{В}$	$f_{\text{ген}}, \text{кГц}$
0	0		
1	0,01		
2	0,02		
3	0,03		
4	0,04		
5	0,05		
6	0,06		
7	0,07		
8	0,08		
9	0,09		
10	0,10		

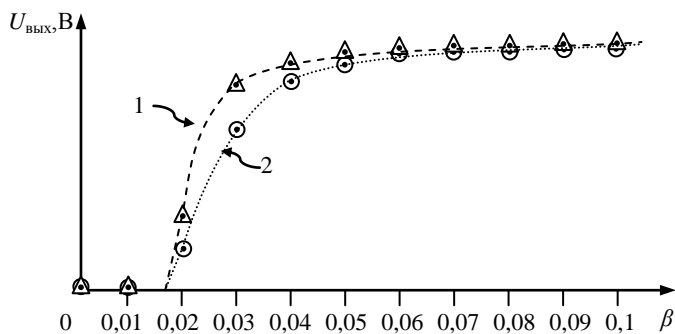


Рис.3.15. Зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$ : 1 – экспериментальная, 2 – полученная графически из рис.3.17

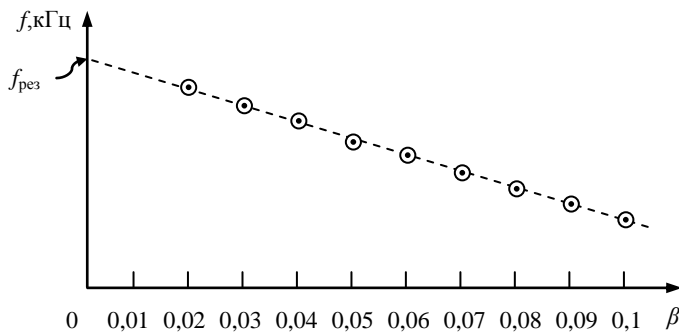


Рис.3.16. Зависимость  $f_{\text{ген}} = f_{\text{ген}}(\beta)$

### 3.5.3. Исследование резонансного усилителя

1. Собрать экспериментальную установку по схеме, приведенной на рис.3.13,б. Переключатель величины обратной связи “SA1” установить в положение “0”, при котором  $\beta = 0$  и генератор превращается в резонансный усилитель. Экстраполировать зависимость  $f_{\text{ген}} = f_{\text{ген}}(\beta)$  как показано на рис.3.16. Примерно определить резонансную частоту усилителя  $f_{\text{рез}}$ .

2. Настроить генератор GDS-71022 (инструкция по настройке на стр. 57–59): установить частоту, равную  $f_{\text{рез}}$ , напряжение  $V_{\text{rms}} = 10$  мВ.

3. Нажать кнопку “OUTPUT” источника питания и на исследуемую схему поступит напряжение питания 12 В, и на макете загорится красный светодиодный индикатор “VD”. Нажать кнопку генератора “CHA Output”, кнопку осциллографа “Автоуст”, и на экране появятся осциллограммы входного и выходного сигналов.

4. Плавно изменяя частоту генератора, определить  $f_{\text{рез.ус}}$  по максимальному напряжению на выходе резонансного усилителя. Сравнить полученную  $f_{\text{рез.ус}}$  с  $f_{\text{рез}}$ , найденной из рис.3.16.

5. Снять колебательную характеристику  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  на частоте  $f_{\text{рез.ус}}$ . Результаты занести в табл.3.3. В первом измерении кнопку генератора “CHA Output” установить в положение “выключено”. Измерить напряжение шумов на входе и выходе резонансного усилителя.

Таблица 3.3  
Колебательная характеристика

№	$U_{\text{вх}}$ , мВ	$U_{\text{вых}}$ , мВ	примечание
1			напряжение шумов
2	10		
3	20		
4	40		
5	80		
6	160		
7	320		
8	640		
9	1280		

6. Построить колебательную характеристику  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(U_{\text{вх}})$  как показано на рис.3.17. На графике колебательной характеристики построить прямые обратной связи для всех  $\beta$ , указанных в табл.3.2.

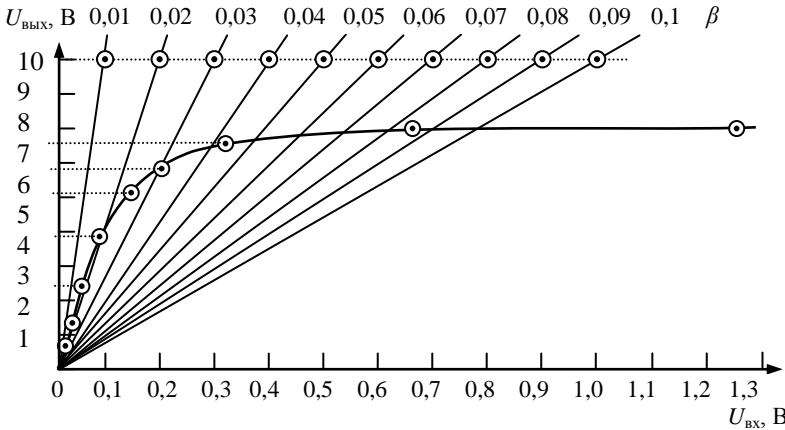


Рис.3.17. Колебательная характеристика и прямые обратной связи

Прямую обратной связи легко построить, если в уравнение этой прямой  $U_{\text{вх}} = \beta U_{\text{вых}}$  подставить значения  $\beta$  и  $U_{\text{вых}}$ . Первая точка имеет координаты  $U_{\text{вых}} = 0$  и  $U_{\text{вх}} = 0$ , так как любому значению  $\beta$  при  $U_{\text{вых}} = 0$  В соответствует напряжение  $U_{\text{вх}} = 0$  В. Координаты второй точки удобно выбрать следующим образом: задаём  $U_{\text{вых}} = 10$  В, тогда при  $\beta = 0,01$  и  $U_{\text{вх}} = 0,01 \cdot 10 = 0,1$  В, следующие прямые строятся аналогично.

7. По точкам пересечения колебательной характеристики и прямых обратной связи получить зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$  для мягкого режима генерации. График этой зависимости построить, как показано на рис.3.15 кривая 2, вместе с аналогичным графиком, полученным экспериментально, при выполнении заданий по исследованию  $LC$ -автогенератора с трансформаторной обратной связью.

Сравнить зависимость  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$  найденную из графика колебательной характеристики и прямых обратной связи с полученной экспериментально.

#### 3.5.4. Исследование трёхточечного $LC$ -автогенератора

Передняя панель макета “ $LC$ -генератор трёхточечный” представлена на рис.3.18. Всего имеется шесть вариантов макета. В правой нижней части макета находится разъём X1 для подключения осциллографа. В правой верхней части имеется разъём X2 для подачи напряжения питания. Для защиты от неправильного подключения полярности источника питания на верхней клемме разъёма X2 установлен диод Д209.

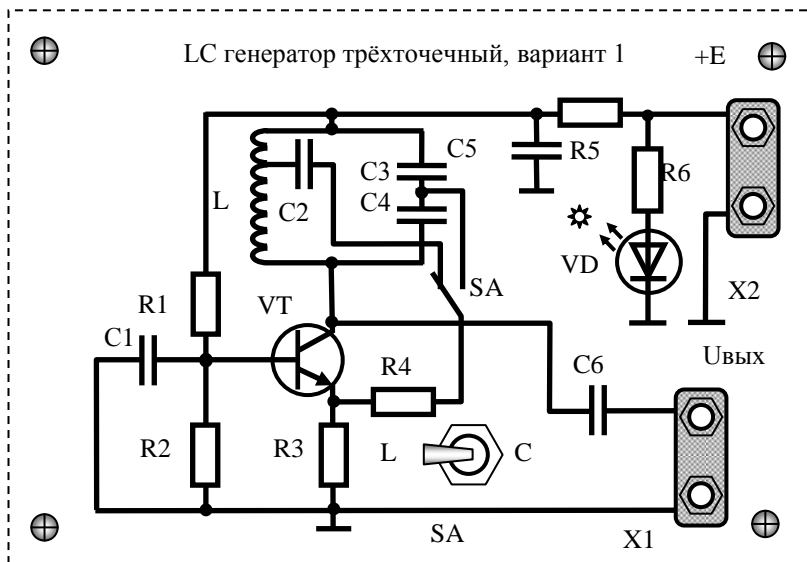


Рис.3.18. Передняя панель макета “LC-генератор трёхточечный”: VT КТ 503В, VD АЛ 307КМ, R5 МЛТ 0,25 510 Ом, R6 МЛТ 0,25 3 кОм, C5 100 мкФ

Номиналы деталей, общие для всех макетов, приведены в подрисуночной подписи, а различающиеся в табл.3.4 и 3.5. Переключатель “SA” служит для выбора индуктивной “L” или ёмкостной “C” схемы трёхточечного генератора. Трансформатор изготовлен на тороидальном сердечнике НМ 1500 сечением  $12 \times 8 \text{ мм}^2$  и внешним диаметром 40 мм. Для вариантов схем 1–5 обмотка состоит из 100 витков, отвод сделан от 10-го витка, а для варианта 6 – из 300 витков с отводом от 30-го.

Таблица 3.4

Номиналы резисторов и катушек индуктивности в различных вариантах макетов “LC-генератор трёхточечный”

Вариант	R1, кОм	R2, кОм	R3, кОм	R4, Ом	L, мГн
1	110	10	2	100	17
2	30	5,1	3	110	14
3	62	5,1	3	91	29
4	75	5,1	3	100	24
5	30	5,1	3	100	13
6	30	5,1	3	100	63

Таблица 3.5

Номиналы резисторов и катушек индуктивности в различных вариантах макетов “LC-генератор трёхточечный”

Вариант	C1, мкФ	C2, нФ	C3, нФ	C4, нФ	C6, мкФ
1	2,2	33	2,2	100	1,5
2	2,2	33	3,0	110	1,5
3	1,5	5,0	0,91	91	1,5
4	1,5	33	2,0	100	2,2
5	1,5	33	2,2	100	2,2
6	1,5	3,4	0,91	100	1,5

1. Собрать экспериментальную установку для исследования трёхточечных LC-генераторов по схеме, приведенной на рис.3.19.

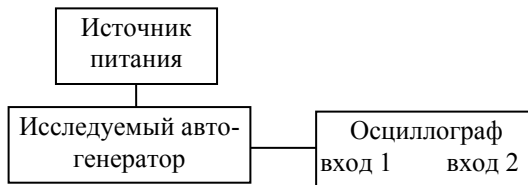


Рис.3.19. Блок-схема экспериментальной установки для исследования трёхточечных LC-генераторов

2. Исследование индуктивного трёхточечного автогенератора. Переключатель “SA” установить в положение “L”, включить осциллограф и подать напряжение с источника питания. По осциллограмме определить форму колебаний, амплитуду, действующее значение  $U_{\text{вых}}$ , период, частоту  $f_{\text{ген}}$  и записать в тетрадь.

3. Исследование индуктивного ёмкостного трёхточечного автогенератора. Переключатель “SA” установить в положение “C”. По осциллограмме определить форму колебаний, амплитуду, действующее значение  $U_{\text{вых}}$ , период, частоту  $f_{\text{ген}}$  и записать в тетрадь.

4. Сравнить результаты, полученные при исследовании индуктивного и ёмкостного трёхточечного LC-генератора.

### 3.6. Контрольные вопросы

1. Основные характеристики параллельного колебательного контура:  $L$ ,  $C$ ,  $r$ ,  $f_0$ ,  $\rho$ ,  $Q$  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 жёсткий режимы работы. Частота генерации  $f_{\text{ген}}$ .

4. Объяснить, как амплитуда колебаний и частота генерации зависят от величины обратной связи.

5. Резонансный усилитель. Колебательная характеристика. Почему частота  $f_{\text{рез-ус}}$  резонансного усилителя немного отличается от  $f_{\text{ген}}$ . Зависимость выходного напряжения  $U_{\text{вых}}$  от коэффициента обратной связи  $\beta$ . Построение зависимости  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$  по колебательной характеристике и прямым обратной связи.

6. Сравнить зависимости  $U_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}(\beta)$ , полученные экспериментально и графически по колебательной характеристике и прямым обратной связи.

7. Индуктивный трёхточечный автогенератор. Принцип действия, эквивалентная и электрическая схемы.

8. Ёмкостной трёхточечный автогенератор. Принцип действия, эквивалентная и электрическая схемы.

9. Способы определения частоты генератора. Можно ли измерить частоту исследуемых в работе генераторов, включив стандартный частотомер с входным сопротивлением 50 Ом на выход генератора? Почему цифровые вольтметры и осциллографы, подключенные к выходу генератора, практически не изменяют режима его работы? Какими способами можно измерить частоту генератора с помощью цифрового осциллографа?

10. Объяснить полученные результаты.

### 3.7. 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. *LC-автогенераторы: метод. указ. к выполнению лаб. раб.* / сост. Н. Н. Коротаяев, И. Л. Вольхин; Перм. гос. ун-т. Пермь, 1998. 31 с.
5. *Радиоэлектроника. Лабораторный практикум* / сост. И. Л. Вольхин; Перм. гос. нац. исслед. ун-т. Пермь, 2012. 158 с.
6. *Электротехника и электроника: Лабораторный практикум: учеб.-метод. пособие* / сост. И. Л. Вольхин; Перм. гос. нац. исслед. ун-т. Пермь, 2017. 170 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. Ёмкостной фильтр	11
1.3.2. Г-образный RC-фильтр	13
1.3.3. П-образный RC-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	23
1.6. Контрольные вопросы	34
1.7. Список литературы	35
Работа 2. ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ	36
2.1. Биполярные транзисторы с управляемым $p-n$ -переходом	36
2.2. Три схемы включения транзистора	38
2.3. Усилители на биполярных транзисторах	40
2.3.1. Общие сведения об электронных усилителях	40
2.3.2. Основные характеристики усилителей	41
2.4. Отрицательная обратная связь в усилителях	43
2.5. Усилитель с общим эмиттером	44
2.5.1. Графоаналитический метод анализа работы усилителя на биполярном транзисторе	45
2.5.2. Схемы смещения рабочей точки	46
2.5.3. Широкополосный усилитель с общим эмиттером	51
2.5.4. Резонансный усилитель с общим эмиттером	54
2.6. Усилитель с общим коллектором	54
2.7. Усилитель с общей базой	56
2.8. Порядок выполнения работы	56
2.8.1. Блок-схема экспериментальной установки	56



	89
2.8.2. Методика выполнения работы	57
2.9. Контрольные вопросы	66
2.10. Список литературы	66
Работа 3. ИССЛЕДОВАНИЕ LC-АВТОГЕНЕРАТОРОВ	67
3.1. LC-генератор электромагнитных колебаний	67
3.2. Конструкция и принцип действия генератора с трансформаторной обратной связью	68
3.3. Условия самовозбуждения генератора	69
3.4. Трёхточечные автогенераторы	75
3.5. Порядок выполнения работы	78
3.5.1. Блок-схема экспериментальной установки	78
3.5.2. Исследование LC-автогенератора с трансформаторной обратной связью	78
3.5.3. Исследование резонансного усилителя	82
3.5.4. Исследование трёхточечного LC-автогенератора	83
3.6. Контрольные вопросы	86
3.7. Список литературы	87

*Учебное издание*

*Составитель*  
**Вольхин Игорь Львович**

**РАДИОЭЛЕКТРОНИКА**  
**ФРОНТАЛЬНЫЙ ЛАБОРАТОРНЫЙ**  
**ПРАКТИКУМ**

Учебно-методическое пособие

Редактор *Е. А. Огиенко*  
Компьютерная вёрстка: *И. Л. Вольхин*

---

Подписано в печать 07.09.2018. Формат 60×84/16  
Усл. печ. л. 5,23. Тираж 100 экз.

---

Издательский центр  
Пермского государственного  
национального исследовательского университета  
614990, г. Пермь, ул. Букирева, 15

Отпечатано на кафедре  
радиоэлектроники и защиты информации ПГНИУ  
614990, г. Пермь, ул. Букирева, 15